

L'USINE NOUVELLE

SÉRIE I EEA

Georges Asch et coll.

LES CAPTEURS EN INSTRUMENTATION INDUSTRIELLE

7^e édition

DUNOD

Collaborateurs

Pierre DESGOUTTE, docteur ès sciences

Pierre ANDRÉ, ingénieur
Jacques BEAUFONT, directeur d'études
Georges CHARNAY, chercheur au CNRS
Geneviève COMTE-BELLOT, professeur émérite
Bernard CRÉTINON, responsable de laboratoire
Jacques FOULETIER, professeur des universités
Nicole JAFFREZIC, chercheur au CNRS
Claude JOUVENOT, ingénieur
Stéphane LAUREL, ingénieur
Pierre LIVROZET, ingénieur
Jean-Louis MARTY, professeur des universités
Alain MAZERAN, ingénieur
Jacques MÉRIGOUX, ingénieur
Patrick PAIROT DE FONTENAY, ingénieur
Alain PIQUET, docteur ès sciences
Jean-Claude PRIGENT, ingénieur
Jean-Paul SCHON, professeur des universités
Michel SUNYACH, professeur des universités
Jacques TACUSSEL, ingénieur
Uri ZELBSTEIN, ingénieur

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.

Le Code de la propriété intellectuelle du 1^{er} juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements

d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour

les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.

Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du

Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).



© Dunod, Paris, 2006, 2010

ISBN 978-2-10-055697-7

© Dunod, Paris, 1983 pour la 1^{re} édition

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).

Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

PRÉFACE

Ce monde est pénétré des applications de la mesure ; toute connaissance, non mesurable, est frappée d'un jugement de dépréciation. Le nom de « science » se refuse de plus en plus à tout savoir intraduisible en chiffre.

Paul Valéry

Paul Valéry ne savait probablement pas combien son affirmation serait, en 1982, d'actualité. Notre monde est, et sera, en effet de plus en plus pénétré des applications de la mesure.

À l'évidence, nous savons que seule la mesure permet de conduire le progrès scientifique et d'accroître la connaissance de ce qui nous entoure ; les limites ne sont pas atteintes et ne le seront jamais. Il nous apparaît, à ce jour, que la mesure joue un rôle de plus en plus fondamental dans le développement des activités industrielles avec la sophistication des automatismes, la robotique, le contrôle de la qualité, les économies d'énergie, la lutte contre la pollution, etc. De plus, la mesure, au travers de l'automatisme, trouve maintenant des applications nombreuses dans la conception et la réalisation des biens de consommation, l'électroménager, l'automobile, les jouets, etc.

La mesure devient un facteur essentiel de l'économie ; elle doit être traitée avec une attention particulière et soutenue.

Et rien ne se fera sans le « capteur » qui se trouve à la base de l'édifice « Mesure ». Lui seul permet de prolonger et d'affiner les sens de l'homme.

La parution d'un ouvrage technique, traitant des « capteurs » en général, est donc un événement important qu'il convient de souligner. De nombreux livres français et étrangers ont déjà traité, directement ou indirectement, de ce sujet, mais le rythme des évolutions technologiques est tel qu'il s'avérait nécessaire de compléter et de rassembler les connaissances actuelles du domaine. En 1982, un tel ouvrage manquait dans la bibliothèque des enseignants, des étudiants, des ingénieurs et techniciens concernés par la mesure.

Les auteurs ont brillamment réussi dans une entreprise particulièrement difficile, car ce domaine spécifique de l'instrumentation est d'un abord délicat. La conception d'un capteur fait appel à toutes les ressources offertes par des disciplines scientifiques et techniques aussi variées que la mécanique, l'électromécanique, la micro-électronique, l'optique, la micro-informatique, la chimie, la physico-chimie et tout récemment la biologie.

Il était indispensable, pour rédiger ce livre, de posséder un savoir scientifique étendu et du talent pour rassembler, trier et finalement présenter clairement les informations recueillies.

Le livre traite d'une façon approfondie des nécessaires définitions du capteur, de ses caractéristiques métrologiques, des électroniques associées et pour l'essentiel présente un panorama complet de tous les types existants. Pour chaque principe permettant la transformation de la grandeur à mesurer en un signal exploitable par l'homme, nous trouvons, d'une part, un rappel théorique expliquant le fonctionnement, sans abuser de l'habillage mathématique, et, d'autre part, des informations originales sur les technologies utilisées et leurs limites de performances. Le professeur Asch et ses collaborateurs ont eu le souci de rendre vivant et concret l'ouvrage en usant largement de l'illustration et de la présentation photographique de produits existants et commercialisés.

Le présent traité est remarquable par son niveau d'actualité. Les dispositifs les plus récemment étudiés, et encore en cours d'expérimentation dans les laboratoires de recherche, ne manquent pas à l'appel. Le spécialiste de la mesure sera surpris de découvrir, à la lecture, des nouveautés qui n'étaient pas encore parvenues à sa connaissance.

Nous ne saurions trop remercier le professeur Asch et ses collaborateurs de mettre à la disposition du corps enseignant et de la communauté scientifique et technique une œuvre aussi complète et utile.

Marc Desjardins
Ancien président du Comité « Capteurs »
au ministère de la Recherche et de l'Industrie

TABLE DES MATIÈRES

Préface	v
Avant-propos	xiii
1 • Principes fondamentaux	1
<i>par G. Asch et P. Desgoutte</i>	1
1.1 Définitions et caractéristiques générales	1
1.2 Capteurs actifs	3
1.3 Capteurs passifs	5
1.4 Corps d'épreuve. Capteurs composites	7
1.5 Grandeurs d'influence	9
1.6 La chaîne de mesure	10
1.7 Capteurs intégrés	12
1.8 Capteurs intelligents	15
2 • Caractéristiques métrologiques	17
2.1 Les erreurs de mesure	17
2.2 Étalonnage du capteur	22
2.3 Limites d'utilisation du capteur	26
2.4 Sensibilité	27
2.5 Rapidité – Temps de réponse	39
2.6 Discrétion ou finesse	45
3 • Conditionneurs des capteurs passifs	51
3.1 Caractéristiques générales des conditionneurs de capteurs passifs	51
3.2 Montage potentiométrique	55
3.3 Les ponts	67
3.4 Les oscillateurs	86
3.5 Forme et spectre de fréquence du signal à la sortie du conditionneur	89
4 • Conditionneurs du signal	99
4.1 Adaptation de la source du signal à la chaîne de mesure	99
4.2 Linéarisation	101
4.3 Amplification du signal et réduction de la tension de mode commun	118
4.4 Détection de l'information	125

5 • Capteurs optiques	135
5.1 La lumière – Propriétés fondamentales	135
5.2 Photométrie	137
5.3 La lumière, support d'information	140
5.4 Sources lumineuses	141
5.5 Caractéristiques métrologiques propres aux capteurs optiques	142
5.6 Cellule photoconductrice	147
5.7 Photodiode	159
5.8 Photodiode à avalanche	173
5.9 Phototransistor	177
5.10 Capteurs photoémissifs	186
5.11 Détecteurs thermiques	206
5.12 Capteurs d'images	217
5.13 Fibres optiques	225
6 • Capteurs de température	235
6.1 Les échelles de température	236
6.2 Température mesurée et température à mesurer	240
6.3 Thermométrie par résistance	252
6.4 Thermométrie par thermocouple	275
6.5 Thermométrie par diodes et transistors	294
6.6 Thermométrie par le bruit de fond	302
6.7 Thermométrie par quartz	304
6.8 Mesure de température sur des corps en mouvement	312
6.9 Pyrométrie optique	313
7 • Capteurs de position et déplacement	327
7.1 Potentiomètre résistif	327
7.2 Capteurs inductifs	340
7.3 Capteurs capacitifs	365
7.4 Capteurs digitaux	375
7.5 Capteurs à propagation d'ondes élastiques	381
7.6 Capteurs de proximité	386
7.7 Capteurs optiques de position	402
8 • Capteurs de déformation	407
<i>par G. Asch, P. Desgoutte et A. Mazeran</i>	407
8.1 Définition des grandeurs mécaniques utiles	407
8.2 Principes généraux	408
8.3 Jauges résistives métalliques	410
8.4 Sensibilité transversale	412
8.5 Influence de la température sur la résistance d'une jauge fixée	413
8.6 Jauges résistives semi-conductrices, ou piézorésistances	416
8.7 Fonctionnement dynamique des jauges	423
8.8 Rosettes	424
8.9 Méthodes de mesure	425

8.10	Extensomètre à corde vibrante	434
8.11	Extensomètres pour hautes températures	436
9	• Capteurs tachymétriques	441
	<i>par G. Asch et P. Desgoutte</i>	441
9.1	Tachymètres électromagnétiques de vitesse angulaire	442
9.2	Tachymètres électromagnétiques de vitesse linéaire	451
9.3	Tachymètres de vitesse angulaire à impulsions	453
9.4	Gyromètres	456
10	• Capteurs de force, pesage, couple	461
	<i>par P. Desgoutte, P. Pairot et J.-C. Prigent</i>	461
10.1	Capteurs piézoélectriques	462
10.2	Capteurs à magnétostriction	485
10.3	Capteurs à jauges d'extensométrie	490
10.4	Capteurs de force par mesure de déplacement	505
10.5	Capteurs de couple	507
10.6	Capteur tactile : peau artificielle	514
11	• Capteurs d'accélération, vibration, choc	517
	<i>par P. André, J. Beaufront, P. Desgoutte et C. Jouvenot</i>	517
11.1	Considérations générales	517
11.2	Accéléromètres piézoélectriques et piézorésistifs : caractéristiques communes	524
11.3	Accéléromètres piézoélectriques	536
11.4	Accéléromètres piézorésistifs	544
11.5	Accéléromètres utilisant une mesure de déplacement	555
11.6	Accéléromètres asservis	560
12	• Capteurs de vitesse, débit, niveau de fluides	567
	<i>par G. Asch, G. Charnay, J.-P. Schon et G. Comte-Bellot</i>	567
12.1	Notions élémentaires de mécanique des fluides	567
12.2	Vitesse des fluides : capteurs et méthodes de mesure	573
12.3	Débitmétrie	587
12.4	Mesure et détection de niveau	603
13	• Capteurs de pression de fluides	611
	<i>par U. Zelbstein</i>	611
13.1	Généralités	612
13.2	Principes de la mesure	614
13.3	Critères d'utilisation et caractéristiques métrologiques	619
13.4	Structures mécaniques	623
13.5	Procédés de conversion (figure 13.8)	626
13.6	Systèmes asservis à équilibre de force	649
13.7	Étalonnage	650

14 • Capteurs de mesure du vide	653
<i>par A. Piquet</i>	653
14.1 Rappel sur les propriétés physiques des gaz	653
14.2 Différents domaines du vide – Types de jauges	657
14.3 Jauges à déformation	658
14.4 Jauges à fil chaud	663
14.5 Jauges à ionisation	670
14.6 Appareils pour l'étalonnage des jauges à vide	679
15 • Capteurs acoustiques	683
<i>par M. Sunyach</i>	683
15.1 Choix des grandeurs à mesurer	683
15.2 Généralités sur les microphones	686
15.3 Principaux types de microphones	689
15.4 Microphones à condensateur	697
15.5 Microphones électrodynamiques	709
15.6 Intensimétrie	713
16 • Détecteurs de rayonnements nucléaires	719
<i>par G. Asch et P. Desgoutte</i>	719
16.1 Radioactivité – Notions élémentaires	719
16.2 Détecteurs à ionisation dans les gaz	732
16.3 Détecteurs à scintillation	738
16.4 Détecteurs semi-conducteurs	741
17 • Capteurs d'humidité	747
<i>par B. Créton et J. Mérigoux</i>	747
17.1 Principales définitions relatives à l'air humide	748
17.2 Les hygromètres	751
17.3 Hygromètre à condensation	752
17.4 Hygromètre à sorption	755
17.5 Hygromètres à variation d'impédance pour la mesure de l'humidité relative	759
17.6 Hygromètre à variation d'impédance pour la mesure de la température de rosée	761
17.7 Hygromètre électrolytique	763
17.8 Psychromètre	766
17.9 Étalonnage des hygromètres	768
17.10 Hygrométrie des solides	772
18 • Capteurs électrochimiques	779
<i>par P. Livrozet et J. Tacussel</i>	779
18.1 Classification des capteurs électrochimiques	779
18.2 Capteurs potentiométriques	781
18.3 Capteurs ampérométriques	804
18.4 Capteurs conductimétriques	806

19 • Capteurs de composition gazeuse	811
<i>par J. Fouletier</i>	811
19.1 Capteurs à électrolyte solide	812
19.2 Capteurs à variation d'impédance	824
19.3 Capteur à quartz piézoélectrique	827
19.4 Capteurs catalytiques	828
19.5 Catharomètres	829
19.6 Capteurs paramagnétiques	830
19.7 Analyseurs optiques	834
19.8 GASFET	837
19.9 Réseau des capteurs	837
19.10 Conclusions	838
20 • Biocapteurs	843
<i>par J.L. Marty</i>	843
20.1 Les biorécepteurs	844
20.2 Méthodes d'immobilisation	846
20.3 Les principaux types de biocapteurs	848
20.4 Caractéristiques des biocapteurs	856
20.5 Applications	858
Index	861

La connaissance scientifique s'est développée par un double effort :

- d'une part, la réflexion sur les mécanismes c'est-à-dire sur la nature des interactions entre grandeurs physiques liées aux phénomènes ; cette réflexion se concrétise grâce à l'outil mathématique par les lois de la physique, relations abstraites entre grandeurs physiques ;
- d'autre part, l'expérimentation qui repose sur la mesure des grandeurs physiques et qui, en leur associant une valeur numérique permet de définir quantitativement les propriétés des objets, de vérifier numériquement les lois physiques ou d'en établir empiriquement la forme.

Alors que la science cherche à saisir puis à exprimer mathématiquement dans des théories cohérentes les lois régissant les rapports des grandeurs physiques, la technique utilise ces lois et les propriétés de la matière pour créer de toute pièce des dispositifs ou des matériaux nouveaux qui permettent à l'homme d'accroître ses moyens d'action afin de mieux assurer sa subsistance, de faciliter ses échanges et de réduire sa peine.

Si, dans un premier temps, la technique fut un recueil de procédés empiriques, fruits de l'observation, de tâtonnements aléatoires ou d'essais successifs, la connaissance des lois de la nature a permis à la technique de rationaliser sa démarche et de devenir une science de la réalisation. La mesure y joue dès lors un rôle capital. La construction d'une machine ou la mise au point de matériaux nouveaux exigent de donner à leurs éléments constitutifs des caractéristiques que la mesure permet d'ajuster aux valeurs appropriées. Le fonctionnement d'une machine ou d'un appareillage doit être contrôlé afin que soient assurées la qualité des fabrications et la sécurité des hommes et des installations : or, contrôler c'est d'abord vérifier par la mesure qu'un certain nombre de grandeurs physiques ont les valeurs assignées.

Dans les laboratoires de recherche scientifique comme dans les installations industrielles l'une des tâches principales du chercheur comme du technicien est donc d'effectuer les mesures des grandeurs physiques variées qui déterminent leurs expériences ou conditionnent le déroulement correct de leurs fabrications.

Afin d'être menée à bien, l'opération de mesure nécessite généralement que l'information qu'elle délivre soit transmise à distance du point où elle est saisie, protégée contre l'altération par des phénomènes parasites, amplifiée, avant d'être exploitée de diverses manières : affichée, enregistrée, traitée par ordinateur. L'électronique offre à cet égard des moyens divers et puissants : pour en tirer le meilleur parti et qu'en bénéficient les mesures de tous types de grandeurs physiques, comme leur traite-

ment et leur exploitation, il est très souhaitable de transposer immédiatement sous la forme d'un signal électrique chacune des grandeurs physiques intéressantes.

C'est le rôle du capteur que d'assurer cette duplication de l'information en la transférant, au point même où se fait la mesure, de la grandeur physique (non électrique) qui lui est propre, sur une grandeur électrique : courant, tension, charge ou impédance.

Cet ouvrage se propose de décrire, pour les grandeurs physiques les plus couramment mesurées dans les laboratoires et les installations industrielles les divers types de capteurs utilisables.

Un capteur est d'abord le résultat de l'exploitation ingénieuse d'une loi physique : c'est pourquoi une place importante est donnée dans ce livre aux principes physiques qui sont à leur base. C'est d'eux en effet que découlent les propriétés spécifiques de chaque type de capteur : performances, domaine d'application et règles de bonne utilisation. Il en est de même des caractéristiques électriques du capteur qui imposent à l'utilisateur le choix de circuits électriques associés parfaitement adaptés afin que le signal délivré soit obtenu et puisse être traité dans les meilleures conditions.

Principes physiques, propriétés spécifiques, montages électriques associés sont les trois aspects principaux sous lesquels sera étudié chaque type de capteur.

« On devrait toujours en commençant un livre se demander en son âme et conscience si la rédaction vous en apparaît comme indispensable » écrivait Lecomte du Noüy au début de *L'Homme devant la Science*. Cette interrogation était sans cesse présente à notre esprit. Si cet ouvrage aide l'expérimentateur confronté à l'infinie diversité des problèmes de mesure à choisir rationnellement le capteur et à l'utiliser judicieusement nous aurons fait œuvre, non peut-être indispensable, mais du moins utile.

Remerciements

A. Deguin, maître-assistant, A. Dolce, chef de travaux à l'université de Lyon 1, ont contribué par leurs critiques et leurs conseils à la bonne réalisation de cet ouvrage. Les secrétaires, en particulier Madame B. Chanut, ont, avec patience et compétence, dactylographié les versions souvent successives de ce texte.

1 • PRINCIPES FONDAMENTAUX

1.1 Définitions et caractéristiques générales

La grandeur physique objet de la mesure : déplacement, température, pression, etc. est désignée comme le **mesurande** et représentée par m ; l'ensemble des opérations expérimentales qui concourent à la connaissance de la valeur numérique du mesurande constitue son **mesurage**. Lorsque le mesurage utilise des moyens électroniques de traitement du signal, il est nécessaire de produire à partir du mesurande une grandeur électrique qui en soit une représentation aussi exacte que possible : ceci signifie que la grandeur électrique et ses variations apportent toute l'information nécessaire à la connaissance du mesurande. Le **capteur** est le dispositif qui soumis à l'action d'un mesurande non électrique présente une caractéristique de nature électrique (charge, tension, courant ou impédance) désignée par s et qui est fonction du mesurande :

$$s = F(m)$$

s est la **grandeur de sortie** ou **réponse du capteur**, m est la **grandeur d'entrée** ou **excitation**. La mesure de s doit permettre de connaître la valeur de m (figure 1.1). La relation $s = F(m)$ résulte dans sa forme théorique des lois physiques qui régissent

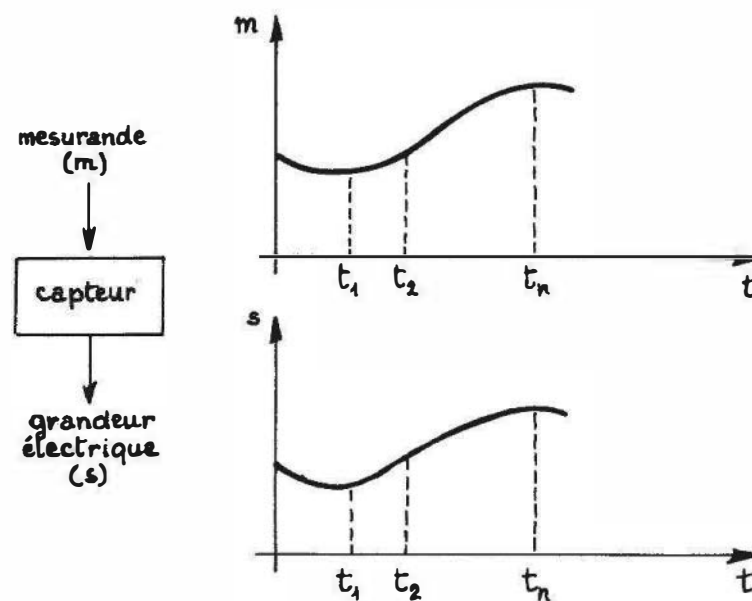


Figure 1.1 – Exemple d'évolution d'un mesurande m et de la réponse s correspondante du capteur.

le fonctionnement du capteur et dans son expression numérique de sa construction (géométrie, dimensions), des matériaux qui le constituent et éventuellement de son environnement et de son mode d'emploi (température, alimentation). Pour tout capteur la relation $s = F(m)$ sous sa forme numériquement exploitable est explicitée par **étalonnage** : pour un ensemble de valeurs de m connues avec précision, on mesure les valeurs correspondantes de s ce qui permet de tracer la courbe d'étalonnage (figure 1.2a) ; cette dernière, à toute valeur mesurée de s , permet d'associer la valeur de m qui la détermine (figure 1.2b).

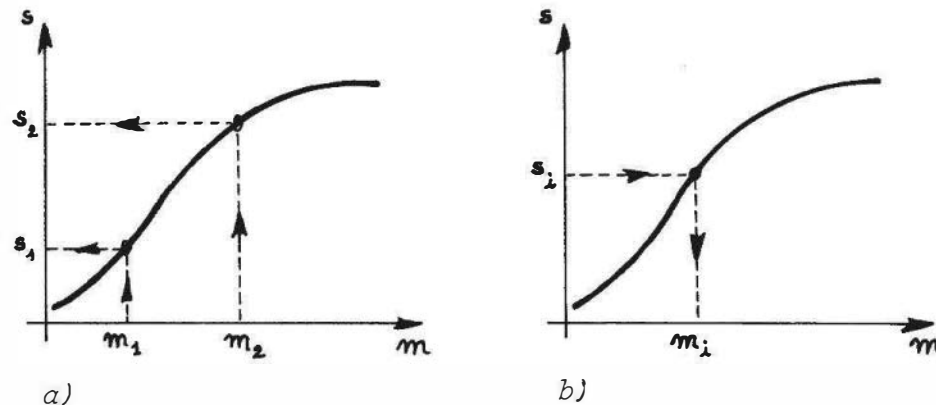


Figure 1.2 – Courbe d'étalonnage d'un capteur : a) son établissement, à partir de valeurs connues du mesurande m ; b) son exploitation, à partir des valeurs mesurées de la réponse s du capteur.

Pour des raisons de facilité d'exploitation on s'efforce de réaliser le capteur, ou du moins de l'utiliser, en sorte qu'il établisse une relation linéaire entre les variations Δs de la grandeur de sortie et celles Δm de la grandeur d'entrée :

$$\Delta s = S \cdot \Delta m$$

S est la **sensibilité du capteur**.

Un des problèmes importants dans la conception et l'utilisation d'un capteur est la constance de sa sensibilité S qui doit dépendre aussi peu que possible :

- de la valeur de m (**linéarité**) et de sa fréquence de variation (**bande passante**) ;
- du temps (**vieillessement**) ;
- de l'action d'autres grandeurs physiques de son environnement qui ne sont pas l'objet de la mesure et que l'on désigne comme **grandeurs d'influence**.

En tant qu'élément de circuit électrique, le capteur se présente, vu de sa sortie :

- soit comme un générateur, s étant une charge, une tension ou un courant et il s'agit alors d'un **capteur actif** ;
- soit comme une impédance, s étant alors une résistance, une inductance ou une capacité : le **capteur est alors dit passif**.

Cette distinction entre capteurs actifs et passifs basée sur leur schéma électrique équivalent traduit en réalité une différence fondamentale dans la nature même des phénomènes physiques mis en jeu.

Le signal électrique est la partie variable du courant ou de la tension qui porte l'information liée au mesurande : amplitude et fréquence du signal doivent être liées

sans ambiguïté à l'amplitude et à la fréquence du mesurande. Un capteur actif qui est une source, délivre immédiatement un signal électrique ; il n'en est pas de même d'un capteur passif dont les variations d'impédance ne sont mesurables que par les modifications du courant ou de la tension qu'elles entraînent dans un circuit par ailleurs alimenté par une source extérieure. Le circuit électrique nécessairement associé à un capteur passif constitue son **conditionneur** et c'est l'ensemble du capteur et du conditionneur qui est la source du signal électrique.

1.2 Capteurs actifs

Fonctionnant en générateur, un capteur actif est généralement fondé dans son principe sur un effet physique qui assure la conversion en énergie électrique de la forme d'énergie propre au mesurande : énergie thermique, mécanique ou de rayonnement. Les plus importants parmi ces effets sont regroupés *tableau 1.1* ; dans la suite du paragraphe, on en donne une description sommaire destinée à éclairer leur mode d'application.

Tableau 1.1 – Capteurs actifs : principes physiques de base.

Mesurande	Effet utilisé	Grandeur de sortie
Température	Thermoélectricité	Tension
Flux de rayonnement optique	Pyroélectricité	Charge
	Photoémission	Courant
	Effet photovoltaïque	Tension
	Effet photoélectromagnétique	Tension
Force Pression Accélération	Piézoélectricité	Charge
Vitesse	Induction électromagnétique	Tension
Position (aimant)	Effet Hall	Tension

Effet thermoélectrique

Un circuit formé de deux conducteurs de nature chimique différente dont les jonctions sont à des températures T_1 et T_2 est le siège d'une force électromotrice $e(T_1, T_2)$.

Application : détermination à partir de la mesure de e d'une température inconnue T_1 lorsque T_2 ($0\text{ }^\circ\text{C}$ par exemple) est connue (*figure 1.3a*).

Effet pyroélectrique

Certains cristaux dits pyroélectriques, le sulfate de triglycine par exemple, ont une polarisation électrique spontanée qui dépend de leur température ; ils portent en

surface des charges électriques proportionnelles à cette polarisation et de signes contraires sur les faces opposées.

Application : un flux de rayonnement lumineux absorbé par un cristal pyroélectrique élève sa température ce qui entraîne une modification de sa polarisation qui est mesurable par la variation de tension aux bornes d'un condensateur associé (*figure 1.3b*).

Effet piézoélectrique

L'application d'une force et plus généralement d'une contrainte mécanique à certains matériaux dits piézoélectriques, le quartz par exemple, entraîne une déformation qui suscite l'apparition de charges électriques égales et de signes contraires sur les faces opposées.

Application : mesure de forces ou de grandeurs s'y ramenant (pression, accélération) à partir de la tension que provoquent aux bornes d'un condensateur associé à l'élément piézoélectrique les variations de sa charge (*figure 1.3c*).

Effet d'induction électromagnétique

Lorsqu'un conducteur se déplace dans un champ d'induction fixe, il est le siège d'une f.é.m. proportionnelle au flux coupé par unité de temps, donc à sa vitesse de déplacement.

De même, lorsqu'un circuit fermé est soumis à un flux d'induction variable du fait de son déplacement ou de celui de la source de l'induction (aimant par exemple), la f.é.m. dont il est le siège est égale (et de signe contraire) à la vitesse de variation du flux d'induction.

Application : la mesure de la f.é.m. d'induction permet de connaître la vitesse du déplacement qui est à son origine (*figure 1.3d*).

Effets photoélectriques

On en distingue plusieurs, qui diffèrent par leurs manifestations mais qui ont pour origine commune la libération de charges électriques dans la matière sous l'influence d'un rayonnement lumineux ou plus généralement électromagnétique, dont la longueur d'onde est inférieure à une valeur seuil, caractéristique du matériau.

Effet photoémissif

Les électrons libérés sont émis hors de la cible éclairée et forment un courant collecté par application d'un champ électrique.

Effet photovoltaïque

Des électrons et des trous sont libérés au voisinage d'une jonction de semi-conducteurs P et N illuminée ; leur déplacement dans le champ électrique de la jonction modifie la tension à ses bornes.

Effet photoélectromagnétique

L'application d'un champ magnétique perpendiculaire au rayonnement provoque dans le matériau éclairé l'apparition d'une tension électrique dans la direction normale au champ et au rayonnement.

Applications. Les effets photoélectriques qui permettent d'obtenir courant ou tension fonction de l'éclairement d'une cible sont à la base de méthodes de mesure des grandeurs photométriques d'une part, et ils assurent d'autre part, la transposition en signal électrique des informations dont la lumière peut être le véhicule (*figure 1.3e*).

Effet Hall

Un matériau, généralement semi-conducteur et sous forme de plaquette, est parcouru par un courant I et soumis à une induction B faisant un angle θ avec le courant. Il apparaît, dans une direction perpendiculaire à l'induction et au courant une tension v_H qui a pour expression :

$$v_H = K_H \cdot I \cdot B \cdot \sin \theta$$

où K_H dépend du matériau et des dimensions de la plaquette.

Application : un aimant lié à l'objet dont on veut connaître la position détermine les valeurs de B et θ au niveau de la plaquette : la tension v_H , qui par ce biais est fonction de la position de l'objet en assure donc une traduction électrique (*figure 1.3f*).

Remarque : les capteurs basés sur l'effet Hall peuvent être classés parmi les capteurs actifs puisque l'information est liée à une f.é.m. ; ce ne sont cependant pas des convertisseurs d'énergie car c'est la source du courant I et non le mesurande qui délivre l'énergie liée au signal.

1.3 Capteurs passifs

Il s'agit d'impédances dont l'un des paramètres déterminants est sensible au mesurande. Dans l'expression littérale d'une impédance sont présents des termes liés :

- d'une part à sa géométrie et à ses dimensions ;
- d'autre part aux propriétés électriques des matériaux : résistivité ρ , perméabilité magnétique μ , constante diélectrique ϵ .

La variation d'impédance peut donc être due à l'action du mesurande :

- soit sur les caractéristiques géométriques ou dimensionnelles ;
- soit sur les propriétés électriques des matériaux ;
- soit plus rarement sur les deux simultanément.

Les paramètres géométriques ou dimensionnels de l'impédance peuvent varier si le capteur comporte soit un élément mobile, soit un élément déformable.

Dans le premier cas, à chaque position de l'élément mobile correspond une valeur de l'impédance et la mesure de celle-ci permet de connaître la position ; c'est le principe d'un grand nombre de capteurs de position ou de déplacement : potentiomètre, inductance à noyau mobile, condensateur à armature mobile.

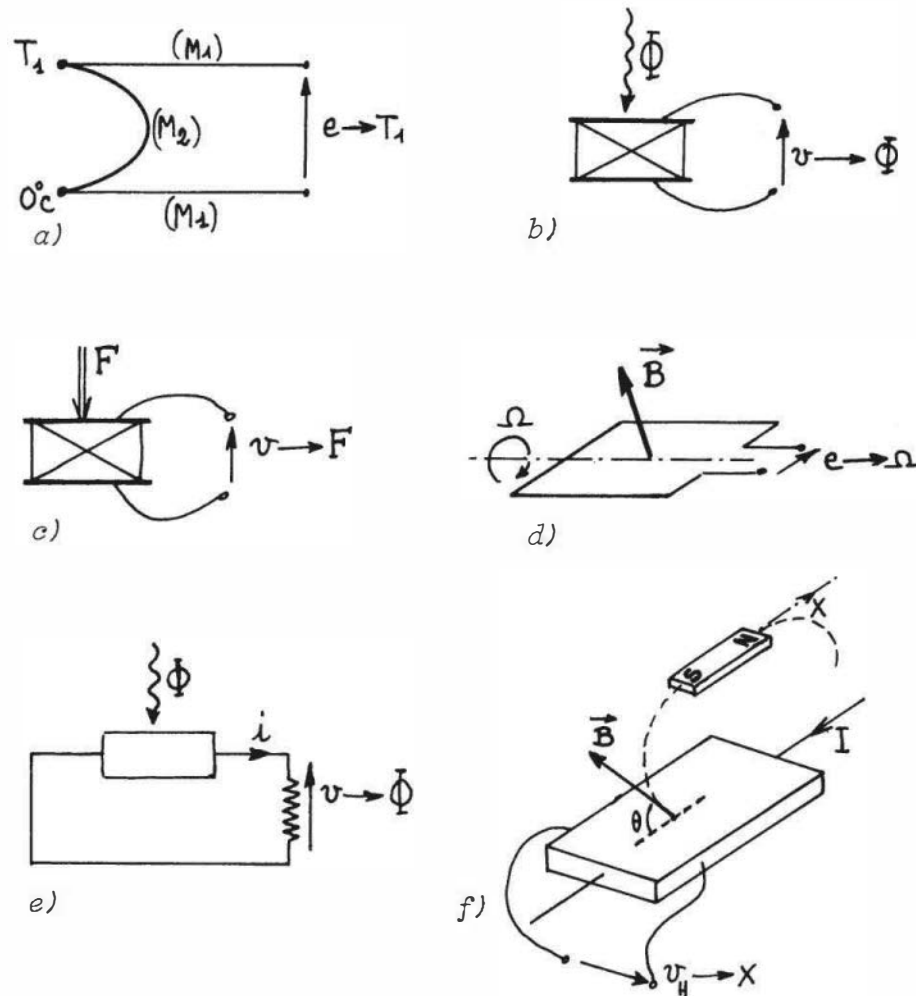


Figure 1.3 – Exemples d'application d'effets physiques à la réalisation de capteurs actifs : (a) thermoélectricité, (b) pyroélectricité, (c) piézoélectricité, (d) induction électromagnétique, (e) photoélectricité, (f) effet Hall.

Dans le second cas, la déformation résulte de forces – ou de grandeurs s'y rattachant (pression, accélération) – appliquées soit directement soit indirectement au capteur : armature d'un condensateur soumise à une pression différentielle, jauge d'extensométrie liée rigidement à une structure soumise à contrainte. La modification d'impédance qu'entraîne la déformation du capteur est liée aux efforts auxquels celui-ci ou la structure intermédiaire se trouve soumis et elle en assure une traduction électrique.

Les propriétés électriques des matériaux, selon la nature de ces derniers, peuvent être sensibles à des grandeurs physiques variées : température, éclairage, pression, humidité... Si l'une seule de ces grandeurs est susceptible d'évolution, toutes les autres étant maintenues constantes il s'établit une correspondance univoque entre la valeur de cette grandeur et celle de l'impédance du capteur. La courbe d'étalonnage traduit cette correspondance et permet, à partir de la mesure de l'impédance de déduire la valeur de la grandeur physique agissante qui est le mesurande.

Le *tableau 1.2* donne un aperçu des divers mesurandes susceptibles de modifier les propriétés électriques de matériaux employés pour la réalisation de capteurs passifs ; on y remarque, en particulier, la place importante des capteurs résistifs.

Tableau 1.2 – Capteurs passifs : principes physiques et matériaux.

Mesurande	Caractéristique électrique sensible	Types de matériaux utilisés
Température	Résistivité	Métaux : platine, nickel, cuivre. Semi-conducteurs.
Très basse température	Constante diélectrique	Verres.
Flux de rayonnement optique	Résistivité	Semi-conducteurs.
Déformation	Résistivité Perméabilité magnétique	Alliages de nickel, silicium dopé. Alliages ferromagnétiques.
Position (aimant)	Résistivité	Matériaux magnéto-résistants : bismuth, antimoine d'indium.
Humidité	Résistivité Constante diélectrique	Chlorure de lithium. Alumine ; polymères.
Niveau	Constante diélectrique	Liquides isolants.

L'impédance d'un capteur passif et ses variations ne sont mesurables qu'en intégrant le capteur dans un circuit électrique, par ailleurs alimenté et qui est son conditionneur. Les types de conditionneurs le plus généralement utilisés sont :

- le montage potentiométrique : association en série d'une source, du capteur et d'une impédance qui peut être ou non de même type ;
- le pont d'impédances dont l'équilibre permet la détermination de l'impédance du capteur ou dont le déséquilibre est une mesure de la variation de cette impédance ;
- le circuit oscillant qui contient l'impédance du capteur et qui est partie d'un oscillateur dont il fixe la fréquence ;
- l'amplificateur opérationnel dont l'impédance du capteur est l'un des éléments déterminants de son gain.

Le choix d'un conditionneur est une étape importante dans la réalisation d'un ensemble de mesure. C'est, en effet, l'association capteur-conditionneur qui détermine le signal électrique ; de la constitution du conditionneur dépendent un certain nombre de performances de l'ensemble de mesure : sensibilité, linéarité, insensibilité à certaines grandeurs d'influence. L'étude approfondie des conditionneurs est l'objet du chapitre 3.

1.4 Corps d'épreuve. Capteurs composites

Pour des raisons de coût ou de facilité d'exploitation, on peut être amené à utiliser un capteur, non pas sensible au mesurande mais à l'un de ses effets. Le **corps d'épreuve** est le dispositif qui, soumis au mesurande étudié en assure une première traduction en une autre grandeur physique non-électrique, le **mesurande secondaire**, qu'un capteur adéquat traduit alors en grandeur électrique (*figure 1.4*). L'en-

semble formé par le corps d'épreuve et un capteur actif ou passif constitue un **capteur composite**.

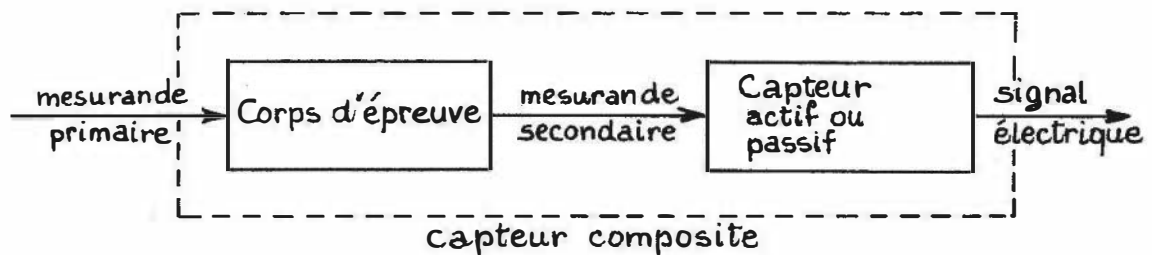


Figure 1.4 – Structure d'un capteur composite.

Les corps d'épreuve sont très utilisés pour la mesure de grandeurs mécaniques : celles-ci imposent au corps d'épreuve des déformations ou des déplacements auxquels un capteur approprié est sensible.

Ainsi, par exemple, une traction F exercée sur une barre (longueur L , section A , module d'Young Y) entraîne une déformation $\Delta L/L$ qui est mesurable par la variation $\Delta R/R$ de la résistance d'une jauge collée sur la barre ; connaissant :

- d'une part, l'équation du corps d'épreuve qui lie la traction, mesurande primaire, à la déformation, mesurande secondaire :

$$\frac{\Delta L}{L} = \frac{1}{Y} \cdot \frac{F}{A}$$

- et d'autre part l'équation du capteur liant sa grandeur d'entrée, ici la déformation, à sa réponse électrique $\Delta R/R$ soit :

$$\frac{\Delta R}{R} = K \cdot \frac{\Delta L}{L} \quad K \text{ étant le facteur de jauge,}$$

on en déduit la relation entre traction et variation de résistance :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{K}{Y} \cdot \frac{F}{A}$$

De même, une pression est mesurable au moyen d'une membrane, corps d'épreuve, dont la déformation est traduite électriquement par une jauge de contrainte. La membrane d'un microphone électrodynamique est un corps d'épreuve car c'est de son mouvement, conséquence de la pression acoustique à laquelle elle est soumise, que résulte le signal électrique. Dans un accéléromètre, la masse sismique est le corps d'épreuve qui convertit l'accélération, mesurande primaire, en une force d'inertie, mesurande secondaire auquel est sensible un capteur piézoélectrique.

La relation qu'établit le corps d'épreuve entre les mesurandes primaire et secondaire est très souvent linéaire : c'est le cas en particulier pour les déplacements et déformations résultant de contraintes mécaniques, à condition que ne soit pas dépassée la limite d'élasticité du corps d'épreuve. Les performances de l'association corps d'épreuve-capteur doivent être déterminées par un étalonnage global de l'ensemble qu'ils constituent afin qu'il soit tenu compte des modifications éventuelles que leur montage et leur liaison apportent à leurs caractéristiques individuelles « à vide ».

1.5 Grandeurs d'influence

Le capteur, de par ses conditions d'emploi, peut se trouver soumis non seulement au mesurande mais à d'autres grandeurs physiques dont les variations sont susceptibles d'entraîner un changement de la grandeur électrique de sortie qu'il n'est pas possible de distinguer de l'action du mesurande. Ces grandeurs physiques « parasites » auxquelles la réponse du capteur peut être sensible sont les grandeurs d'influence. Ainsi, par exemple :

- la température est grandeur d'influence pour un capteur optique comme la résistance photoconductrice ;
- il en est de même pour le champ magnétique vis-à-vis d'un capteur thermométrique comme la résistance de germanium.

Les principales grandeurs d'influence sont :

- la température, qui modifie les caractéristiques électriques, mécaniques et dimensionnelles des composants du capteur ;
- la pression, l'accélération et les vibrations susceptibles de créer dans certains éléments constitutifs du capteur des déformations et des contraintes qui altèrent la réponse ;
- l'humidité à laquelle certaines propriétés électriques comme la constante diélectrique ou la résistivité peuvent être sensibles et qui risque de dégrader l'isolation électrique entre composants du capteur ou entre le capteur et son environnement ;
- les champs magnétiques variables ou statiques ; les premiers créent des f.é.m. d'induction qui se superposent au signal utile, les seconds peuvent modifier une propriété électrique, comme la résistivité lorsque le capteur utilise un matériau magnétorésistant ;
- la tension d'alimentation – amplitude et fréquence – lorsque, comme pour le transformateur différentiel, la grandeur électrique de sortie en dépend de par le principe même du capteur.

Si l'on désigne par $g_1, g_2 \dots$ les grandeurs d'influence, la relation entre grandeur électrique de sortie s et mesurande m , qui dans le cas idéal serait :

$$s = F(m)$$

devient :

$$s = F(m, g_1, g_2 \dots)$$

Afin de pouvoir déduire de la mesure de s la valeur de m , il est donc nécessaire :

- soit de réduire l'importance des grandeurs d'influence au niveau du capteur en le protégeant par un isolement adéquat : supports antivibratoires, blindages magnétiques ;
- soit de stabiliser les grandeurs d'influence à des valeurs parfaitement connues et d'étalonner le capteur dans ces conditions de fonctionnement : enceinte thermostatée ou à hygrosocopie contrôlée, sources d'alimentation régulées ;

- soit enfin d'utiliser des montages qui permettent de compenser l'influence des grandeurs parasites : pont de Wheatstone avec un capteur identique placé dans une branche adjacente au capteur de mesure (§ 3.3.1.3).

1.6 La chaîne de mesure

La chaîne de mesure est constituée de l'ensemble des dispositifs, y compris le capteur, rendant possible, dans les meilleures conditions, la détermination précise de la valeur du mesurande.

À l'entrée de la chaîne, le capteur soumis à l'action du mesurande permet, directement s'il est actif ou par le moyen de son conditionneur s'il est passif, d'injecter dans la chaîne le signal électrique, support de l'information liée au mesurande.

À la sortie de la chaîne, le signal électrique qu'elle a traité est converti sous une forme qui rend possible la lecture directe de la valeur cherchée du mesurande :

- déviation d'un appareil à cadre mobile ;
- enregistrement analogique graphique ou oscillographique ;
- affichage ou impression d'un nombre.

C'est l'étalonnage de la chaîne de mesure dans son ensemble qui permet d'attribuer à chaque indication en sortie la valeur correspondante du mesurande agissant à l'entrée.

Sous sa forme la plus simple la chaîne de mesure peut se réduire au capteur, et à son conditionneur éventuel, associé à un appareil de lecture :

- thermocouple et voltmètre ;
- jauge de contrainte placée dans un pont de Wheatstone, avec pour instrument de lecture un galvanomètre ou un voltmètre.

Cependant les conditions pratiques de mesure telles qu'elles sont imposées par l'environnement d'une part et par les performances exigées pour une exploitation satisfaisante du signal d'autre part amènent à introduire dans la chaîne des blocs fonctionnels destinés à optimiser l'acquisition et le traitement du signal :

- circuit de linéarisation du signal délivré par le capteur ;
- amplificateur d'instrumentation ou d'isolement destiné à réduire les tensions parasites de mode commun ;
- multiplexeur, amplificateur d'instrumentation programmable, échantillonneur bloqueur, convertisseur analogique – numérique lorsque l'information doit être traitée par ordinateur (*figure 1.5a*) ;
- convertisseur tension-courant ou tension-fréquence lorsque le signal doit être transmis à distance par câble (*figure 1.5b*) ;
- modulateur de fréquence dans le cas de télémessure par voie hertzienne.

Certains de ces dispositifs sont l'objet d'une étude approfondie au chapitre 4.

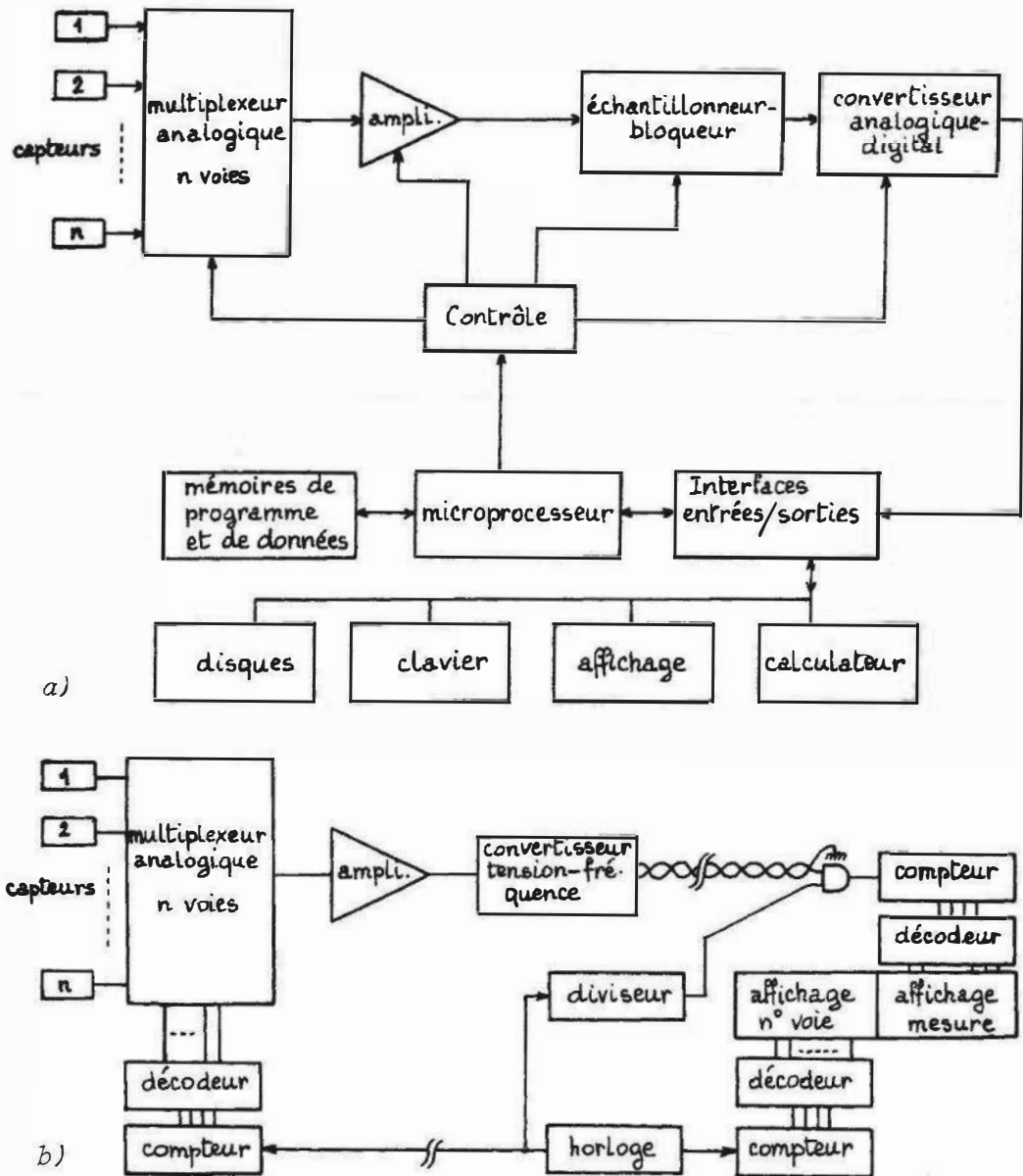


Figure 1.5 – Exemples de constitution de chaînes de mesure : a) chaîne contrôlée par microprocesseur, b) chaîne avec conversion tension-fréquence des signaux permettant leur transmission bifilaire.

Il y a lieu d'insister ici sur les fonctions multiples et importantes qui sont dévolues au calculateur associé à la chaîne de mesure et qui peuvent être regroupées sous deux rubriques :

- gestion de l'acquisition d'une part ;
- traitements du signal requis par la précision et par la nature de l'information cherchée d'autre part.

Le calculateur est le chef d'orchestre de la chaîne d'acquisition ; il délivre les séquences de signaux de commande activant de façon ordonnée les divers dispositifs concourant à l'obtention de la valeur du mesurande particulier dont la connaissance à un instant donné est nécessaire au déroulement de l'application :

- sélection d'une voie d'entrée par envoi d'adresse au multiplexeur ;

- fixation du gain de l'amplificateur programmable ;
- échantillonnage puis blocage du signal ;
- déclenchement de la conversion analogique-numérique ;
- lecture de la donnée numérique à réception du signal de fin de conversion délivré par le convertisseur analogique-numérique.

En aval de la chaîne d'acquisition, le calculateur gère les périphériques classiques d'entrée-sortie :

- clavier permettant l'introduction, pour prise en compte par la chaîne, d'ordres et de modifications de paramètres de mesure ;
- mémoire de masse pour l'archivage des mesures ;
- affichage du résultat de la mesure en cours.

La possibilité offerte par les calculateurs d'effectuer des opérations mathématiques sur le signal numérisé est exploitée à deux fins : corriger le signal reçu d'une part, analyser le signal corrigé d'autre part.

Les traitements numériques correctifs sont destinés à compenser certaines imperfections de la chaîne de mesure :

- correction des dérives de zéro et de sensibilité, causées par les grandeurs d'influence, température en particulier ;
- correction de la non-linéarité des capteurs afin d'obtenir une donnée proportionnelle au mesurande (§ 4.2.3).

Il y a lieu de noter que ces corrections peuvent aussi être effectuées par voie analogique mais au prix, souvent, d'un matériel spécifique supplémentaire (§ 4.2.1 et 4.2.2). Les traitements numériques analytiques permettent d'extraire, à partir des données, les informations particulières dont la connaissance est nécessaire pour l'exploitation qui doit être faite :

- traitement statistique ;
- filtrage numérique ;
- analyse spectrale...

1.7 Capteurs intégrés

Un capteur intégré est un composant réalisé par les techniques de la Microélectronique et qui regroupe sur un substrat de silicium commun le capteur proprement dit, le corps d'épreuve éventuel, des circuits électroniques de conditionnement du signal (*figure 1.6*).

L'intégration apporte de multiples avantages : miniaturisation, diminution des coûts par la fabrication en grande série, accroissement de la fiabilité par suppression de nombreuses connexions soudées, interchangeabilité améliorée, meilleure protection vis-à-vis des parasites, le signal étant conditionné à sa source.

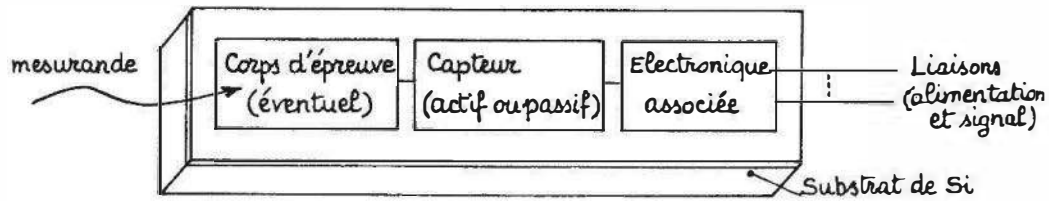


Figure 1.6 – Structure générale d'un capteur intégré.

L'utilisation du silicium impose cependant une limitation de la plage d'emploi de $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ environ.

Le capteur proprement dit met généralement à profit la sensibilité du silicium à diverses grandeurs physiques ; cette sensibilité, par ailleurs déjà souvent exploitée pour la réalisation de capteurs isolés, peut être mise en œuvre sous forme de capteurs résistifs, capacitifs ou au moyen de diodes et de transistors.

Exemples de capteurs à base de silicium :

- résistances thermométriques (§ 6.3.7) ; jauges extensométriques (§ 8.6) ; photocapacités (§ 5.12.2.2) ; plaquettes à effet Hall (§ 7.6.3) ; photodiodes (§ 5.7) et phototransistors (§ 5.9) ; diodes de détection nucléaire (§ 16.4) ; transistors thermométriques (§ 6.5) ; ISFET (§ 18.2.5) ; GASFET (§ 19.8).

Le capteur peut aussi être réalisé en déposant sur le substrat de silicium un film mince d'un matériau plus approprié que le silicium au mesurande considéré mais compatible avec le processus technologique de fabrication des circuits intégrés : ZnO piézoélectrique, InSb magnétorésistant, polymères hygroscopiques (§ 17.5.2.1), couple thermoélectrique Bi/Sb.

Lorsque le capteur doit être un capteur composite, le corps d'épreuve est réalisé à partir du substrat de silicium support de l'ensemble du capteur intégré.

L'emploi de corps d'épreuve en silicium est justifié par les propriétés mécaniques excellentes du cristal : domaine élastique étendu, module d'Young comparable à celui de l'acier et limite de fatigue très élevée.

La fabrication des corps d'épreuve est rendue possible grâce aux techniques de micro-usinage chimique.

Le silicium est attaquant par divers produits chimiques, en particulier :

- le mélange éthylène diamine, pyrocatechol et eau (EDP) ;
- la solution potasse (KOH) – eau.

La zone à attaquer est délimitée par une ouverture faite dans une couche superficielle de SiO_2 qui n'est pas attaquée. La vitesse d'attaque dépend des directions cristallographiques : pour EDP et KOH, elle est respectivement 35 et 400 fois supérieure dans la direction 100 que dans la direction 111. La vitesse d'attaque dépend aussi du dopage : elle est considérablement réduite par un fort dopage de bore ce qui permet d'arrêter l'attaque au niveau voulu.

Les figures 1.7a et 1.7b représentent la procédure de réalisation d'une poutre et d'un diaphragme par attaque chimique.

Dans ces deux cas, la déformation du corps d'épreuve sous l'action du mesurande (accélération pour la poutre, pression pour le diaphragme) peut être convertie en signal électrique au moyen d'un pont de jauges piézorésistives implantées dans

des zones adéquates (§ 13.5.1.4) ou au moyen d'un dépôt de ZnO piézoélectrique subissant une contrainte sous l'action de la déformation du corps d'épreuve (figure 1.8).

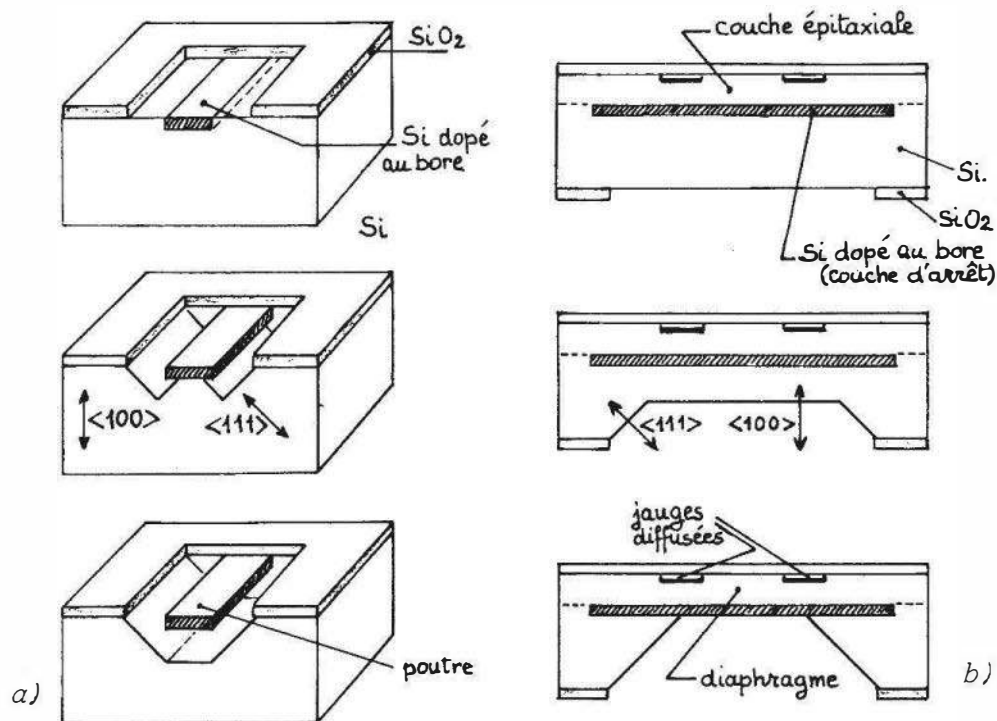


Figure 1.7 – Phases successives de la réalisation de corps d'épreuve par attaque chimique anisotropique : a) poutre (accéléromètre) ; b) diaphragme (capteur de pression).

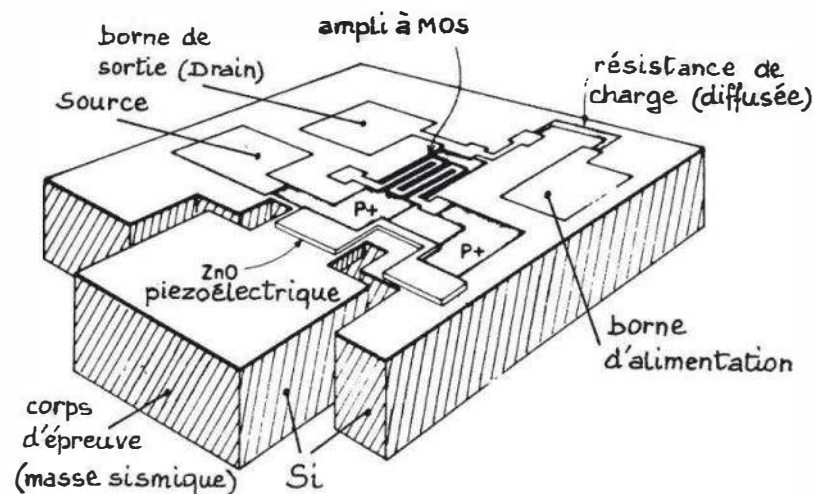


Figure 1.8 – Accéléromètre intégré (d'après Chen et al. – référence en Bibliographie).

Les circuits électroniques associés au capteur sont réalisés selon les techniques classiques de fabrication des circuits intégrés : ils comportent selon les cas : des circuits de compensation thermique, de linéarisation, d'amplification, de transmission par conversion tension-fréquence, ou tension-courant, des registres de type DTC – Dispositif à Transfert de Charges – (§ 5.12.2) pour le stockage et le transfert des informations.

La réalisation des capteurs intégrés pose, dans certains cas, des problèmes spécifiques délicats dus à la proximité du capteur et de l'électronique associée :

- les circuits électroniques doivent être découplés vis-à-vis des contraintes exercées sur le capteur par un mesurande de type mécanique ;
- l'encapsulage doit permettre le contact du capteur avec un milieu extérieur souvent hostile (mesures de pH, de composition gazeuse, de débit) tout en protégeant efficacement les composants électroniques.

1.8 Capteurs intelligents

On désigne par capteur intelligent l'ensemble de mesure d'une grandeur physique constitué de deux parties (*figure 1.9a*) :

- une chaîne de mesure pilotée par microprocesseur ;
- une interface de communication bidirectionnelle.

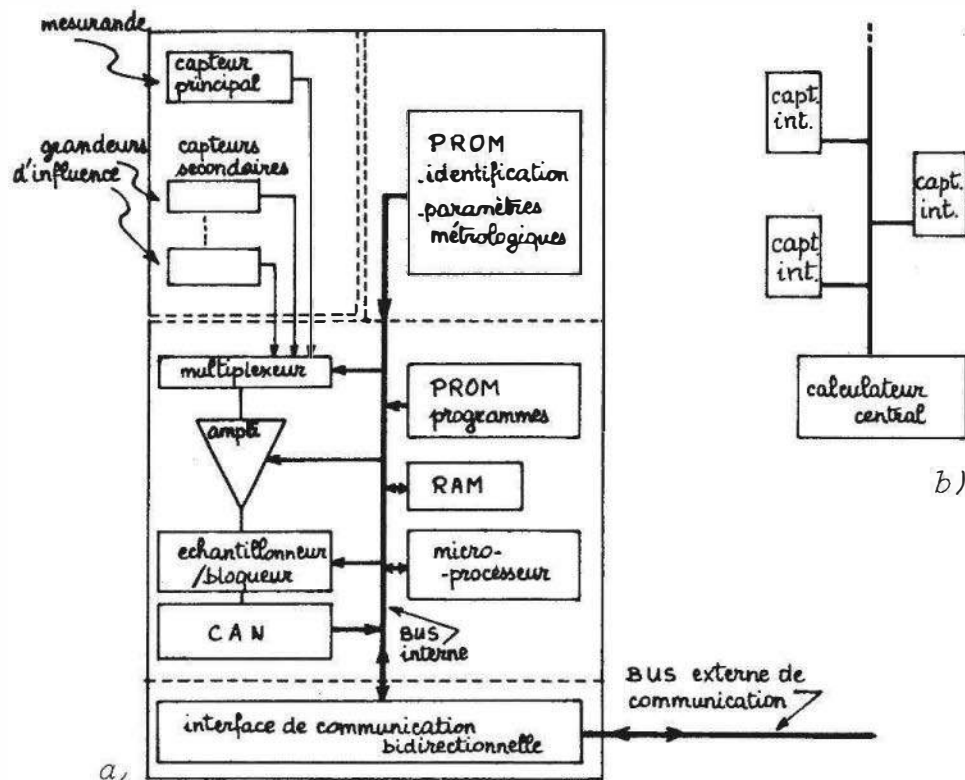


Figure 1.9 – Capteur intelligent : a) structure générale; b) liaison par bus d'un ensemble de capteurs intelligents à un calculateur central.

La chaîne de mesure comporte :

- le capteur principal spécifique du mesurande étudié, et identifiable par un code stocké en PROM (*Programmable Read Only Memory* : mémoire programmable à lecture seule) ;
- les capteurs secondaires propres aux grandeurs d'influence susceptibles d'affecter la réponse du capteur principal ;

- les dispositifs classiques permettant l'obtention sous forme numérique de la grandeur de sortie de chaque capteur : conditionneur, multiplexeur, amplificateur, échantillonneur-bloqueur, convertisseur analogique-numérique ;
- un microprocesseur affecté aux tâches suivantes : gestion de l'acquisition, correction de l'effet des grandeurs d'influence au moyen des paramètres stockés en PROM et des données fournies par les capteurs secondaires, linéarisation, diagnostic des capteurs.

L'interface de communication bidirectionnelle assure la liaison du capteur à un calculateur central via un bus partagé entre plusieurs capteurs intelligents (*figure 1.9b*). Les messages porteurs du code du capteur concerné transitent par l'interface :

- soit dans le sens calculateur vers capteur : configuration, autoétalonnage...
- soit dans le sens capteur vers calculateur : résultats de mesure, état de la chaîne (étendue de mesure, dépassements de gamme du mesurande ou d'une grandeur d'influence...).

Le capteur intelligent offre des avantages spécifiques : configurabilité à distance ; crédibilité accrue des mesures et aide à la maintenance grâce aux informations d'état fournies ; répartition des tâches, déchargeant le calculateur central.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Considine D.M., *Process/Industrial Instruments and Controls Handbook*, McGraw-Hill, New York, 1993.
- Elwenspoek M., Wiegrink R., *Mechanical Microsensors*, Springer, Berlin, 2002.
- Fraden J., *Handbook of modern sensors : physics, designs and applications*, Springer, Berlin, 1996.
- Haudend D., *Microcapteurs et Microsystèmes intégrés*, Hermès, Paris, 2000.
- Middelhoek S., Audet S.A., *Silicon Sensors*, Academic Press, Londres, 1991.
- Robert M., Marchandiaux M., Porte M., *Capteurs intelligents et méthodologie d'évaluation*, Hermès, Paris, 1993.
- Sze S. et al., *Semiconductor Sensors*, John Wiley & Sons, New York, 1994.

■ Périodiques et publications diverses

- Chen et al., « Integrated silicon microbeam Pi FET accelerometer », *IEEE Trans., ED 29*, 1982, p. 27.
- Favennec J.M., « Smart Sensors in industry », *J. Phys. E. : Sci. Instrum.*, 20, 1987, p. 1087.
- Fluitman J., « Microsystems technology : objectives », *Sensors and Actuators A*, 56, 1996, p. 151.
- Guckel H., « Surface micromachined physical sensors », *Sensors and Materials*, 4, 1993, p. 251.
- Petersen K.E., « Silicon as a mechanical material », *IEEE Proc.*, 79, 1982, p. 420.

2 • CARACTÉRISTIQUES MÉTROLOGIQUES

Le capteur, premier élément de la chaîne de mesure est la source déterminante du signal électrique que le reste de la chaîne doit traiter et exploiter.

L'adaptation du capteur et de la chaîne de mesure implique que celle-ci n'ajoute pas au signal initial des incertitudes ou limitations supérieures à celles apportées par le capteur.

C'est donc de la qualité du capteur que dépendent en premier lieu :

- d'une part, la plus ou moins bonne concordance entre valeur mesurée et valeur vraie du mesurande ;
- et d'autre part, les limites de l'incertitude sur la valeur mesurée.

2.1 Les erreurs de mesure

Les seuls mesurandes dont la valeur est parfaitement connue sont les grandeurs étalons puisque leur valeur est fixée par convention.

La valeur de tout autre mesurande ne peut être connue qu'après traitement par une chaîne de mesure. C'est la valeur vraie du mesurande qui détermine l'excitation du capteur, mais l'expérimentateur n'a accès qu'à la réponse globale de la chaîne de mesure : cette réponse, exprimée en unités du mesurande, est la valeur mesurée. L'écart entre valeur mesurée et valeur vraie est l'erreur de mesure : celle-ci est due en particulier aux imperfections de la chaîne de mesure qui dégradent l'information du signal au cours de son traitement. L'erreur de mesure ne peut être qu'estimée : la valeur vraie du mesurande ne peut donc être connue. Cependant, une conception rigoureuse de la chaîne de mesure permet de réduire l'erreur de mesure et donc l'incertitude sur la valeur vraie.

2.1.1 Erreurs systématiques

Pour une valeur donnée du mesurande, une erreur systématique est soit constante, soit à variation lente par rapport à la durée de mesure : elle introduit donc un décalage constant entre valeur vraie et valeur mesurée. Les erreurs systématiques ont généralement pour cause une connaissance erronée ou incomplète de l'installation de mesure ou sa mauvaise utilisation. L'existence possible d'une erreur systématique peut être établie par l'écart qui apparaîtrait entre les valeurs les plus probables tirées de deux séries de mesurages portant sur le même mesurande et effectuées par des méthodes et instruments différents.

Des causes fréquentes d'erreurs systématiques sont décrites dans la suite de ce paragraphe.

■ Erreurs sur la valeur d'une grandeur de référence

Décalage du zéro d'un appareil de mesure à déviation ; valeur erronée de la température de référence d'un thermocouple (mélange eau-glace impures par exemple) ; valeur inexacte de la tension d'alimentation d'un pont. Ce type d'erreur peut être réduit par la vérification soignée des appareillages associés.

■ Erreurs sur les caractéristiques du capteur

Erreur sur la sensibilité ou sur la courbe d'étalonnage. Ainsi, par exemple, le facteur K d'une jauge de contrainte est habituellement déterminé par le constructeur en mesurant le facteur K de jauges du même lot de fabrication : une jauge particulière peut donc avoir un facteur K légèrement différent de celui de jauges testées ; de façon plus générale le vieillissement d'un capteur, la fatigue mécanique de ses composants ou leur altération chimique entraînent une modification progressive de sa courbe d'étalonnage initial : c'est le cas en particulier pour les thermocouples et les thermistances.

Un réétalonnage fréquent de tout capteur utilisé dans des conditions sévères d'emploi permet de réduire, sans pourtant l'annuler, ce type d'erreur.

En outre, l'étalonnage du capteur qui résulte d'un ensemble d'opérations expérimentales est lui-même entaché d'une certaine erreur qui affecte systématiquement les résultats de mesures ultérieures.

■ Erreurs dues au mode ou aux conditions d'emploi

Erreur de rapidité : la vitesse de réponse d'un capteur et de l'équipement associé est généralement finie et toute mesure effectuée avant que ne soit atteint le régime permanent est entachée d'erreur. C'est ainsi qu'une même sonde de température a une vitesse de réponse très différente selon qu'elle se trouve placée dans un fluide au repos ou en mouvement.

Erreur de finesse ou discrétion : la présence d'un capteur peut modifier de façon appréciable la valeur du mesurande ; ce serait le cas d'une sonde thermométrique dont la capacité calorifique et les échanges thermiques externes ne seraient pas négligeables devant ceux du milieu dans lequel elle se trouve plongée.

■ Erreurs dans l'exploitation des données brutes de mesure

Ces erreurs résultent d'une appréciation erronée des corrections qu'il peut être nécessaire de faire subir au résultat brut de la mesure afin d'en obtenir une valeur plus juste :

- **écart à la linéarité** d'un capteur ou d'un conditionneur (pont de Wheatstone par exemple) supposé linéaire ;
- autoéchauffement d'une résistance thermométrique par le courant de mesure ;
- différence entre la température du capteur qui est mesurée, et celle du milieu que l'on souhaite connaître, par suite de la conduction thermique de l'enveloppe ou des fils de liaison.

2.1.2 Erreurs accidentelles

L'apparition de ces erreurs comme leur amplitude et leur signe sont considérés comme aléatoires. Certaines des causes peuvent être connues mais les valeurs des erreurs qu'elles entraînent au moment de l'expérience sont inconnues. Diverses causes possibles d'erreurs accidentelles sont indiquées ci-après.

■ Erreurs liées aux indéterminations intrinsèques des caractéristiques instrumentales

Erreur de mobilité : en dessous d'une certaine valeur, les variations du mesurande n'entraînent pas de variation décelable du signal électrique fourni par le capteur. C'est le cas, par exemple, pour un potentiomètre bobiné pour lequel un déplacement du curseur inférieur à la distance entre deux spires peut n'entraîner aucune variation de la tension du curseur. L'erreur de mobilité est spécifiée comme la variation maximale du mesurande qui n'entraîne pas de variation détectable de la grandeur de sortie du capteur.

Erreur de lecture d'un appareil à déviation : celle-ci résulte d'une part de la plus ou moins grande habileté de l'opérateur mais aussi, d'autre part, de la qualité de l'appareil : finesse de l'aiguille par exemple.

La combinaison de l'erreur relative de mobilité (ϵ_m) et de l'erreur relative de lecture (ϵ_l) détermine l'**erreur relative de résolution** (ϵ_r) qui correspond à la variation minimale du mesurande mesurable avec un appareillage donné :

$$\epsilon_r = \sqrt{\epsilon_m^2 + \epsilon_l^2}$$

Erreur d'hystérésis : lorsque l'un des éléments de la chaîne de mesure comporte un composant présentant de l'hystérésis (hystérésis mécanique d'un ressort, hystérésis magnétique d'un matériau ferromagnétique) sa réponse dépend, dans une certaine mesure, de ses conditions d'utilisation antérieures. L'erreur d'hystérésis est spécifiée comme étant la moitié de l'écart maximal des valeurs de la grandeur de sortie correspondant à une valeur du mesurande, selon que cette dernière est obtenue par valeurs croissantes ou décroissantes.

Erreur de quantification d'un convertisseur analogique-numérique : l'opération de quantification attribue une valeur unique à l'ensemble des valeurs analogiques comprises dans une plage correspondant à un bit de poids le plus faible (LSB : *Less Significant Bit*) ; l'incertitude maximale entraînée est de $\pm \frac{1}{2}$ LSB.

■ Erreurs dues à la prise en compte par la chaîne de mesure de signaux parasites de caractère aléatoire

Bruit de fond produit par l'agitation thermique des porteurs de charge dans les résistances ou les composants actifs qui entraîne l'apparition à leurs bornes de fluctuations de tension qui se superposent au signal utile.

Inductions parasites dues aux rayonnements électromagnétiques, à fréquence industrielle en particulier.

Fluctuations de tension des sources d'alimentation changeant les performances d'appareillages : conditionneurs, amplificateurs, et modifiant par là même l'amplitude du signal traité sans qu'il soit possible de distinguer cette variation d'une variation due au mesurande.

Dérive temporelle de la tension de sortie d'un amplificateur par exemple.

■ Erreurs dues à des grandeurs d'influence

Lorsque les conséquences des variations de grandeurs d'influence n'ont pas été prises en compte lors de l'étalonnage, on peut considérer leur contribution comme étant de caractère aléatoire. Un appareillage ayant été étalonné à 20 °C, toute variation de température de part ou d'autre de 20 °C pourra entraîner des variations de performances et donc du signal mesuré. En fait, et cela s'applique particulièrement aux grandeurs d'influence, une même cause d'erreur peut donner lieu soit à erreur systématique soit à erreur accidentelle selon que la durée des mesures est respectivement beaucoup plus courte ou beaucoup plus longue que la « période » de la cause. C'est ainsi que si la température ambiante est une grandeur d'influence, son évolution journalière donne lieu :

- à erreur systématique si l'ensemble des mesures se fait en quelques minutes ;
- à erreur aléatoire si les mesures sont réparties sur plusieurs journées.

■ Réduction des erreurs accidentelles

L'importance de ces erreurs peut dans certains cas être réduite par des dispositifs ou des méthodes expérimentales appropriés :

- protection de la chaîne de mesure vis-à-vis des causes d'erreur : maintien en atmosphère à température stabilisée et à hygrométrie contrôlée ; supports antivibratoires ; régulation des tensions d'alimentation ; amplificateurs à faible dérive ; convertisseurs analogique-numérique de résolution suffisante ; blindages et mises à la masse convenables ; utilisation d'amplificateurs d'instrumentation à taux de réjection du mode commun élevé ; filtrage des signaux parasites ;
- utilisation de modes opératoires judicieux : méthodes de mesure différentielle (montage push-pull par exemple) ; élimination de l'influence des inductions parasites du secteur par convertisseur à double rampe ; extraction d'un signal du bruit par détection synchrone, corrélation.

2.1.3 Fidélité – justesse – précision

Les erreurs accidentelles entraînent une dispersion des résultats lors de mesures répétées ; cependant leur traitement statistique permet :

- de connaître la valeur la plus probable de la grandeur mesurée ;
- et de fixer les limites de l'incertitude.

Lorsque le mesurage d'une même valeur (inconnue) du mesurande a été répété n fois, donnant les résultats : $m_1, m_2 \dots m_n$, la valeur moyenne \bar{m} est par définition :

$$\bar{m} = \frac{m_1 + m_2 + \dots + m_n}{n}$$

Une indication de la dispersion de ces résultats est donnée par l'écart type σ :

$$\sigma = \sqrt{\frac{(m_1 - \bar{m})^2 + (m_2 - \bar{m})^2 + \dots + (m_n - \bar{m})^2}{n - 1}}$$

Lorsque les erreurs accidentelles affectant les différents mesurages sont indépendantes, la probabilité d'apparition des différents résultats satisfait habituellement à la loi normale dite encore loi de Gauss.

La probabilité $P(m_1, m_2)$ d'obtenir comme résultat d'une mesure une valeur du mesurande comprise entre deux valeurs m_1 et m_2 peut s'écrire :

$$P(m_1, m_2) = \int_{m_2}^{m_1} p(m) dm$$

où $p(m)$ est la densité de probabilité pour la valeur m du mesurande.
Dans le cas de la loi de Gauss :

$$p(m) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \cdot \exp \left\{ -\frac{(m - \bar{m})^2}{2\sigma^2} \right\},$$

- la valeur de m la plus probable est \bar{m} ;
- la probabilité d'apparition d'un résultat de mesurage dans les limites indiquées est :

$$P(\bar{m} \pm \sigma) = 68,27,$$

$$P(\bar{m} \pm 2\sigma) = 95,45,$$

$$P(\bar{m} \pm 3\sigma) = 99,73.$$

La **fidélité** est la qualité d'un appareillage de mesure dont les erreurs accidentelles sont faibles : elle se traduit par des résultats de mesurage groupés autour de leur valeur moyenne. L'écart type dont l'importance reflète la dispersion des résultats est souvent considéré comme l'erreur de fidélité : il permet ainsi une appréciation quantitative de la fidélité. La valeur du mesurande la plus probable telle qu'elle résulte d'un ensemble de mesures peut être connue avec une faible marge d'incertitude tout en étant éloignée de la valeur vraie du mesurande si des erreurs systématiques importantes se sont superposées aux erreurs accidentelles.

La **justesse** est la qualité d'un appareillage de mesure dont les erreurs systématiques sont réduites : la valeur la plus probable du mesurande qu'un tel appareillage permet de déterminer est alors très proche de la valeur vraie.

La **précision** qualifie l'aptitude de l'appareillage de mesure à donner des résultats qui, individuellement, sont proches de la valeur vraie du mesurande : un appareillage précis est donc à la fois fidèle et juste (*figure 2.1*).

La précision peut être spécifiée numériquement par l'erreur de précision qui, compte tenu de toutes les causes d'erreur (systématiques et accidentelles) délimite l'intervalle autour de la valeur mesurée, à l'intérieur duquel on est assuré de trouver la valeur vraie.

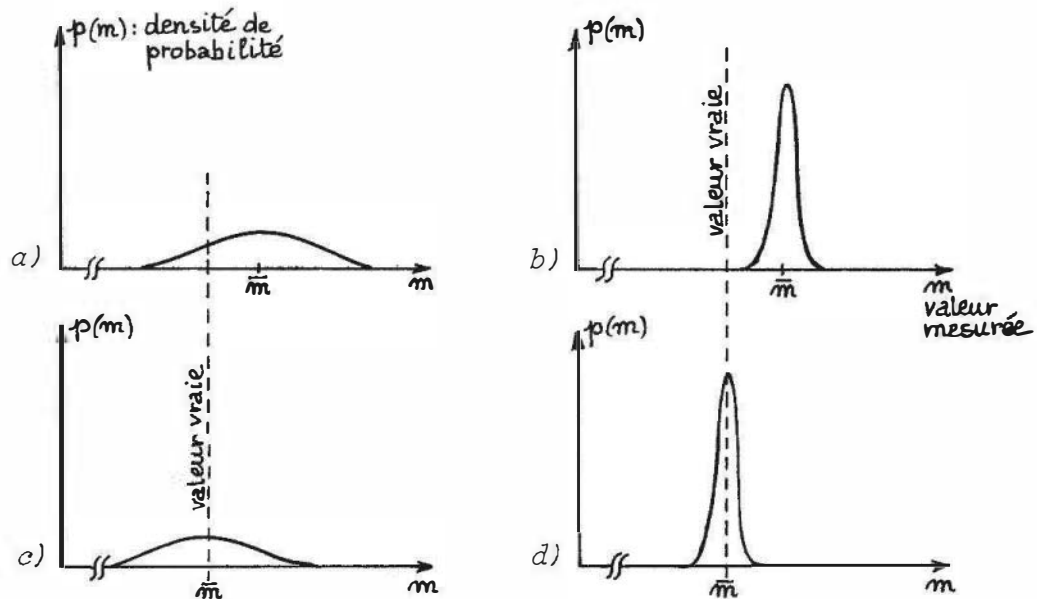


Figure 2.1 – Différents types de répartition des résultats de mesure. a) erreurs systématiques et accidentelles importantes : appareillage ni juste, ni fidèle ; b) erreurs systématiques importantes, erreurs accidentelles réduites : appareillage fidèle mais non juste ; c) erreurs systématiques faibles, erreurs accidentelles importantes : appareillage juste mais non fidèle ; d) erreurs systématiques et accidentelles faibles : appareillage juste et fidèle donc précis.

La mesure d'une grandeur physique avec une précision donnée exige :

- le choix d'une méthode de mesure ;
- la sélection du capteur approprié ;
- la conception et la réalisation de la chaîne de mesure associée.

Lors de l'étude de chaque type de capteur seront décrites les méthodes de mesure les plus adaptées à son emploi ; on se propose dans la suite de ce chapitre d'étudier les caractéristiques générales qui déterminent la réponse du capteur et, par là même, contribuent à la précision de la mesure.

2.2 Étalonnage du capteur

L'étalonnage du capteur comprend l'ensemble des opérations qui permettent d'explicitier, sous forme graphique ou algébrique, la relation entre les valeurs du mesurande et celles de la grandeur électrique de sortie et ceci, compte tenu de tous les paramètres additionnels susceptibles de modifier la réponse du capteur.

Ces paramètres additionnels peuvent être :

- soit des grandeurs physiques liées au mesurande et auxquelles le capteur est sensible : sens et vitesse de variation du mesurande, propriétés physiques du support matériel du mesurande ;
- soit des grandeurs physiques, indépendantes du mesurande, auxquelles le capteur est soumis pendant son utilisation et qui peuvent modifier sa réponse : grandeurs d'influence d'ambiance : température, humidité ou grandeurs d'influence d'alimentation : amplitude, fréquence des tensions nécessaires au fonctionnement du capteur.

2.2.1 Étalonnage simple

Il s'applique à un mesurande défini par une grandeur physique unique et à un capteur non sensible ou non soumis à des grandeurs d'influence. Il s'agit en particulier de mesurandes statiques, c'est-à-dire à valeurs constantes :

- mesure de distances fixes à l'aide d'un capteur potentiométrique dont l'indication ne dépend pas de la température, grandeur d'influence ;
- mesure d'une force constante (pesage) au moyen de jauges compensées en température ;
- mesure d'une température stable à l'aide d'un thermocouple.

Dans ces conditions, l'étalonnage consiste à associer à des valeurs parfaitement déterminées du mesurande les valeurs correspondantes de la grandeur électrique de sortie ; l'étalonnage s'effectue par un seul type d'expériences et par l'une ou l'autre procédure décrite ci-après.

Étalonnage direct ou absolu

Les diverses valeurs du mesurande sont fournies soit par des étalons soit par des éléments de référence dont la valeur est connue avec une précision très supérieure, de l'ordre de cent fois, à celle recherchée pour le capteur :

- températures de points fixes primaires ou secondaires pour les capteurs de température ;
- cales-étalons, verniers de précision ou interféromètre laser pour les capteurs de déplacement ou de mouvement rectilignes (*figure 2.2*).

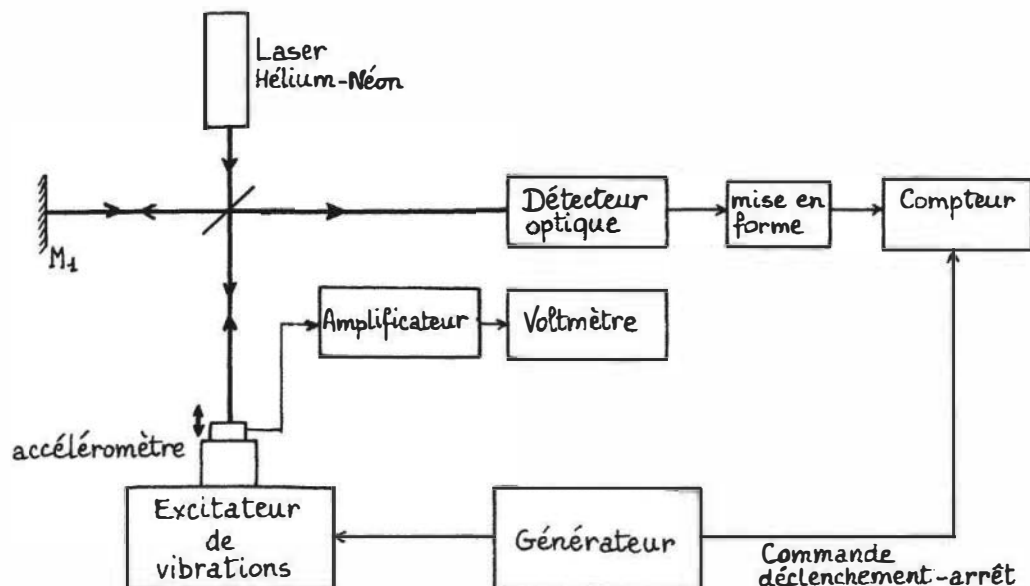


Figure 2.2 – Étalonnage absolu d'un accéléromètre. L'accéléromètre est soumis à une vibration sinusoïdale de fréquence f connue ; en fonction de l'amplitude X_1 du déplacement, l'accélération a pour amplitude $\Gamma_1 = 4 \pi^2 f^2 X_1$. La valeur de X_1 est déduite du nombre de franges d'interférence défilant devant le détecteur optique pendant une période de l'excitation ; pour chaque valeur de Γ_1 le signal de sortie de l'accéléromètre est déduit de l'indication d'un voltmètre de précision.

Étalonnage indirect ou par comparaison

On utilise un capteur de référence dont on possède la courbe d'étalonnage et dont on est assuré de la stabilité. Le capteur de référence et le capteur à étalonner sont soumis dans les mêmes conditions, simultanément si possible, à l'action de mesurandes identiques dont le capteur de référence permet de connaître les valeurs (figure 2.3).

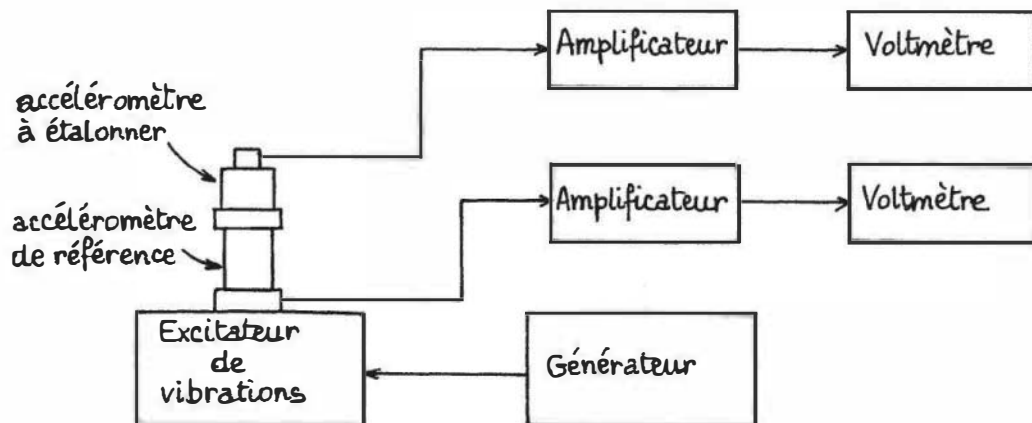


Figure 2.3 – Étalonnage d'un accéléromètre par comparaison avec un accéléromètre de référence.

Les valeurs associées du mesurande et de la grandeur électrique de sortie, qui sont en nombre limité, doivent cependant permettre d'établir sans ambiguïté et compte tenu de la précision des mesures, la relation entre mesurande et grandeur de sortie,

- sous forme graphique : c'est la courbe d'étalonnage ;
- sous forme algébrique : c'est l'équation caractéristique du capteur.

2.2.2 Étalonnage multiple

Lorsque le mesurande à lui seul ne permet pas de définir la réponse du capteur, il faut que soit précisée, par une série d'étalonnages successifs l'influence de chacun des paramètres actifs additionnels.

Dans le cas où le capteur est constitué de composants susceptibles de présenter de l'hystérésis, mécanique ou magnétique, la valeur de la grandeur de sortie dépend non seulement de la valeur actuelle du mesurande mais aussi de la suite de ses valeurs antérieures. L'obtention d'une courbe d'étalonnage parfaitement définie exige alors une procédure d'étalonnage dans laquelle le capteur se trouve soumis à une succession ordonnée et spécifiée de valeurs du mesurande.

La procédure généralement employée est la suivante :

- remise à zéro du capteur : le mesurande et la grandeur de sortie ont les valeurs correspondant à l'origine de leurs variations, par exemple : $m = 0$, $s = 0$;
- relevé de la grandeur de sortie, d'abord pour une suite croissante de valeurs du mesurande puis, pour une suite de valeurs décroissant depuis la valeur maximale atteinte précédemment.

La vitesse de variation du mesurande ou, ce qui est équivalent, son spectre de fréquence, est un paramètre auquel tous les capteurs sont sensibles. En effet, tout capteur dans les conditions de son emploi est caractérisé par sa réponse en fréquence (§ 2.4.3) qui définit un domaine de fréquence à l'intérieur duquel sa réponse est optimale et le plus souvent indépendante de la fréquence ; en dehors de ce domaine qui est sa bande passante, les performances en général diminuent en fonction de la fréquence. Dans ces conditions il est nécessaire d'effectuer un double étalonnage qui détermine :

- d'une part, la réponse en fréquence du capteur, qui est obtenue en mesurant la grandeur de sortie en fonction de la fréquence du mesurande dont l'amplitude est maintenue constante ;
- d'autre part, la réponse en fonction de l'amplitude du mesurande, à des fréquences fixes choisies dans la bande passante.

Les propriétés physiques du support matériel du mesurande peuvent aussi être l'un des paramètres déterminants de la réponse du capteur :

- la capacité d'un capteur capacitif de niveau dépend non seulement de la hauteur de liquide mais aussi de sa constante diélectrique ;
- la résistance d'une sonde thermométrique de surface est fonction de la température de surface et de la nature du matériau sous-jacent dont la dilatation exerce des contraintes sur la sonde ;
- l'indication d'un capteur de proximité à courants de Foucault dépend non seulement de la distance de l'objet mais aussi de sa résistivité et de sa perméabilité magnétique.

Dans ce cas, on est amené à effectuer un étalonnage distinct du capteur pour chaque matériau avec lequel il sera utilisé.

Une procédure semblable doit être appliquée vis-à-vis des grandeurs d'influence. Si la température modifie la réponse du capteur, on effectue une série d'étalonnages, chacun étant réalisé à température constante et l'opération répétée pour diverses températures réparties dans la plage d'utilisation possible. On agit de même pour toute autre grandeur d'influence.

À titre d'exemple, afin de mettre en évidence l'obligation qu'il y a d'effectuer des étalonnages multiples lorsque les paramètres de fonctionnement du capteur sont nombreux, on considère le cas du phototransistor. Il s'agit d'un capteur optique dont la grandeur de sortie, le courant collecteur I_c dépend :

- du flux de rayonnement incident Φ ainsi que de sa longueur d'onde λ ;
- de l'angle α entre le rayonnement incident et la normale à la surface éclairée ;
- de la tension collecteur-émetteur V_{CE} et de la résistance de charge R_m ;
- de la température.

Pour chacun des paramètres indiqués, le constructeur fournit l'étalonnage correspondant, obtenu en relevant l'influence sur I_c du paramètre considéré.

À partir de ces courbes, l'utilisateur peut, dans les conditions expérimentales qui lui sont propres, déterminer par interpolation la réponse du capteur.

2.2.3 Validité d'un étalonnage : répétabilité et interchangeabilité

La confiance que l'on peut accorder aux résultats d'un étalonnage doit être évaluée lorsque ces derniers sont utilisés pour l'exploitation de données fournies :

- soit par le capteur ayant été étalonné ;
- soit par un capteur de même fabrication mais n'ayant pas fait l'objet d'un étalonnage individuel.

La **répétabilité** est la qualité du capteur qui assure l'utilisateur de l'identité de la grandeur de sortie, dans des limites spécifiées, chaque fois que ce même capteur est utilisé dans des conditions identiques : même mesurande et mêmes paramètres additionnels. L'erreur de répétabilité est déterminée en effectuant au moins deux étalonnages successifs ; elle trouve son origine principale dans les erreurs aléatoires faites lors de l'étalonnage.

L'**interchangeabilité** d'une série de capteurs d'un même type est la qualité de cette série qui garantit à l'utilisateur des résultats identiques, aux tolérances près, chaque fois qu'un quelconque capteur de cette série est utilisé dans des conditions identiques. L'interchangeabilité résulte :

- d'une part, de la rigueur des procédés de fabrication : choix des matériaux et assemblage ;
- d'autre part des contrôles en fin de fabrication qui permettent de trier les capteurs satisfaisant aux tolérances imposées.

2.3 Limites d'utilisation du capteur

Les contraintes mécaniques, thermiques ou électriques auxquelles un capteur est soumis entraînent, lorsque leurs niveaux dépassent des seuils définis, une modification des caractéristiques du capteur, telles qu'elles étaient connues par étalonnage préalable ou spécifications du constructeur. Il est donc indispensable que l'utilisateur soit averti des diverses limites d'utilisation d'un capteur et des risques qu'il encourt à les dépasser.

Domaine nominal d'emploi

Il correspond aux conditions normales d'utilisation du capteur ; ses limites sont les valeurs extrêmes que peuvent atteindre de façon permanente ou le mesurande, ou les grandeurs physiques qui lui sont associées ou les grandeurs d'influence, et ceci, sans que soient modifiées les diverses spécifications qui caractérisent le fonctionnement du capteur.

Domaine de non-détérioration

Lorsque les valeurs ou du mesurande ou des grandeurs physiques associées ou des grandeurs d'influence dépassent les limites du domaine nominal d'emploi mais restent inférieures aux bornes du domaine de non-détérioration les caractéristiques météorologiques du capteur risquent d'être modifiées ; cette altération est cependant réversible, le capteur retrouvant ses caractéristiques spécifiées lorsque les conditions de fonctionnement redeviennent celles du domaine nominal d'emploi.

Domaine de non-destruction

Lorsque les valeurs ou du mesurande, ou des grandeurs physiques associées ou des grandeurs d'influence dépassent les limites du domaine de non-détérioration tout en restant inférieures aux bornes du domaine de non-destruction les caractéristiques du capteur sont modifiées de façon irréversible ; la réutilisation du capteur, dans son domaine nominal d'emploi nécessite donc un nouvel étalonnage.

Étendue de mesure (E.M.)

Elle est définie par la différence des valeurs extrêmes de la plage du mesurande dans laquelle le fonctionnement du capteur satisfait à des spécifications données. La plage du mesurande correspondant à l'étendue de mesure est souvent identique au domaine nominal d'emploi pour ce qui est du mesurande ; elle peut cependant être plus réduite ou plus étendue selon la sévérité des critères du fonctionnement retenu.

□ **Exemple de spécification des limites d'emploi**

Tableau 2.1 – Capteur de force à jauges piézorésistives N556-1 (fabricant J.P.B.)

Domaine	Mesurande	Température
nominal	1 daN (E.M.)	0 °C à 60 °C
non-détérioration	1,5 × E.M.	-20 °C à 100 °C
non-destruction	3 × E.M.	-50 °C à 120 °C

2.4 Sensibilité

2.4.1 Définition générale

C'est une spécification déterminante dans le choix d'un capteur ; de façon générale la sensibilité S est définie, autour d'une valeur m_i constante du mesurande, par le rapport de la variation Δs de la grandeur de sortie à la variation Δm du mesurande qui lui a donné naissance :

$$S = \left(\frac{\Delta s}{\Delta m} \right)_{m=m_i}$$

La valeur de la sensibilité, dans des conditions d'emploi spécifiées est généralement fournie par le constructeur ; elle permet à l'utilisateur :

- d'estimer l'ordre de grandeur de la réponse du capteur, connaissant l'ordre de grandeur des variations du mesurande ;
- de choisir le capteur de façon que la chaîne de mesure dans son ensemble satisfasse aux conditions de mesure imposées.

L'unité en laquelle est exprimée S résulte du principe qui est à la base du capteur et des ordres de grandeur mis en jeu :

- $\Omega/^\circ\text{C}$ pour une résistance thermométrique ;
- $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ pour un couple thermoélectrique, par exemple.

Pour divers capteurs basés sur un même principe physique, la valeur numérique de S peut dépendre du choix des matériaux, de leur dimensionnement ou de leur mode d'assemblage. La sensibilité peut en outre être fonction de paramètres additionnels lorsque ces derniers influencent la réponse du capteur : cela peut être le cas de la tension et de la fréquence de l'alimentation, de la température du milieu où se trouve placé le capteur, de la fréquence des variations du mesurande. C'est ainsi que certains capteurs, comme le transformateur différentiel, ont une réponse proportionnelle à l'amplitude de la tension d'alimentation E , dans la plage des valeurs permises :

$$S(E) = S_1 \cdot E = \left(\frac{\Delta s}{\Delta m} \right)_{m=m_i}$$

soit :

$$S_1 = \frac{1}{E} \left(\frac{\Delta s}{\Delta m} \right)_{m=m_i}$$

Le constructeur indique dans ce cas S_1 qui est la **sensibilité par volt de tension d'alimentation**. En outre, lorsque le capteur comporte des circuits dont l'impédance a une composante réactive, la fréquence de la tension d'alimentation intervient elle aussi dans la fixation de la sensibilité : pour le transformateur différentiel T 10N le constructeur (IFELEC) indique :

$$S_1 = 1,5 \text{ mV/mm/V primaire à } 50 \text{ Hz}$$

$$S_1 = 17 \text{ mV/mm/V primaire à } 400 \text{ Hz}$$

La température est un paramètre important, particulièrement pour les capteurs constitués d'éléments semi-conducteurs : c'est le cas par exemple pour la sensibilité d'un phototransistor ou d'une jauge d'extensométrie semi-conductrice. La sensibilité de ces capteurs doit être spécifiée :

- d'une part, à une température donnée (25 °C par exemple) ;
- d'autre part, par son coefficient de variation thermique $\frac{1}{S} \frac{dS}{dT}$.

Ainsi, pour la jauge AGP, le constructeur (KULITE) indique :

$$\text{facteur de jauge } K = 155 \text{ à } 24 \text{ °C} \quad \text{et} \quad \frac{1}{K} \cdot \frac{dK}{dT} = -2,3 \cdot 10^{-3} / \text{°C} .$$

L'influence de la température peut aussi être spécifiée de façon plus globale par l'erreur sur la sensibilité qui est l'écart maximal, en % de la sensibilité nominale, entre la sensibilité réelle et la sensibilité nominale lorsque la température varie dans les limites indiquées.

La fréquence du mesurande est un autre paramètre susceptible d'influer sur la valeur de la sensibilité : ceci amène à distinguer deux types de fonctionnement du capteur auxquels sont associées les sensibilités correspondantes :

- **le fonctionnement statique** où le mesurande a une valeur constante ou très lentement variable : flux lumineux constant, accélération constante ;

- **le fonctionnement dynamique** où le mesurande varie rapidement : flux lumineux modulé, accélération liée aux vibrations d'une structure.

Certains capteurs n'ont par nature qu'un fonctionnement dynamique : microphone par exemple.

2.4.2 Sensibilité en régime statique

L'étalonnage statique consiste en le relevé, pour différentes valeurs constantes du mesurande m_i , des valeurs correspondantes de la grandeur électrique s_i , lorsque celle-ci a atteint son régime permanent. La caractéristique statique est la traduction graphique de cet étalonnage. Le point de fonctionnement Q_i du capteur est le point de la caractéristique statique correspondant aux valeurs associées de m_i et s_i .

La définition générale de la sensibilité donnée précédemment conduit à définir la sensibilité en régime statique, en un point de fonctionnement Q_i , comme le rapport de l'incrément Δs à l'incrément Δm qui le provoque : la sensibilité en régime statique est donc égale à la pente de la caractéristique statique au point de fonctionnement ; lorsque cette caractéristique n'est pas une droite, la sensibilité dépend du point de fonctionnement.

Ainsi par exemple, pour une résistance de platine de 100Ω à 0°C , la variation en fonction de T est approximativement linéaire pour T compris entre 0°C et 150°C et l'on a :

- à 0°C : $S = 0,39 \Omega/^\circ \text{C}$ et à 130°C : $S = 0,38 \Omega/^\circ \text{C}$.

alors que pour une thermistance 35J3 (fabricant OMEGA) de $5\,000 \Omega$ à 25°C dont la variation thermique est fortement non linéaire on a :

- à 0°C : $S = 835 \Omega/^\circ \text{C}$ et à 130°C : $S = 3,8 \Omega/^\circ \text{C}$.

Le rapport de la valeur s_i de la sortie à celle, m_i du mesurande correspondant est défini comme le rapport de transfert statique r_i :

$$r_i = \left(\frac{s}{m} \right)_{Q_i}$$

Ce rapport est indépendant du point de fonctionnement Q_i et égal à la sensibilité S uniquement dans le cas où la caractéristique statique est une droite passant par l'origine.

2.4.3 Sensibilité en régime dynamique et réponse en fréquence

La sensibilité en régime dynamique peut être définie lorsque le mesurande est une fonction périodique du temps ; dans ces conditions la grandeur de sortie s a en régime permanent même périodicité que le mesurande.

Soit le mesurande : $m(t) = m_0 + m_1 \cos \omega t$

où m_0 est une valeur constante à laquelle est superposée une variation sinusoïdale d'amplitude m_1 et de fréquence $f = \omega/2\pi$.

La réponse du capteur est de la forme :

$$s(t) = s_0 + s_1 \cos (\omega t + \psi)$$

où s_0 est la valeur constante correspondant à m_0 , définissant le point de repos Q_0 sur la courbe d'étalonnage statique ;

s_1 est l'amplitude de variation de la sortie provoquée par la partie variable du mesurande et ψ le déphasage entre variations de la sortie et de l'entrée.

La sensibilité qui, de façon générale, est le rapport des variations associées de s et de m est définie dans ce cas par l'expression :

$$S = \left(\frac{s_1}{m_1} \right)_{Q_0}$$

L'évolution de la sensibilité en régime dynamique en fonction de la fréquence f du mesurande, soit $S(f)$, définit **la réponse en fréquence** du capteur.

Lorsque la variation du mesurande, sans être sinusoïdale, est périodique, de période $T = 2\pi/\omega$, elle peut être décomposée en série de Fourier :

$$m(t) = m_0 + \sum_{n=1}^{\infty} m_n \cos(n\omega t + \phi_n)$$

La réponse du capteur est alors de la forme :

$$s(t) = s_0 + \sum_{n=1}^{\infty} s_n \cos(n\omega t + \psi_n) ;$$

elle est la superposition des réponses aux différentes composantes $m_n \cos(n\omega t + \phi_n)$, chacune de ces réponses étant fixée par sa sensibilité propre telle qu'elle résulte de la réponse en fréquence :

$$\left(\frac{s_n}{m_n} \right)_{Q_0} = S(f_n) \quad \text{où} \quad f_n = \frac{n\omega}{2\pi}.$$

La variation de la sensibilité en fonction de la fréquence a généralement pour origine l'inertie mécanique, thermique ou électrique de la tête de mesure – capteur et dispositifs directement associés – qui l'empêche de délivrer un signal qui suive instantanément les variations du mesurande et ceci d'autant plus que la fréquence est plus élevée. Cette inertie peut être inhérente au principe physique de base du capteur mais elle est aussi très souvent due à la présence de composants électriques : résistances, inductances et capacités, localisées ou non, qui introduisent dans la réponse des constantes de temps de la forme RC ou L/R . C'est pourquoi l'étude de la réponse en fréquence doit être menée en considérant l'ensemble formé par le capteur et les composants qui lui sont directement associés.

L'équation qui relie les variations de s à celles de m est sous sa forme la plus générale une équation différentielle qui selon le cas est du premier ou du second ordre ; la réponse en régime sinusoïdal permanent s'étudie simplement en ramenant cette équation différentielle à sa forme complexe équivalente par la transformation :

$$\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega \quad \text{et} \quad \frac{d^2}{dt^2} \rightarrow -\omega^2$$

Les caractéristiques de la réponse en fréquence sont liées à l'ordre de l'équation différentielle, ce qui amène à distinguer les systèmes du premier et du second ordre.

■ Réponse en fréquence d'un système du premier ordre

Un tel système est régi par une équation différentielle de la forme :

$$a \frac{ds}{dt} + bs = m(t), \quad a \text{ et } b \text{ étant constants.}$$

Pour un mesurande sinusoïdal $m(t) = m_1 \cos \omega t$, la réponse en régime permanent est aussi sinusoïdale : $s(t) = s_1 \cos(\omega t + \psi)$.

Associant à chacun des termes la forme complexe correspondante :

$$m(t) \rightarrow m_1 e^{j\omega t} \quad s(t) \rightarrow s_1 e^{j(\omega t + \psi)}$$

où m_1 et s_1 sont réels, l'équation du système devient :

$$j\omega a s_1 e^{j\psi} + b s_1 e^{j\psi} = m_1.$$

On en déduit, en posant $f_c = \frac{b}{2\pi a}$, **fréquence de coupure** :

$$s_1 = \frac{m_1}{b} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

$$\psi = -\text{Arc tg} \left(\frac{f}{f_c} \right)$$

L'expression de la sensibilité en fonction de la fréquence est :

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{b} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

Lorsque f tend vers zéro, la sensibilité en régime dynamique tend vers la sensibilité en régime statique $S(0) = 1/B$; la réponse en fréquence peut donc s'écrire :

$$S(f) = S(0) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

Les figures 2.4a et b représentent respectivement, l'évolution de la réponse en module et en phase en fonction de la fréquence. On y constate en particulier que pour : $f \ll f_c$, on a pratiquement $S(f) = S(0)$ et $\psi = 0$;

$$f = f_c, S(f_c) = \frac{S(0)}{\sqrt{2}} \text{ soit } 20 \log_{10} \left(\frac{S(f_c)}{S(0)} \right) = -3 \text{ dB} \quad \text{et} \quad \psi = -\frac{\pi}{4} ;$$

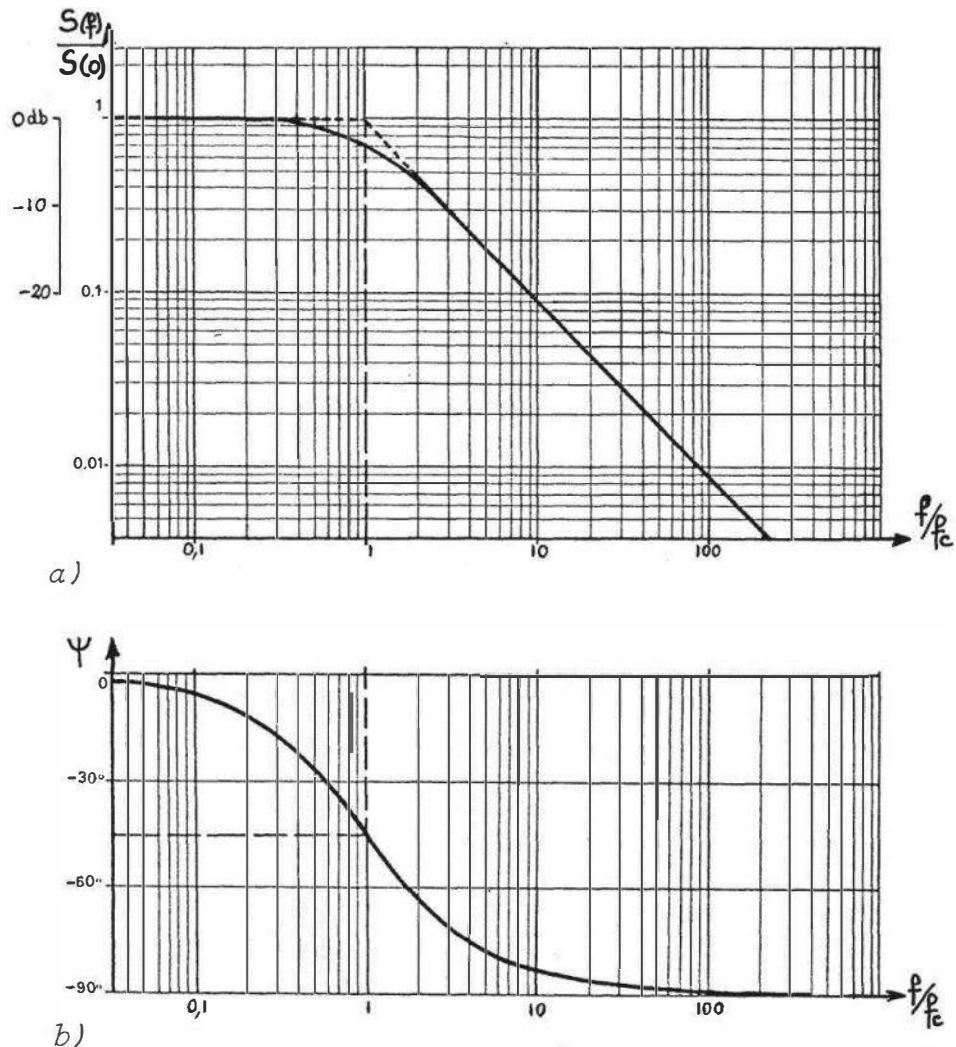


Figure 2.4 – Réponse en fréquence d'un système du premier ordre : a) module, b) phase.

$f \gg f_c$, $S(f) = S(0) \cdot \frac{f_c}{f}$, la sensibilité décroît de 20 dB par décade de fréquence et Ψ tend vers $-\frac{\pi}{2}$.

La bande passante B est la plage de fréquence à l'intérieur de laquelle la réponse en fréquence décroît au plus de 3 dB à partir de sa valeur maximale ; dans le cas d'un système du premier ordre on a donc :

$$B = f_c$$

Exemple de système du premier ordre. Un montage simple utilisant une photodiode est représenté *figure 2.5a*.

La diode se comporte comme un générateur de courant $i = S_d \cdot \phi$ où ϕ est le flux lumineux incident et S_d la sensibilité propre de la diode exprimée en A/W. Il est intéressant de noter que cette sensibilité ne dépend pratiquement pas de la fréquence de variation de ϕ , dans le domaine habituel d'utilisation.

En fait, la grandeur électrique de sortie du montage est non pas i mais v , tension aux bornes de R_m . Compte tenu des ordres de grandeur (§ 5.7.5) le schéma électrique

équivalent du montage peut être représenté comme sur la *figure 2.5b* où $C = C_d + C_p$, C_d étant la capacité de la jonction de la diode polarisée en inverse et C_p les diverses capacités parasites du montage.

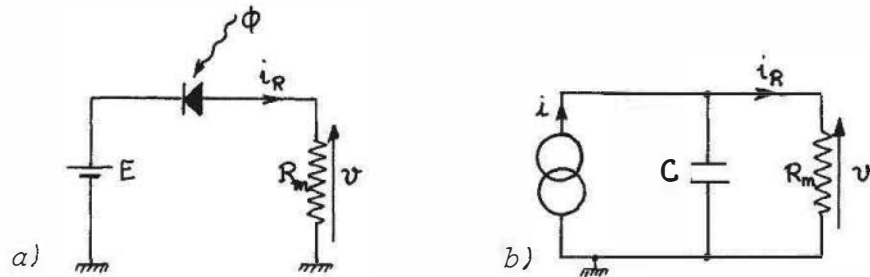


Figure 2.5 – Exemple de système du premier ordre : a) montage avec photodiode, b) schéma électrique équivalent.

Pour un flux incident modulé, de la forme :

$$\phi(t) = \phi_0 + \phi_1 \cos \omega t, \quad \text{on a le courant : } i(t) = I_0 + I_1 \cos \omega t$$

où $I_0 = S_d \phi_0$ et $I_1 = S_d \phi_1$. En posant $V_1 \cos(\omega t + \psi)$ pour la partie variable de la tension de sortie, l'équation du circuit électrique sous forme complexe est :

$$I_1 = j\omega C V_1 e^{j\psi} + \frac{V_1}{R_m} e^{j\psi}$$

d'où l'on déduit, à l'aide des résultats généraux précédemment établis :

– la fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_m C}$$

– l'amplitude de la tension variable :

$$V_1 = S_d \phi_1 R_m \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

– ainsi que son déphasage :

$$\psi = -\text{Arc tg} \left(\frac{f}{f_c} \right)$$

– la sensibilité du montage :

$$S(f) = \frac{V_1}{\phi_1} = S_d \cdot R_m \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

■ Réponse en fréquence d'un système du second ordre

L'équation différentielle qui caractérise un tel système est de la forme :

$$a \frac{d^2 s}{dt^2} + b \frac{ds}{dt} + cs = m(t) \quad a, b, c \text{ étant constants.}$$

Lorsque le mesurande est sinusoïdal : $m(t) = m_1 \cos \omega t$, la réponse électrique en régime permanent peut s'écrire : $s(t) = s_1 \cos(\omega t + \psi)$.

L'emploi de la notation complexe amenant aux transformations suivantes :

$$m(t) \rightarrow m_1 e^{j\omega t}, \quad s(t) \rightarrow s_1 e^{j\psi} \cdot e^{j\omega t} \quad \text{avec } m_1 \text{ et } s_1 \text{ réels,}$$

l'équation du système devient :

$$-a \omega^2 s_1 e^{j\psi} + j \omega b s_1 e^{j\psi} + c s_1 e^{j\psi} = m_1$$

En posant : $f_0 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{\frac{c}{a}}$, **fréquence propre du système non amorti**,

$$\zeta = \frac{b}{2\sqrt{c \cdot a}}, \quad \text{coefficient d'amortissement du système}$$

on obtient :

$$s_1 = \frac{m_1}{c \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$$

$$\psi = -\text{Arc tg} \left(\frac{2\zeta}{\frac{f_0}{f} \left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)} \right)$$

L'expression de la sensibilité en régime dynamique en fonction de la fréquence est :

$$S(f) = \frac{s_1}{m_1} = \frac{1}{c \sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$$

soit en posant $S(0) = \frac{1}{c}$, sensibilité en régime statique ($f = 0$) :

$$S(f) = S(0) \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}}$$

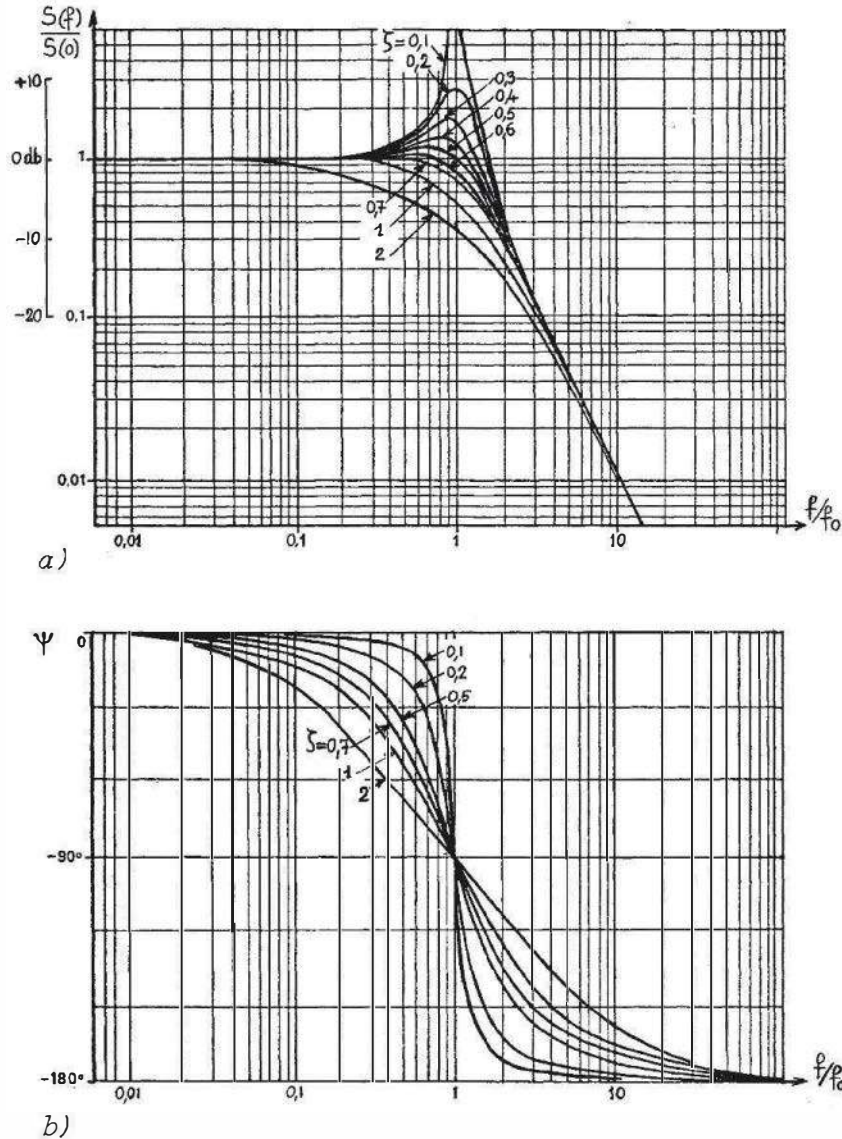


Figure 2.6 – Réponse en fréquence d'un système du second ordre : a) module ; b) phase.

Les courbes de variation de la réponse en fréquence (module et phase), ζ étant le paramètre, sont représentées sur les figures 2.6a et b.

Pour $\zeta < 1/\sqrt{2} = 0,707$, la réponse en fréquence présente un maximum pour la fréquence $f_M = f_0 \cdot \sqrt{1 - 2\zeta^2}$; ce maximum, d'autant plus prononcé que ζ est plus faible a pour expression :

$$S(f_M) = S(0) \frac{1}{2\zeta\sqrt{1 - \zeta^2}}.$$

Pour $\zeta \geq 1/\sqrt{2}$, la réponse en fréquence qui est constamment décroissante présente le palier le plus uniforme pour $\zeta = 1/\sqrt{2}$. Dans ce dernier cas, la bande passante a pour valeur f_0 . On peut obtenir une augmentation de la bande passante à condition de tolérer une légère remontée de la courbe de réponse en fréquence ; c'est ainsi que pour :

$$S(f_M) = 1,05 S(0) \quad \text{soit} \quad \zeta = 0,59 \quad \text{on a} \quad B = 1,16 f_0.$$

En ce qui concerne le déphasage ψ , celui-ci varie de 0 pour $f = 0$ à $-\pi$ lorsque $f \gg f_0$; pour $f = f_0$ le déphasage est $-\pi/2$.

Si l'on souhaite éviter la distorsion de phase, il faut que le **temps de transmission** t_t soit indépendant de la fréquence de façon que l'on ait, quel que soit ω : $\psi = -\omega t_t$. À chaque terme $m_n \cos(\omega_n t + \phi_n)$ de la décomposition en série de Fourier d'un mesurande périodique correspond dès lors un terme :

$$s_n(t) = S(f_n) \cdot m_n \cdot \cos [\omega_n(t - t_t) + \phi_n] ;$$

Ces différentes composantes étant toutes également retardées de t_t , la forme du mesurande se trouve transposée au mieux. Le temps de transmission est défini par la relation : $t_t = -d\psi/d\omega$; on montre à partir de l'expression précédemment établie de ψ , que c'est pour ζ compris entre 0,6 et 0,7 que le temps de transmission est le plus constant dans une plage étendue de fréquence.

En conclusion, il ressort de cette étude qu'il y a intérêt, pour ce qui concerne la réponse en fréquence, à réaliser le système incluant le capteur de façon que son coefficient d'amortissement ζ soit compris entre 0,6 et 0,7 ce qui permet d'assurer à la fois :

- une réponse en fréquence d'amplitude quasi constante dans une bande relativement étendue ;
- une distorsion de phase réduite.

Exemple de système du second ordre.

On considère un accéléromètre (*figure 2.7*) constitué d'une masse sismique m placée entre deux ressorts R identiques mais antagonistes. L'ensemble est contenu dans un boîtier, à l'intérieur duquel un capteur de déplacement assure la traduction électrique du mouvement de la masse sismique par rapport au boîtier.

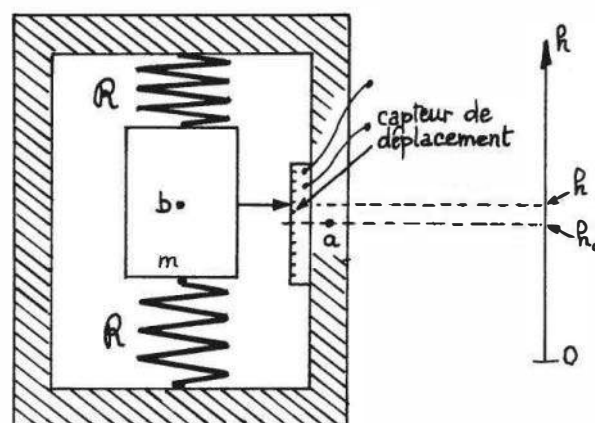


Figure 2.7 – Exemple de système du second ordre : schéma de principe d'un accéléromètre.

Les positions sont repérées sur un axe fixe, parallèle à l'axe du boîtier ; soit :

- h_0 la position d'un point a du boîtier ;
- b la position d'un point b de la masse sismique choisi tel que $b = h_0$ au repos ;

- f le coefficient de la force de frottement visqueux, proportionnelle à la vitesse relative de la masse sismique par rapport au boîtier ;
- c le coefficient de la force de rappel exercée par les ressorts, proportionnelle au déplacement relatif de la masse sismique par rapport au boîtier.

On suppose négligeables ou sinon incluses dans f et c les forces exercées sur la masse sismique par sa liaison au capteur.

L'équation générale de la dynamique permet d'écrire :

$$m \frac{d^2 h}{dt^2} = -f \frac{dh}{dt} - c(h - h_0)$$

Le capteur n'est sensible qu'au déplacement z de la masse sismique par rapport au boîtier soit $z = h - h_0$. En fonction de z , l'équation précédente se réécrit :

$$m \frac{d^2 z}{dt^2} + f \frac{dz}{dt} + cz = -m\gamma$$

où $\gamma = \frac{d^2 h_0}{dt^2}$ est l'accélération imposée au boîtier suivant son axe. Le système que constitue l'accéléromètre est donc bien régi par une équation différentielle du second ordre.

On vérifie facilement que :

- pour $\gamma = \text{constante}$, on a $z = -\frac{m\gamma}{c}$: le déplacement que traduit le capteur est proportionnel à l'accélération ;
- pour $\gamma = \Gamma_1 \cos \omega t$, on a $z = Z_1 \cos(\omega t + \psi)$, avec :

$$Z_1 = \frac{m\Gamma_1}{c} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} \quad \psi = \pi - \text{Arc tg} \frac{2\zeta}{\frac{f_0}{f} \left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{c}{m}} \quad \text{et} \quad \zeta = \frac{1}{2} \frac{f}{\sqrt{cm}}$$

Les capteurs composites à corps d'épreuve mécanique sont les exemples les plus courants de systèmes du second ordre.

2.4.4 Linéarité

■ Conditions de linéarité

Un capteur est dit linéaire dans une plage déterminée du mesurande si sa sensibilité y est indépendante de la valeur du mesurande. Dans la plage de linéarité du capteur, le signal électrique tout au long de la chaîne est proportionnel à la variation

du mesurande dès lors que les divers dispositifs associés au capteur (pont, amplificateurs) sont eux-mêmes linéaires; il en résulte alors une plus grande simplicité dans le traitement du signal permettant d'accéder à la valeur numérique de la variation du mesurande. L'intérêt de la linéarité est tel que, lorsque le capteur n'est pas linéaire on se trouve amené à inclure dans la chaîne de mesure des dispositifs de correction – dits de linéarisation – dont le rôle est de rendre le signal proportionnel aux variations du mesurande (§ 4.2).

En régime statique (§ 2.4.2), la linéarité est liée à l'existence d'une partie rectiligne sur la caractéristique statique et le fonctionnement du capteur demeure linéaire tant que les variations du mesurande sont limitées à cette zone. En régime dynamique (§ 2.4.3) la sensibilité, lorsque le mesurande varie à la fréquence f , a pour expression :

– pour un système du premier ordre :

$$S(f) = S(0) \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}} ;$$

– pour un système du second ordre :

$$S(f) = S(0) \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2\right)^2 + 4\zeta^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}} .$$

La linéarité en régime dynamique implique donc :

- d'une part, la linéarité en régime statique : $S(0)$ indépendant de m ;
- d'autre part, que les paramètres déterminants de la réponse en fréquence (f_c ou f_0 et ζ) soient eux-mêmes indépendants de la valeur du mesurande dans la plage de valeurs où $S(0)$ est constant, ce qui est généralement le cas.

La première condition ne s'applique évidemment pas aux capteurs dont le fonctionnement n'est possible qu'en régime dynamique : microphone électrodynamique par exemple.

■ Meilleure droite – Écart de linéarité

L'étalonnage du capteur fournit à l'expérimentateur un certain nombre de points associés (s_i et m_i) qui, même pour un capteur théoriquement linéaire, ne sont pas forcément tous alignés du fait de l'imprécision des mesures ou des imperfections dans la réalisation du capteur. Il est possible cependant, à partir des points expérimentaux de calculer l'équation de la droite qui en est la représentation la plus probable. Cette droite, dite meilleure droite, est telle que la somme des carrés des écarts δ_i des divers points expérimentaux à cette droite soit minimale.

On établit que l'équation de la meilleure droite étant :

$$s = a m + b$$

on a :

$$a = \frac{N \cdot \sum s_i \cdot m_i - (\sum s_i) \cdot (\sum m_i)}{N \cdot \sum m_i^2 - (\sum m_i)^2}$$

$$b = \frac{(\sum s_i) \cdot (\sum m_i^2) - (\sum s_i \cdot m_i) \cdot (\sum m_i)}{N \cdot \sum m_i^2 - (\sum m_i)^2}$$

N étant le nombre de points d'étalonnage.

L'écart de linéarité est la spécification qui permet d'apprécier la plus ou moins bonne linéarité d'une courbe d'étalonnage : il est défini à partir de l'écart maximum entre la courbe d'étalonnage et la meilleure droite, cet écart étant exprimé en % de la valeur maximale de la grandeur de sortie dans la plage considérée (*figure 2.8*).

2.5 Rapidité – Temps de réponse

La réponse en fréquence étudiée précédemment s'applique au régime permanent de la grandeur de sortie en présence d'un mesurande périodique.

Dès l'instant où le mesurande se trouve appliqué au capteur ou bien subit une variation brusque, l'établissement du régime permanent subséquent est précédé d'un régime transitoire dont l'importance doit pouvoir être appréciée pour une réalisation correcte des mesures. La fonction du temps qui détermine ce régime transitoire découle elle aussi de l'équation différentielle du système : elle est la solution générale de l'équation sans second membre.

2.5.1 Définitions

La **rapidité** est la spécification d'un capteur qui permet d'apprécier de quelle façon la grandeur de sortie suit dans le temps les variations du mesurande. La rapidité est donc liée au temps nécessaire pour que la contribution du régime transitoire à la grandeur de sortie devienne négligeable dans des conditions de précision définies. Or la forme du régime transitoire est déterminée indépendamment de la loi de variation du mesurande : elle ne dépend que des propriétés des éléments du système directement associés au capteur. Une spécification de la rapidité pour une variation particulière du mesurande permet donc son appréciation indépendamment de la loi réelle de variation du mesurande étudié. La grandeur utilisée pour définir quantitativement la rapidité est le **temps de réponse** : c'est l'intervalle de temps qui s'écoule après une variation brusque (échelon) du mesurande jusqu'à ce que la variation de la sortie du capteur ne diffère plus de sa valeur finale d'un écart supérieur à une limite ε conventionnellement fixée. Un temps de réponse doit donc toujours être spécifié avec l'écart ε auquel il correspond : $t_r(\varepsilon)$.

Un capteur est d'autant plus rapide que son temps de réponse est plus court. Le temps de réponse, caractéristique de la vitesse d'évolution du régime transitoire peut être exprimé en fonction des paramètres qui déterminent ce régime.

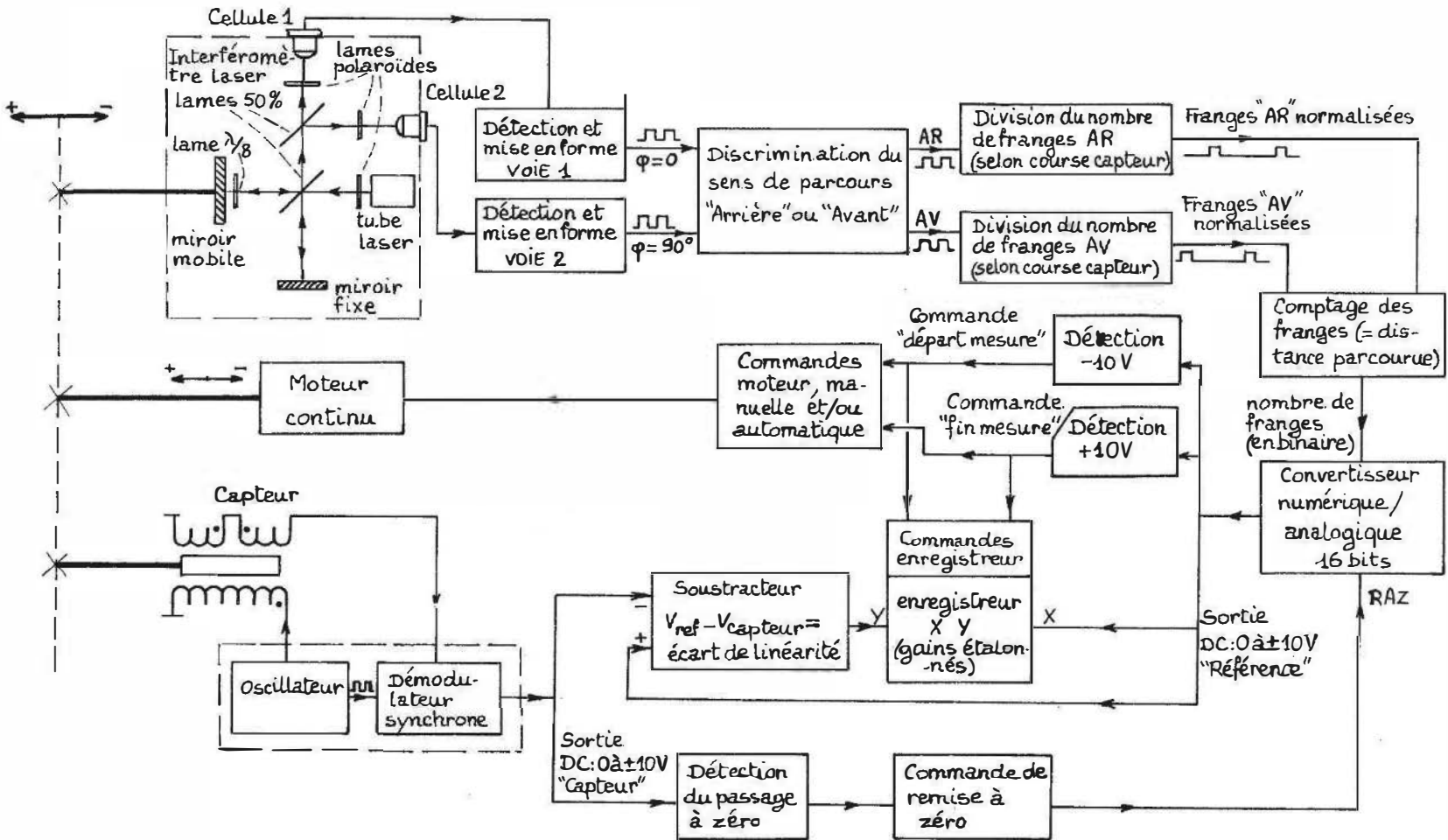


Figure 2.8 – Banc de mesure par interférométrie de l'écart de linéarité d'un transformateur différentiel (Doc. Schaevitz). Le déplacement est mesuré par comptage d'un nombre n de franges d'interférence ; n est converti en une tension analogique V_{ref} . Le signal de sortie du capteur, pour chaque déplacement est comparé à la valeur correspondante de V_{ref} au moyen d'un soustracteur dont la tension de sortie est proportionnelle à l'erreur de linéarité.

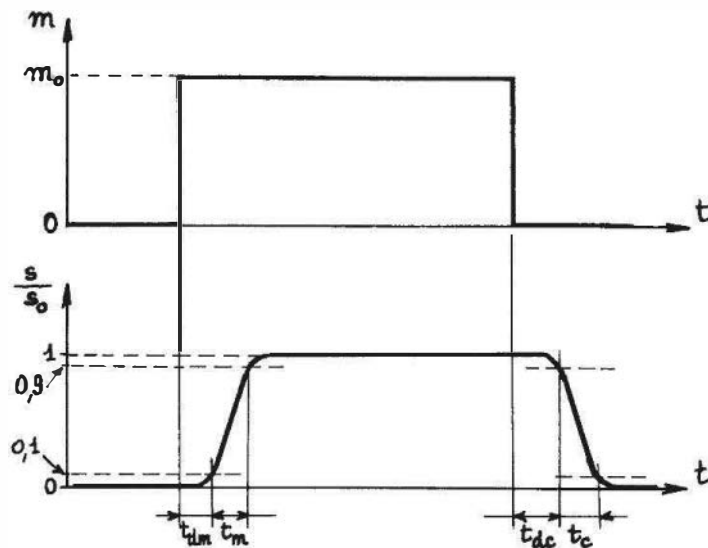


Figure 2.9 – Définitions de divers intervalles de temps caractéristiques du régime transitoire.

En plus du temps de réponse à ε qui fixe pour l'expérimentateur l'attente minimale nécessaire, après variation du mesurande, pour la prise en compte d'un résultat avec une précision donnée, d'autres intervalles de temps ont été définis qui permettent de mieux connaître le régime transitoire lui-même (figure 2.9).

Dans le cas d'un échelon du mesurande entraînant la croissance de la grandeur de sortie :

- **le temps de retard à la montée ou délai à la montée**, t_{dm} , est le temps nécessaire pour que la grandeur de sortie s croisse, à partir de sa valeur initiale, de 10 % de sa variation totale ;
- **le temps de montée**, t_m , est l'intervalle de temps correspondant à la croissance de s de 10 % à 90 % de sa variation totale.

Dans le cas d'un échelon du mesurande entraînant la décroissance de la grandeur de sortie :

- **le temps de retard à la chute ou délai à la chute**, t_{dc} , est le temps qu'il faut pour que la grandeur de sortie s décroisse à partir de sa valeur initiale de 10 % de sa variation totale ;
- **le temps de chute**, t_c , est l'intervalle de temps correspondant à la décroissance de s de 10 % à 90 % de sa variation totale.

2.5.2 Temps de réponse d'un système du premier ordre

Pour un échelon du mesurande :

$$m = 0 \quad \text{pour } t < 0 \quad \text{et} \quad m = m_0 \quad \text{pour } t \geq 0$$

la solution de l'équation différentielle du système :

$$a \frac{ds}{dt} + b s = m_0$$

a pour expression, en supposant $s = 0$ pour $t = 0$:

$$s = s_0 \left(1 - \exp \left(-\frac{t}{\tau} \right) \right)$$

où $s_0 = \frac{m_0}{b}$ est la valeur de s en régime permanent,

$\tau = \frac{a}{b}$ est la **constante de temps du système**.

L'évolution de $s(t)$ est représentée *figure 2.10*. Le temps de réponse $t_r(\varepsilon)$ peut être déterminé soit à l'aide de la représentation graphique de $s(t)$ soit à partir de son expression mathématique dont on déduit :

$$\exp \left(-\frac{t_r(\varepsilon \%)}{\tau} \right) = \frac{\varepsilon}{100} \quad \text{soit} \quad t_r(\varepsilon \%) = 2,3 (2 - \log_{10} \varepsilon) \cdot \tau$$

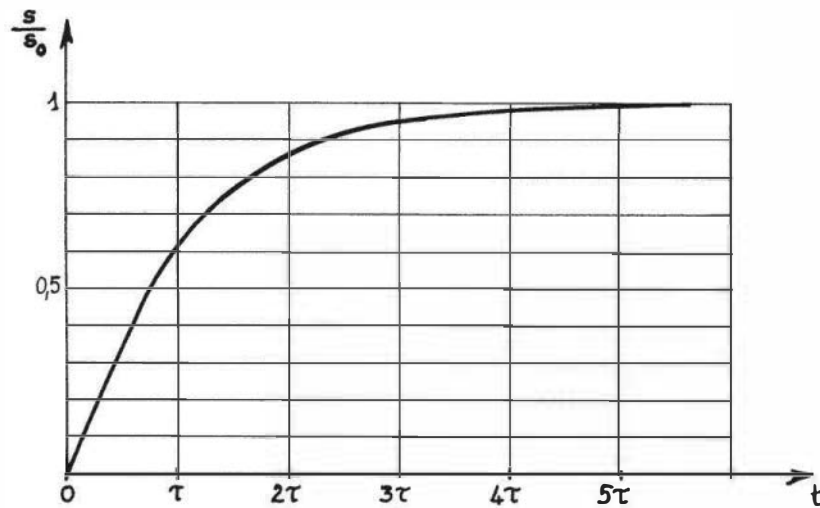


Figure 2.10 – Réponse dans le temps d'un système du premier ordre à un échelon du mesurande.

L'expression du temps de réponse pour différentes valeurs de ε est indiquée *tableau 2.2*.

Tableau 2.2 – Correspondance entre écart à l'équilibre et temps de réponse.

ε (%)	$t_r(\varepsilon \%)$
10	2,3 τ
5	3,0 τ
2	3,9 τ
1	4,6 τ
0,1	6,9 τ

Le temps de réponse est toujours proportionnel à la constante de temps du système et c'est en agissant sur la valeur des éléments qui la déterminent que la réduction du temps de réponse peut être opérée.

Il est intéressant de remarquer que la constante de temps τ est inversement proportionnelle à la fréquence de coupure f_c en régime sinusoïdal :

$$\tau = \frac{a}{b} \quad \text{et} \quad f_c = \frac{b}{2\pi a} \quad \text{soit} \quad \tau = \frac{1}{2\pi f_c}$$

Les différents temps de réponse peuvent donc aussi être exprimés en fonction de la fréquence de coupure ; ainsi par exemple :

$$t_r(1\%) = 4,6 \tau = \frac{0,73}{f_c} ;$$

il en est de même pour le temps de montée ou le temps de chute :

$$t_m = t_c = 2,2 \tau = \frac{0,35}{f_c}.$$

Un capteur est d'autant plus rapide que sa fréquence de coupure est plus élevée : la brièveté du temps de réponse d'une part, l'extension de la bande passante d'autre part sont deux aspects liés de la même qualité qu'est la rapidité.

Comme la réponse en fréquence, le temps de réponse dépend non seulement des caractéristiques propres du capteur mais aussi de celles des éléments qui lui sont directement associés ou même de la nature de l'objet ou du milieu support du mesurande. On établit ainsi (§ 6.2.11) que la constante de temps d'une sonde thermométrique a pour expression :

$$\tau = \frac{K}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}}$$

K étant la capacité calorifique de la sonde ;

$G_{\theta_{xc}}$ étant la conductance thermique entre le capteur et le milieu étudié qui dépend à la fois de la nature de l'enveloppe du capteur et de la nature du milieu ;

$G_{\theta_{ac}}$ étant la conductance thermique entre le capteur et le milieu extérieur qui est fonction des liaisons du capteur à ce milieu.

L'influence du milieu de mesure est clairement mise en évidence par l'exemple particulier d'une sonde thermométrique à résistance de platine qui a pour temps de réponse à 10 % :

2,6 s dans de l'eau de vitesse 0,2 m/s ; 40 s dans l'air de vitesse 1 m/s.

2.5.3 Temps de réponse d'un système du second ordre

Un échelon du mesurande :

$$m = 0 \text{ pour } t < 0 \quad \text{et} \quad m = m_0 \text{ pour } t \geq 0$$

est appliqué à un système, d'équation :

$$a \frac{d^2 s}{dt^2} + b \frac{ds}{dt} + cs = m_0$$

les conditions initiales étant, dans un but de simplification :

$$s = 0 \quad \text{et} \quad \frac{ds}{dt} = 0 \quad \text{pour } t = 0.$$

Le régime permanent a pour expression $s_0 = \frac{m_0}{c}$; pour l'étude du régime transitoire on pose, comme pour l'étude du régime permanent sinusoïdal :

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \sqrt{\frac{c}{a}} \quad \text{pulsation propre,}$$

$$\zeta = \frac{b}{2\sqrt{ca}} \quad \text{coefficient d'amortissement.}$$

La forme des solutions dépend de la valeur de ζ (*figure 2.11*).

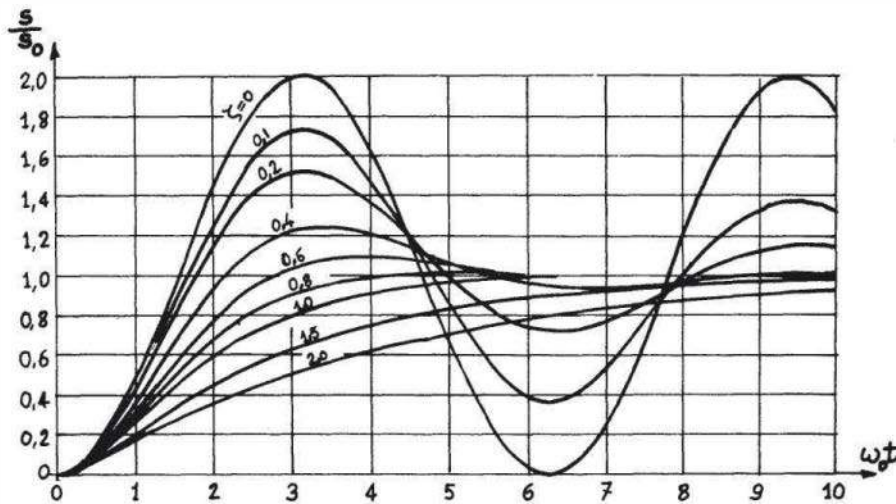


Figure 2.11 – Réponse dans le temps d'un système du second ordre à un échelon du mesurande pour diverses valeurs du coefficient d'amortissement.

$\zeta < 1$. *Système à faible amortissement*

Le régime transitoire est périodique amorti et la réponse a pour expression :

$$s(t) = s_0 \left(1 - \frac{\exp(-\zeta \omega_0 t)}{\sqrt{1 - \zeta^2}} \cdot \sin \left(\sqrt{1 - \zeta^2} \cdot \omega_0 t + \psi \right) \right)$$

où $\psi = \text{Arc sin } \sqrt{1 - \zeta^2}$.

$\zeta = 1$. *Système à l'amortissement critique*

Le fonctionnement dit critique est apériodique ; la réponse s'exprime par la relation :

$$s(t) = s_0 \left(1 - (1 + \omega_0 t) \exp(-\omega_0 t) \right)$$

$\zeta > 1$. *Système à amortissement fort*

L'évolution de $s(t)$ est apériodique et représentée par l'expression :

$$s_0 \left(-\frac{\zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \exp\left((- \zeta + \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t\right) + \frac{\zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1}}{2\sqrt{\zeta^2 - 1}} \cdot \exp\left((- \zeta - \sqrt{\zeta^2 - 1})\omega_0 t\right) + 1 \right)$$

Indépendamment de l'influence de ζ , l'évolution de s est aussi déterminée par le produit $\omega_0 t$: une valeur donnée de s est atteinte d'autant plus rapidement que ω_0 est plus grand ; le temps de réponse est inversement proportionnel à $\omega_0 = \sqrt{\frac{c}{a}}$ et

c'est pourquoi la fréquence propre $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi}$ peut être une spécification de la rapidité. Si l'on cherche à minimiser le temps de réponse en fonction de ζ , c'est le régime transitoire périodique amorti ($\zeta < 1$) qui apparaît comme le plus favorable. La valeur optimale de ζ dépend de l'écart ε admis :

- pour $\varepsilon \% = 10 \%$, on a $\zeta_{\text{opt}} = 0,6$ et $t_r = \frac{2,4}{\omega_0}$;
- pour $1 \% < \varepsilon \% < 10 \%$, les valeurs optimales de ζ sont comprises respectivement entre 0,8 et 0,6 avec des temps de réponse décroissant de $t_r(1 \%) \cong 6/\omega_0$ à $t_r(10 \%) = 2,4/\omega_0$. Les valeurs précédentes de ζ incluent la plage de 0,6 à 0,7 qui, ainsi que cela a été montré, est particulièrement adaptée à l'obtention d'une réponse en fréquence satisfaisante. C'est pourquoi, si le système considéré doit avoir à la fois un temps de réponse court et une réponse en fréquence quasi constante dans un large domaine de fréquence, la réalisation d'un amortissement ζ compris entre 0,6 et 0,7 apparaît en général comme la bonne solution.

2.6 Discrétion ou finesse

C'est une spécification qui permet à l'utilisateur d'estimer l'influence que la présence du capteur et de ses liaisons peut avoir sur la valeur du mesurande. La discrétion est définie par la valeur d'une grandeur physique qui dépend de la nature du capteur et qui détermine sa réaction sur le mesurande. Le *tableau 2.3* indique, à titre d'exemples, les grandeurs définissant la discrétion de quelques types de capteurs.

L'influence du capteur sur le mesurande dépend non seulement des caractéristiques du capteur mais aussi de celles du milieu ou de la structure qui sont le support du mesurande. La discrétion d'un capteur donné ne peut donc être appréciée qu'en fonction de ses conditions effectives d'utilisation.

Un capteur de déplacement linéaire a une discrétion d'autant plus grande que sa masse mobile et l'effort nécessaire à son déplacement sont plus faibles par rapport à la masse de l'objet en déplacement et aux forces qui lui sont appliquées.

Tableau 2.3 – Spécification de la discrétion pour différents types de capteurs.

Type de capteur	Grandeurs définissant la discrétion
Transformateur différentiel (déplacement rectiligne)	masse de l'équipage mobile (g) et effort de déplacement (N)
Potentiomètre circulaire (déplacement angulaire)	moment d'inertie ($\text{g}\cdot\text{cm}^2$) et couple résistant (N.cm)
Cellule dynamométrique (force)	allongement sous charge (mm) ou rigidité (N/m)
Manomètre (pression)	volume mort (cm^3) et volume de respiration (cm^3)
Accéléromètre	densité surfacique (g/cm^2) et surface de base (cm^2)
Résistance thermométrique. Thermocouple	capacité calorifique ($\text{J}/^\circ\text{C}$) et conductance thermique entre sonde et milieu extérieur ($\text{W}/^\circ\text{C}$)

La discrétion d'un capteur de pression est d'autant plus grande que son volume mort et son volume de respiration sont plus réduits par rapport au volume de l'enceinte dont la pression doit être mesurée.

Pour un capteur de température, une grande discrétion requiert que sa capacité calorifique et que la conductance thermique de ses liaisons vers le milieu extérieur soient très inférieures aux grandeurs correspondantes du milieu étudié.

Pour certains types de capteurs, discrétion et sensibilité sont des qualités antagonistes : c'est le cas en particulier pour les capteurs dont le corps d'épreuve traduit le mesurande primaire en un mesurande secondaire qui est un déplacement ou une déformation. La perturbation du mesurande est d'autant plus réduite que le déplacement ou la déformation du corps d'épreuve sont plus faibles ; la sensibilité, par contre, est d'autant plus grande que le déplacement ou la déformation qui sont les grandeurs traduites en signal électrique sont plus importantes.

Exemples.

Une rigidité importante du diaphragme d'un capteur de pression accroît la discrétion (volume de respiration faible) mais réduit la sensibilité. De même, l'augmentation de la masse sismique d'un accéléromètre accroît sa sensibilité mais diminue sa discrétion par la perturbation que cette masse apporte aux mouvements de la structure étudiée.

Par contre discrétion et rapidité sont des qualités qui, en général évoluent dans le même sens.

La modification de la valeur du mesurande entraînée par la présence du capteur étant définie comme l'erreur de discrétion on peut, de façon générale, considérer trois cas :

- l'erreur de discrétion est de manière évidente négligeable ;
- l'erreur de discrétion qui n'est pas négligeable peut être évaluée et la correction du résultat de mesure permet alors de connaître la valeur du mesurande, abstraction faite de la présence du capteur ;

- la valeur du mesurande prise en compte est celle qui est effectivement mesurée, telle qu'elle résulte pour partie de l'influence du capteur.

La réaction du capteur sur le mesurande peut être annulée par l'emploi de méthodes de mesure sans contact mécanique : la liaison entre le capteur et l'objet support du mesurande est alors assurée par un rayonnement (électromagnétique : lumière, micro-ondes ou acoustique : ultrasons) dont l'une des caractéristiques déterminée par le mesurande est traduite électriquement par un capteur, récepteur du rayonnement utilisé.

Exemples.

- Mesure de déplacement et déformation : par occultation ou déviation progressive par l'objet qui se déplace ou se déforme d'un faisceau lumineux dont le flux reçu par le capteur est fonction de la position ou de la déformation de l'objet, par comptage de barres alternativement blanches et noires, peintes sur l'objet en déplacement et défilant devant un capteur optique.
- Mesure de proximité d'un corps dont la distance détermine l'impédance d'un capteur inductif ou capacitif.
- Mesure d'épaisseur par absorption de rayonnements optique, micro-onde, ultrasonore ou nucléaire.
- Mesure de vitesse : par effet Doppler de micro-ondes ou ultrasons, par stroboscopie.
- Mesure de température par pyrométrie optique.

Bibliographie

■ Ouvrages

Afnor, *Instruments de mesurage. Vocabulaire*, Norme NF X07001, Paris, 1970.

Defix A., *Éléments de Métrologie Générale et de Métrologie Légale*, Technip IFP Publications, Paris, 2000.

Taylor J.R., *Incertitudes et Analyse des erreurs dans les mesures physiques*, Dunod, Paris, 2000.

■ Périodiques

Bourateau J.P., « L'étalonnage des capteurs de force de grande capacité », *Bulletin BNM*, n° 34, 1978, p. 29.

Canton H., Fromentin J., « Application des mesures électriques à l'étalonnage des capteurs d'accélération », *Bulletin BNM*, n° 36, 1979, p. 54.

Cunningham M.J., « Measurements errors and instrument inaccuracies », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 14, 1981, p. 901.

Damion J.P., « Moyens d'étalonnage dynamique des capteurs de pression », *Bulletin BNM*, n° 30, 1977, p. 7.

Fromentin J., « Méthodes d'étalonnage absolues de capteurs d'accélération moyenne fréquence », *Bulletin BNM*, n° 15, 1974, p. 15.

Politch J., « An interferometric system for calibration of kinematic transducers », *ISA Transactions*, 11, 1972, p. 52.

Annexe : l'organisation de la Métrologie en France

La métrologie française est placée sous la responsabilité de trois organismes : d'une part, le Bureau National de Métrologie et le Comité Français d'Accréditation, qui assurent conjointement le fonctionnement du système national de raccordement aux étalons nationaux, et d'autre part, la Sous-Direction de la Métrologie qui a en charge le domaine de la métrologie légale.

Le **Bureau National de Métrologie (BNM)** fut créé par le décret n° 69 – 485 du 28 mai 1969 et placé sous la tutelle des ministères chargés de l'Industrie et de la Recherche. Sa mission est d'« animer et coordonner les actions entreprises par les différents départements ministériels dans le domaine de la métrologie ». Afin de remplir cette mission, le service des chaînes d'étalonnage, désigné plus tard par BNM-FRETAC (France ETalonnage ACcréditation), est créé au sein du BNM en 1970. Jusqu'en 1994, ce service assura le raccordement des étalons industriels aux étalons nationaux par une chaîne ininterrompue de comparaisons, ce d'une part, en réalisant et en conservant les étalons nationaux, et d'autre part, en évaluant et reconnaissant la compétence des laboratoires d'étalonnage aptes à raccorder les étalons industriels aux étalons nationaux en leur délivrant une accréditation.

Le **Comité Français d'Accréditation (COFRAC)**, association à but non lucratif régie par la loi du 1^{er} juillet 1901, est constitué le 29 avril 1994 par les pouvoirs publics. Les activités du service des chaînes d'étalonnage BNM-FRETAC sont transférées à la Section Étalonnage du COFRAC.

Le COFRAC, système unique d'accréditation, couvre la totalité des secteurs : laboratoires, organismes de certification, organismes d'inspection. Ses missions sont, entre autres, de procéder à l'accréditation de tous les organismes intervenant dans l'évaluation de la conformité à un référentiel, dans tous les domaines où une accréditation est utile et de développer la confiance du marché dans les organismes accrédités et dans les informations qu'ils délivrent dans le cadre des activités pour lesquelles ils sont accrédités.

Par ailleurs, le BNM devient un Groupement d'Intérêt Public, par arrêté du 22 décembre 1994, constitué des ministères chargés de l'Industrie, de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche ainsi que de cinq établissements : le Commissariat à l'Énergie Atomique, le Conservatoire National des Arts et Métiers, le Laboratoire Central des Industries Électriques, le Laboratoire National d'Essais, et l'Observatoire de Paris.

Ainsi, si le BNM détient toujours aujourd'hui le rôle d'établir et de conserver les étalons nationaux, c'est à la Section Étalonnage du COFRAC que revient la fonction d'évaluer, reconnaître et faire reconnaître la compétence des laboratoires d'étalonnage en leur délivrant une accréditation, ces deux organismes continuant d'assurer conjointement le fonctionnement du **système national de raccordement aux**

étalons nationaux (chaîne d'étalonnage) et d'en faire reconnaître la technicité à l'étranger.

Pour chaque grandeur ou unité de la grandeur, la chaîne d'étalonnage correspondante est constituée d'un **Laboratoire National de Métrologie du BNM** (BNM-LNM), d'un ou de plusieurs **Centres d'Étalonnage Agréés** (CEtA), accrédités par le COFRAC et désignés par le BNM, et de **Services de Métrologie Habilités** (SMH), accrédités par le COFRAC et ayant une activité de prestations d'étalonnage à caractère purement concurrentiel.

Les BNM-LNM sont chargés de la réalisation, de la conservation et de l'amélioration des étalons nationaux. Ils sont au nombre de cinq et ils ont chacun, dans leur domaine propre, la responsabilité de la métrologie fondamentale, des références primaires (*tableau 2.4*) et des moyens de transfert.

Le Laboratoire Primaire des Rayonnements Ionisants (CEA) a en charge le domaine des rayonnements ionisants, de la radioactivité et des unités correspondantes : becquerel (Bq) unité d'activité, gray (Gy) unité de dose absorbée.

Le Laboratoire Central des Industries Électriques (LCIE) a la responsabilité des grandeurs du domaine électrique : ampère, volt, ohm, farad.

L'Institut National de Métrologie (CNAM) a en charge quatre unités de base du Système International (SI) : le mètre, le kilogramme, le kelvin, la candela, ainsi que des unités dérivées : pression, flux lumineux.

Le Laboratoire National d'Essais (LNE) a la responsabilité de la métrologie chimique, en particulier l'unité de base qui est la mole et ses travaux portent en outre, entre autres, sur la métrologie des masses, des pressions, des grandeurs thermiques.

Le Laboratoire Primaire du Temps et des Fréquences, rattaché à l'Observatoire de Paris où sont perfectionnées les horloges atomiques à césium qui sont les étalons de fréquence et références de temps définissant la seconde et le hertz.

Les CEtA ont la mission de raccorder les étalons de référence des SMH aux étalons nationaux et, dans une proportion moindre, ceux des entreprises. Quant aux SMH, dont les appartenances sont très diverses (service de métrologie de donneurs d'ordre, société prestataire de services...), leur rôle est de raccorder les étalons et les instruments de mesure de leur entreprise et des entreprises tierces.

Les raccordements consistent en des prestations d'étalonnage et de vérification. À l'issue des prestations, un certificat d'étalonnage ou un constat de vérification est émis et porte le logotype de la Section Étalonnage du COFRAC attestant entre autres que :

- le laboratoire est accrédité pour la prestation effectuée, au moment de l'émission du certificat d'étalonnage ou du constat de vérification ;
- la traçabilité aux étalons nationaux est démontrée a priori sans autre preuve nécessaire ;
- les étalonnages ont une valeur incontestée tant en France qu'à l'étranger, au travers de l'accord de reconnaissance multilatéral européen et des accords bilatéraux signés avec des pays tiers ;
- l'accréditation du laboratoire satisfait aux exigences internationales du Guide ISO/CEI 25 et atteste d'une organisation du système qualité conforme aux pres-

criptions applicables de la norme ISO 9002, lorsque les laboratoires interviennent en tant que prestataires de services d'étalonnage ou de vérification.

Tableau 2.4 – Définitions des unités de base du Système International.

m	Le mètre est la longueur du trajet parcouru dans le vide par la lumière pendant une durée de 1/299 792 458 de seconde.
kg	La Conférence Générale sanctionne le prototype du kilogramme adopté par le Comité International. Ce prototype sera considéré désormais comme unité de masse.
	Le kilogramme est l'unité de masse ; il est égal à la masse du prototype international du kilogramme.
s	La seconde est la durée de 9 192 631 770 périodes de la radiation correspondant à la transition entre les deux niveaux hyperfins de l'état fondamental de l'atome de césium 133.
A	L'ampère est l'intensité d'un courant constant qui, maintenu dans deux conducteurs parallèles, rectilignes, de longueur infinie, de section circulaire négligeable et placés à une distance de 1 mètre l'un de l'autre dans le vide, produirait entre ces conducteurs une force égale à $2 \cdot 10^{-7}$ newton par mètre de longueur.
K	Le kelvin, unité de température thermodynamique, est la fraction 1/273,16 de la température thermodynamique du point triple de l'eau.
mol	1° La mole est la quantité de matière d'un système contenant autant d'entités élémentaires qu'il y a d'atomes dans 0,012 kilogramme de carbone 12. 2° Lorsqu'on emploie la mole, les entités élémentaires doivent être spécifiées et peuvent être des atomes, des molécules, des ions, des électrons, d'autres particules ou des groupements spécifiés de telles particules.
cd	La candela est l'intensité lumineuse, dans une direction donnée, d'une source qui émet un rayonnement monochromatique de fréquence $540 \cdot 10^{12}$ Hz et dont l'intensité énergétique dans cette direction est 1/683 watt par stéradian.

De ce fait, un document émis par un laboratoire de métrologie accrédité mais dépourvu du logotype COFRAC-Etalonnage, n'apporte aucune des garanties précitées.

À ce jour, près de 300 laboratoires sont accrédités et assurent le raccordement et la traçabilité des étalons des industriels et des instruments de mesure aux étalons nationaux.

La Métrologie légale recouvre les interventions de l'État pour garantir la qualité des instruments de mesure ou des opérations de mesurage touchant l'intérêt public : sécurité des personnes, protection de l'environnement et de la santé, loyauté des transactions. C'est sur la **Sous-Direction de la Métrologie** et sur les Directions Régionales de l'Industrie de la Recherche et de l'Environnement (DRIRE) que reposent les missions d'élaborer les différents textes réglementaires régissant le contrôle des instruments de mesure, d'approuver les nouveaux modèles d'instruments de mesure réglementés et de coordonner les contrôles métrologiques.

3 • CONDITIONNEURS DES CAPTEURS PASSIFS

3.1 Caractéristiques générales des conditionneurs de capteurs passifs

3.1.1 Principaux types de conditionneurs

Les variations de l'impédance Z_c d'un capteur passif liées aux évolutions d'un mesurande m ne peuvent être traduites sous la forme d'un signal électrique qu'en associant au capteur une source de tension e_s ou de courant i_s et généralement d'autres impédances Z_k constituant alors le conditionneur du capteur. On peut distinguer deux groupes principaux de conditionneurs selon qu'ils transfèrent l'information liée aux variations d'impédance du capteur, soit sur l'amplitude du signal de mesure :

$$v_m = e_s \cdot F(Z_k, Z_c)$$

c'est le cas des montages potentiométriques et des ponts, soit sur la fréquence du signal de mesure :

$$f_m = G(Z_k, Z_c)$$

il s'agit alors d'oscillateurs.

Le montage potentiométrique (*figure 3.1a*) présente l'intérêt de la simplicité mais son inconvénient majeur est sa sensibilité aux parasites ; l'alimentation par source de courant (*figure 3.1b*) peut être considérée comme un cas limite ($Z_1 \gg Z_c$) du montage potentiométrique dont elle améliore la protection vis à vis des parasites. Le pont (*figure 3.1c*) qui est un double potentiomètre permet une mesure différentielle réduisant de façon importante l'influence des parasites.

Lorsqu'avec ces conditionneurs on utilise une source de tension e_s sinusoïdale, le signal de mesure résulte d'une modulation d'amplitude de e_s par les variations de Z_c . Il faut alors, pour retrouver l'information démoduler puis filtrer le signal de mesure et pour que cette opération soit facilement réalisable la fréquence de la source doit être très supérieure, de l'ordre de 5 fois au moins, à la fréquence maximale des variations du mesurande. D'autre part, une fréquence de source relativement élevée rend non négligeable l'impédance des capacités et inductances parasites dont il faut alors tenir compte dans la mesure. C'est pourquoi, lorsque le capteur et le conditionneur sont purement résistifs on utilise de préférence une source de courant ou tension continue puisqu'alors aucune démodulation n'est nécessaire et que les réactances parasites ne jouent plus aucun rôle. Il faut cependant dans ce cas veiller à ce que le circuit ne soit le siège d'aucune force électromotrice thermoélectrique et que ses composants ne présentent aucune dérive.

Les oscillateurs utilisés en conditionneurs peuvent être de type sinusoïdal (figure 3.1d) ou de relaxation; ils délivrent un signal dont la fréquence est modulée par l'information ce qui lui assure une bonne protection contre les parasites, en particulier dans le cas de télémesures. En outre la conversion de l'information sous forme numérique est facilitée puisqu'il suffit de faire un comptage de périodes.

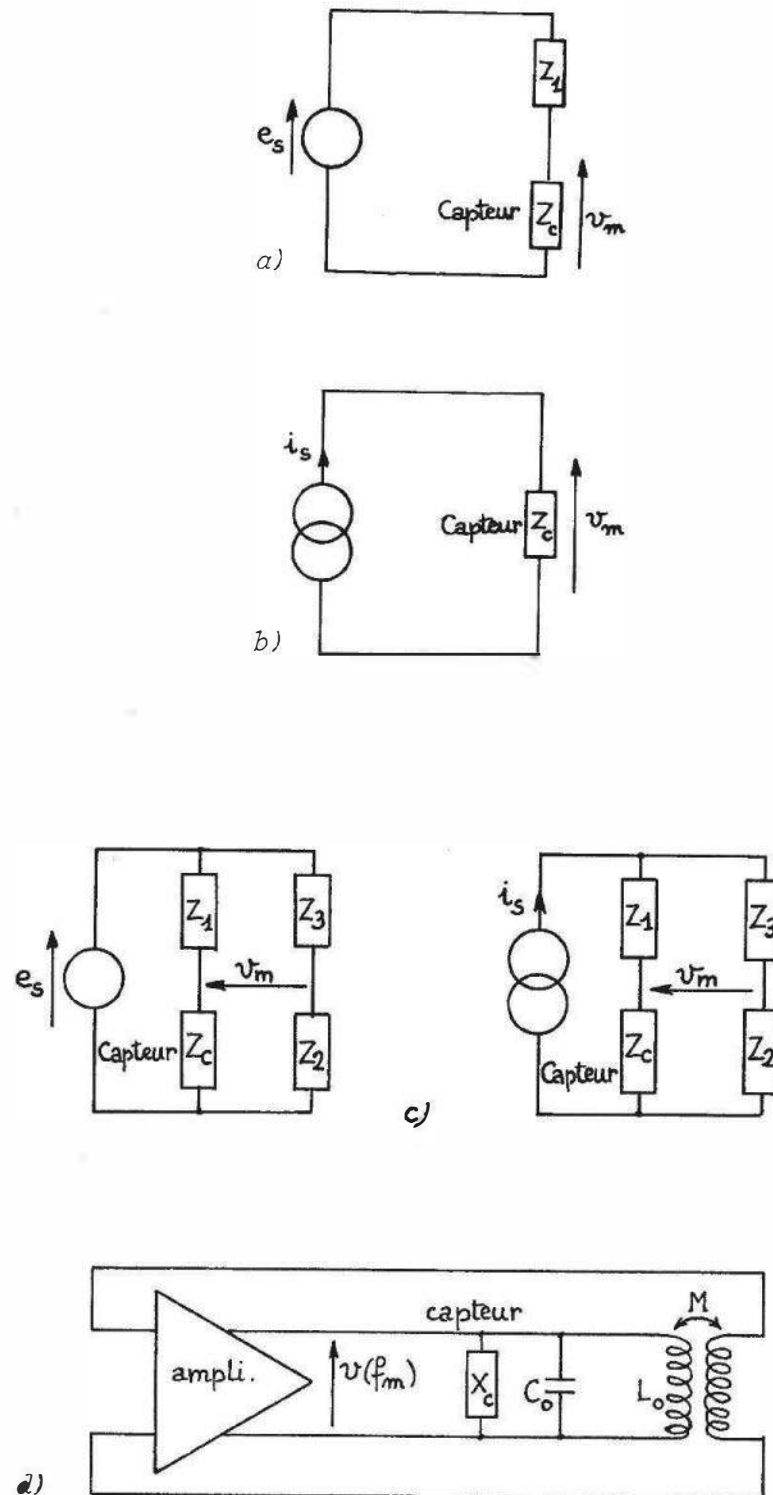


Figure 3.1 – Conditionneurs de capteurs passifs : a) montage potentiométrique ; b) capteur alimenté par une source de courant ; c) montages en pont ; d) oscillateur sinusoïdal.

3.1.2 Qualités d'un conditionneur

■ Sensibilité et linéarité

À la variation Δm du mesurande correspond une variation ΔZ_c de l'impédance du capteur qui selon le type de conditionneur entraîne soit une variation de l'amplitude de la tension de mesure soit de sa fréquence. La sensibilité globale S_a de l'association du conditionneur et du capteur est :

– dans le premier cas :

$$S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta m} \quad \text{soit} \quad S_a = \frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \cdot \frac{\Delta Z_c}{\Delta m},$$

– dans le second cas :

$$S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta m} \quad \text{soit} \quad S_a = \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c} \cdot \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}.$$

La sensibilité propre du conditionneur est, selon le cas :

$$\frac{\Delta v_m}{\Delta Z_c} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta f_m}{\Delta Z_c}$$

alors que la sensibilité du capteur est :

$$S = \frac{\Delta Z_c}{\Delta m}.$$

Afin d'obtenir une sensibilité propre du conditionneur qui soit importante, il y a lieu de choisir les valeurs des impédances Z_k en conséquence.

Le conditionneur est linéaire si sa sensibilité propre est indépendante de Z_c ; l'association d'un conditionneur linéaire et d'un capteur linéaire délivre un signal de mesure proportionnel aux variations du mesurande. Si le conditionneur n'est pas linéaire, il peut être linéarisé en remplaçant l'un des composants fixes par un second capteur (fonctionnement push-pull).

On considère, sans limiter la généralité du raisonnement, l'exemple d'un capteur résistif R_c et d'un conditionneur constitué de résistances R_k dont certaines sont sensibles au mesurande ; on peut écrire :

$$v_m = e_s \cdot F(R_k, R_c)$$

$$d v_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \cdot \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \cdot \frac{\partial R_c}{\partial m} \right) \cdot d m$$

L'ensemble est linéaire à condition que :

$$\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \cdot \frac{\partial R_k}{\partial m} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \cdot \frac{\partial R_c}{\partial m} = \text{constante}$$

Dans le cas simple d'un potentiomètre constitué d'une résistance R_1 et d'un capteur résistif R_c , on a :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_c}{R_1 + R_c}$$

$$\frac{\partial v_m}{\partial R_1} = e_s \cdot \frac{-R_c}{(R_1 + R_c)^2} \quad , \quad \frac{\partial v_m}{\partial R_c} = e_s \cdot \frac{R_1}{(R_1 + R_c)^2}$$

et la sensibilité du montage est :

$$S_a = \frac{e_s}{(R_1 + R_c)^2} \left(R_1 \cdot \frac{d R_c}{d m} - R_c \cdot \frac{d R_1}{d m} \right).$$

En choisissant pour R_1 un capteur semblable à R_c mais sur lequel le mesurande a une action opposée :

$$\frac{d R_c}{d m} = - \frac{d R_1}{d m} = S$$

il en résulte :

$$\frac{d R_c}{d m} + \frac{d R_1}{d m} = 0 \quad \text{soit} \quad R_1 + R_c = 2R_{c0} = \text{constante} .$$

La sensibilité du montage est dans ces conditions :

$$S_a = \frac{e_s}{2R_{c0}} \cdot S.$$

Le montage est linéaire dès lors que chacun des capteurs l'est.

Lorsque le capteur lui-même n'est pas linéaire, il est quelquefois possible de compenser sa non-linéarité par une non-linéarité opposée du conditionneur, l'ensemble ayant un fonctionnement qui est quasi linéaire, au moins dans une plage limitée du mesurande.

■ Compensation des grandeurs d'influence

Si le capteur est sensible à une grandeur d'influence, température ou rayonnement par exemple, il est important de pouvoir éliminer du signal de mesure sa contribution aux variations de Z_c .

On considère à nouveau le cas d'un conditionneur et d'un capteur résistifs :

$$v_m = e_s \cdot F(R_k, R_c).$$

La grandeur d'influence, de valeur g , pouvant affecter aussi bien certains composants du conditionneur que le capteur lui-même, une variation $d g$ entraîne une variation $d v_m$ de la tension de mesure :

$$d v_m = \left(\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \cdot \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \cdot \frac{\partial R_c}{\partial g} \right) d g.$$

Les évolutions de la grandeur d'influence n'ont aucun effet sur la tension de mesure lorsqu'est satisfaite la condition :

$$\sum_k \frac{\partial v_m}{\partial R_k} \cdot \frac{\partial R_k}{\partial g} + \frac{\partial v_m}{\partial R_c} \cdot \frac{\partial R_c}{\partial g} = 0.$$

Si par exemple, une seule des résistances du conditionneur est rendue sensible à la grandeur d'influence et qu'elle est en outre, choisie identique à R_c :

$$\frac{\partial R_k}{\partial g} = \frac{\partial R_c}{\partial g}$$

et il y a compensation des variations de la grandeur d'influence si :

$$\frac{\partial v_m}{\partial R_k} = - \frac{\partial v_m}{\partial R_c} ;$$

dans l'exemple du montage potentiométrique précédemment traité c'est le cas lorsque R_1 est une résistance identique à R_c .

3.2 Montage potentiométrique

3.2.1 Mesure des résistances

Le capteur de résistance R_c en série avec une résistance R_1 est alimenté par une source de résistance interne R_s et de f.é.m. e_s , continue ou alternative (*figure 3.2*). La tension v_m est mesurée aux bornes du capteur par un appareil de résistance d'entrée R_d ; on établit immédiatement :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_c R_d}{R_c(R_s + R_1) + R_d(R_s + R_1 + R_c)}$$

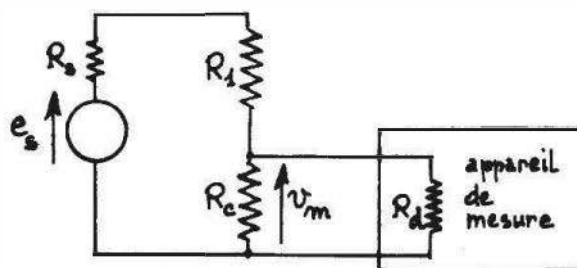


Figure 3.2 – Mesure de la tension aux bornes d'un capteur résistif dans un montage potentiométrique.

La tension aux bornes du capteur est indépendante de l'appareil de mesure utilisé à condition que $R_d \gg R_c$; dans ce cas :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_c}{R_c + R_1 + R_s}$$

La tension v_m n'est pas une fonction linéaire de R_c .

■ Linéarisation de la mesure

On souhaite que la variation Δv_m de la tension mesurée soit proportionnelle à la variation ΔR_c de la résistance du capteur.

□ Première solution : fonctionnement en « petits signaux »

La résistance du capteur variant de R_{co} à $R_{co} + \Delta R_c$, la tension v_m passe de v_{mo} à $v_{mo} + \Delta v_m$:

$$v_{mo} + \Delta v_m = e_s \frac{R_{co} + \Delta R_c}{R_{co} + R_1 + R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{R_{co} + R_1 + R_s}}$$

À condition que : $\Delta R_c \ll R_{co} + R_1 + R_s$

$$\text{on a : } \Delta v_m = e_s \frac{(R_s + R_1) \Delta R_c}{(R_{co} + R_1 + R_s)^2} \quad \text{au second ordre près.}$$

La sensibilité du conditionneur $\Delta v_m / \Delta R_c$ est maximale si l'on choisit $R_s + R_1 = R_{co}$; dans ce cas :

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}}$$

Si la résistance de source R_s est faible, le maximum de sensibilité étant large, la condition précédente se ramène, avec une bonne approximation à $R_1 \cong R_{co}$.

□ Seconde solution : alimentation par source de courant

Le montage est alimenté par une source de courant c'est-à-dire d'impédance interne R_s très élevée : $R_s \gg R_{co} + R_1$. Dans ce cas, la condition $\Delta R_c \ll R_{co} + R_1 + R_s$ est toujours vérifiée. En posant : $i_s = e_s / R_s$ on a :

$$\Delta v_m = i_s \cdot \Delta R_c.$$

□ Troisième solution : montage push-pull

On remplace la résistance fixe R_1 par un second capteur, identique au premier, mais dont les variations sont de signe contraire : $R_1 = R_{co} - \Delta R_c$. Cette association de 2 capteurs fonctionnant en opposition est dite push-pull. C'est le cas, par exemple, pour 2 jauges d'extensométrie identiques subissant des déformations égales et de signes contraires.

On a alors :

$$v_{mo} + \Delta v_m = e_s \cdot \frac{R_{co} + \Delta R_c}{R_{co} + \Delta R_c + R_s + R_{co} - \Delta R_c}$$

$$\text{soit } \Delta v_m = e_s \cdot \frac{\Delta R_c}{2R_{co} + R_s}$$

■ Compensation des grandeurs d'influence

Ainsi que cela a été établi de façon générale (§ 3.1.2.2), la perturbation que ces grandeurs risquent d'apporter en faisant varier l'impédance du capteur peut être réduite en remplaçant la résistance fixe R_1 par une résistance ayant même sensibilité aux grandeurs d'influence que le capteur ; cette résistance est généralement celle d'un second capteur, identique au premier (figure 3.3).

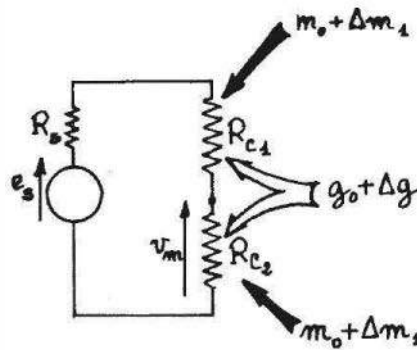


Figure 3.3 – Réalisation du montage potentiométrique pour fonctionnement en push-pull.

Soit m le mesurande, Δm_1 et Δm_2 étant ses variations au niveau des capteurs 1 et 2, g est la valeur de la grandeur d'influence et Δg sa variation qui est identique pour les deux capteurs.

La situation initiale, prise comme origine des variations, correspond à :

$$m = m_0 \quad , \quad g = g_0 \quad ,$$

$$R_{c1} = R_{c2} = R_{c0} \quad , \quad v_m = v_{m0} = \frac{e_s}{2} \quad \text{pour} \quad R_s \ll R_{c0} \quad .$$

Après variation du mesurande et de la grandeur d'influence on a :

$$R_{c1} = R_{c0} + \Delta R_{c1} \quad \text{où} \quad \Delta R_{c1} = S_g \Delta g + S \Delta m_1 \quad ,$$

$$R_{c2} = R_{c0} + \Delta R_{c2} \quad \text{où} \quad \Delta R_{c2} = S_g \Delta g + S \Delta m_2 \quad ,$$

$S_g = \Delta R_c / \Delta g$ étant la sensibilité de chacun des capteurs à la grandeur d'influence, $S = \Delta R_c / \Delta m$ étant leur sensibilité au mesurande,

et la tension de mesure est alors : $v_m = v_{m0} + \Delta v_m$.

En supposant $R_s \ll R_{c0}$, on établit immédiatement :

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \cdot \frac{\Delta R_{c2} - \Delta R_{c1}}{1 + (\Delta R_{c1} + \Delta R_{c2}) / 2R_{c0}}$$

– premier cas : le capteur 1 n'est pas soumis au mesurande : $\Delta m_1 = 0$

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4R_{c0}} \cdot \frac{S \Delta m_2}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}} \quad \text{à condition que} \quad S \Delta m_2 \ll R_{c0} \quad ;$$

– second cas : les deux capteurs fonctionnent en push-pull :

$$\Delta m = \Delta m_2 = -\Delta m_1$$

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2R_{c0}} \cdot \frac{S \Delta m}{1 + S_g \Delta g / R_{c0}}$$

Dans les deux cas examinés, on obtient un signal Δv_m proportionnel aux seules variations du mesurande mais il est important de noter que la sensibilité du montage $S_a = \Delta v_m / \Delta m$ dépend de la grandeur d'influence, d'une part explicitement par le terme $S_g \Delta g / R_{c0}$ et d'autre part si la sensibilité S du capteur en dépend.

■ Élimination de la composante permanente de la tension de mesure

L'un des inconvénients de la méthode potentiométrique décrite est que la variation de tension Δv_m qui porte l'information est superposée à une tension v_{m0} qui lui est en général de beaucoup supérieure. Ceci risque de rendre la mesure particulièrement imprécise dans le cas de phénomènes statiques pour lesquels ΔR_c est constant ou lentement variable : si, par exemple, $v_{m0} = 5 \text{ V}$ et $\Delta v_m = 5 \text{ mV}$, il est évidemment très difficile de faire une lecture précise de Δv_m sur le calibre 6 V d'un voltmètre. Dans le cas de phénomènes dynamiques où les variations du mesurande sont alternatives, il en est de même pour les variations de résistance du capteur et de la tension de mesure Δv_m . Si v_{m0} est une tension continue ($e_s = E_s$), un filtre passe-haut simple (*figure 3.4*) permet alors de séparer Δv_m et v_{m0} : il suffit que sa fréquence de coupure : $f_c = 1/2\pi \cdot R_d \cdot C$ soit inférieure à la fréquence la plus basse du phénomène étudié.

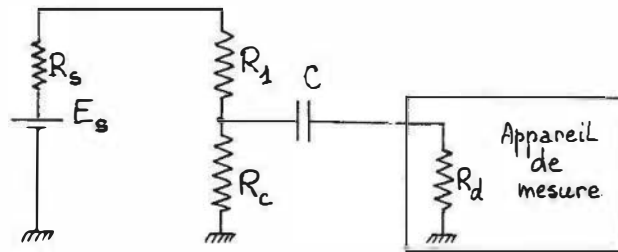


Figure 3.4 – Montage potentiométrique : élimination de la composante permanente.

De façon générale, deux autres montages permettent l'élimination de la composante permanente :

- le double potentiomètre ou pont ;
- l'alimentation symétrique.

Dans le double potentiomètre on place en parallèle sur R_1 et R_c un second potentiomètre dont les éléments R_3 et R_4 sont supposés ici fixes (*figure 3.5*).

Ces éléments sont choisis pour que le potentiel en B soit égal à v_{m0} ; le potentiel en A étant $v_{m0} + \Delta v_m$, la tension mesurée entre A et B est égale à Δv_m .

La condition pour que le potentiel en B soit égal à v_{m0} est :

$$\frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_{c0}}{R_1 + R_{c0}}$$

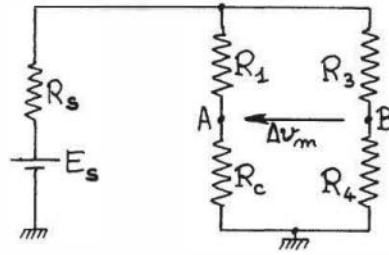


Figure 3.5 – Double potentiomètre équivalent à un pont.

soit :

$$R_1 R_4 = R_3 R_2.$$

C'est la condition d'équilibre du pont de Wheatstone constitué par le double potentiomètre. Le pont de Wheatstone est l'objet d'une étude détaillée au § 3.3.1.

L'alimentation symétrique impose aux deux extrémités du potentiomètre des tensions égales et opposées par rapport à la masse (figure 3.6).

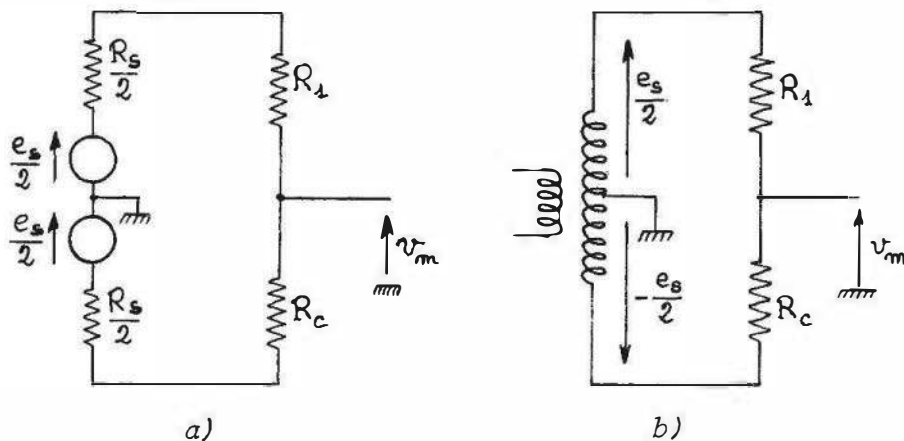


Figure 3.6 – Montage potentiométrique avec alimentation symétrique

La tension v_m qui est mesurée par rapport à la masse a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{R_c - R_1}{R_c + R_1 + R_s}.$$

En choisissant R_1 de façon que sa valeur soit égale à R_{c0} résistance du capteur pour $m = m_0$, origine des mesures, et en supposant $R_s \ll R_{c0}$ on a, lorsque le mesurande varie :

$$R_c = R_{c0} + \Delta R_c \quad \text{et} \quad v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{c0}}}.$$

La tension mesurée correspond au seul signal support d'information et n'est plus superposée à une composante permanente.

Les méthodes de linéarisation et de compensation des grandeurs d'influence qui ont été exposées dans le cas de l'alimentation dissymétrique demeurent valables.

3.2.2 Mesure des impédances complexes

Il s'agit dans ce cas, soit de capteurs inductifs, de position ou déplacement par exemple, soit de capteurs capacitifs, de niveau, ou de proximité entre autres.

Le capteur d'impédance $Z_c = R_c + jX_c$ est en série avec une impédance $Z_1 = R_1 + jX_1$, l'ensemble étant alimenté par une source sinusoïdale e_s , d'impédance interne supposée négligeable. Selon la nature de Z_1 il y a lieu de distinguer 3 cas :

- 1°) $X_1 = 0$,
- 2°) X_1 a même signe que X_c ,
- 3°) X_1 est de signe contraire à X_c .

Premier cas : $X_1 = 0$

L'impédance Z_1 est une résistance fixe R_1 (figure 3.7a) ; l'impédance du capteur variant de Z_{c0} à $Z_{c0} + \Delta Z_c$, la tension à ses bornes varie de Δv_m :

$$\Delta v_m = e_s \frac{R_1 \cdot \Delta Z_c}{(Z_{c0} + R_1)^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0} + R_1}}$$

En choisissant $R_1 \gg |Z_{c0}|$ l'expression précédente se simplifie :

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{R_1} \cdot \Delta Z_c$$

l'impédance Z_c est alimentée à courant constant $i = \frac{e_s}{R_1}$.

Une solution de même type consiste à remplacer la source de tension e_s par une source de courant i_s , ce qui permet alors de supprimer la résistance R_1 (figure 3.7b), la variation de la tension de mesure étant alors :

$$\Delta v_m = i_s \cdot \Delta Z_c.$$

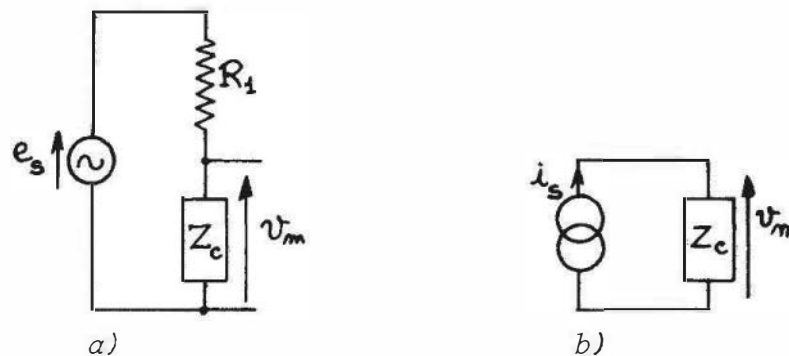


Figure 3.7 – Mesure d'une impédance complexe à l'aide : a) d'une source de tension alimentant un montage potentiométrique ; b) d'une source de courant.

Deuxième cas : X_1 et X_c sont de même signe

L'intérêt qu'il y a à constituer le montage potentiométrique par deux impédances de même type réside dans la possibilité qu'offre alors le montage, en choisissant les deux impédances identiques :

- d'une part, de compenser l'effet des grandeurs d'influence,
- d'autre part, d'améliorer la linéarité lorsque les deux impédances varient en sens opposé sous l'influence du mesurande (fonctionnement push-pull).

Pour les valeurs du mesurande et de la grandeur d'influence prises comme origines des variations, les deux impédances ont même valeur Z_{co} .

Le mesurande et la grandeur d'influence évoluant, les deux impédances varient :

$$Z_1 = Z_{co} + \Delta Z_1 \quad \text{et} \quad Z_c = Z_{co} + \Delta Z_c$$

où :

$$\Delta Z_1 = S_g \Delta g + S_1 \Delta m_1 \quad \text{et} \quad \Delta Z_c = S_g \Delta g + S \Delta m$$

S_g étant la sensibilité commune de Z_1 et de Z_c à la grandeur d'influence qui varie de Δg ;

S_1 et S étant leur sensibilité respective au mesurande qui varie de Δm_1 au niveau de l'impédance Z_1 et de Δm au niveau de l'impédance Z_c (figure 3.8a).

La tension de mesure a pour valeur :

$$v_m = e_s \cdot \frac{Z_{co} + \Delta Z_c}{2Z_{co} + \Delta Z_1 + \Delta Z_c}$$

et sa variation, par rapport à sa valeur initiale, $e_s/2$, est :

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta Z_c - \Delta Z_1}{Z_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta Z_1 + \Delta Z_c}{2Z_{co}}}$$

Si l'impédance Z_1 n'a qu'un rôle de compensation de la grandeur d'influence :

$$S_1 \Delta m_1 = 0 \quad \text{et} \quad \Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2S_g \Delta g + S \Delta m}{2Z_{co}}}$$

Lorsque $S_g \Delta g$ et $S \Delta m \ll Z_{co}$, on a :

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{co}} \quad \text{au second ordre près.}$$

Si l'impédance Z_1 est en outre sensible au mesurande et réalisée ou disposée de façon à subir des variations opposées à celles de Z_c :

$$S_1 \Delta m_1 = -S \Delta m$$

et :

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{c0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{S_g \cdot \Delta g}{Z_{c0}}}$$

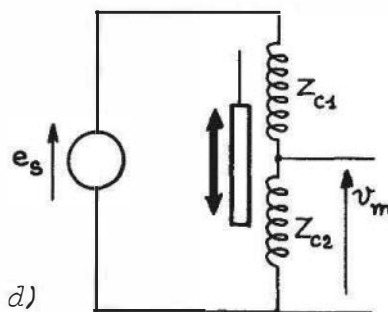
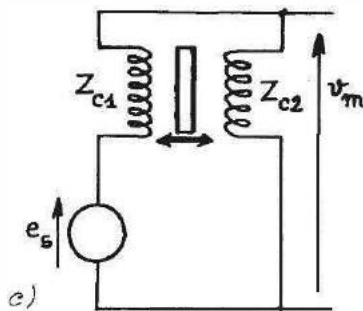
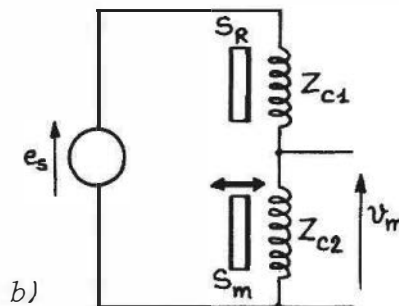
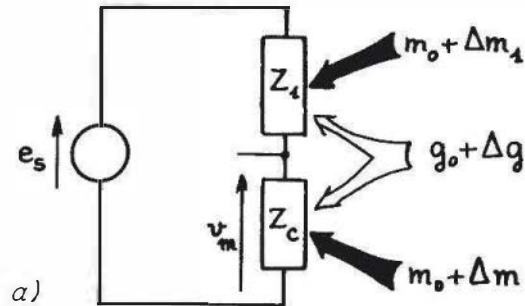


Figure 3.8 – Montages potentiométriques à deux impédances de même type : a) schéma de principe ; b) capteur de proximité à courants de Foucault avec compensation des grandeurs d'influence : S_R est une surface métallique fixe, S_m est la surface mobile ; c) capteur de proximité à courants de Foucault fonctionnant en push pull ; d) capteur de déplacement fonctionnant en push pull.

Le signal Δv_m est dans ce cas fonction linéaire de la variation du mesurande et lorsque $S_g \Delta g \ll Z_{co}$:

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{co}}.$$

Ce type de montage potentiométrique est utilisable lorsque les deux impédances sont inductives : capteurs de position à noyau mobile ou de proximité à courants de Foucault (*figures 3.8b, c, d*).

Par contre, dans le cas d'impédances capacitives le montage potentiométrique pose problème, principalement, par suite de la présence des capacités parasites que chacune des armatures forme avec la masse. On constate, en effet, (*figure 3.9a*) que :

- les capacités parasites C_{p2} et C_{p3} sont en parallèle sur le capteur et leurs variations sont indiscernables de celles du capteur ;
- la capacité C_{p1} par contre est en parallèle sur la source et son influence est négligeable dès lors que son impédance est très grande par rapport à celle de la source, ce qui est généralement le cas.

C'est pourquoi, plutôt qu'un montage potentiométrique, on préfère généralement utiliser un montage galvanométrique tel celui représenté *figure 3.9b* dans lequel la mesure porte sur un courant, i_m , déterminé à l'aide d'un appareil de très faible résistance d'entrée R_d . Les capacités parasites en parallèle sur R_d ont une influence négligeable dès lors que leur impédance est très grande par rapport à R_d , ce qui est très facilement réalisé.

En négligeant R_d , le courant de mesure a pour expression :

$$i_m = e_s \cdot j\omega(C_1 - C_2).$$

Si C_1 est la capacité du capteur : $C_1 = C_0 + \Delta C$ et $C_2 = C_0$, on a :

$$i_m = e_s \cdot j\omega\Delta C.$$

Si C_1 et C_2 sont les capacités de deux capteurs fonctionnant en push-pull, on distinguera, à titre d'exemple :

- les capteurs de déplacement à variation de surface ΔA (§ 7.3.2) pour lesquels :

$$\Delta C_1 = \frac{\epsilon_0 \Delta A}{D_0}, \quad \Delta C_2 = -\frac{\epsilon_0 \Delta A}{D_0}$$

d'où :

$$\Delta C_1 = -\Delta C_2 = \Delta C \quad \text{et} \quad i_m = 2 e_s \cdot j\omega\Delta C$$

le montage est linéaire ;

- les capteurs de déplacement à variation d'écartement (§ 7.3.3) pour lesquels :

$$C_1 = \frac{\epsilon_0 A}{D_0 - d} = C_0 \cdot \frac{1}{1 - \frac{d}{D_0}}, \quad C_2 = \frac{\epsilon_0 A}{D_0 + d} = C_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{d}{D_0}},$$

$$C_1 - C_2 = 2C_0 \cdot \frac{d}{D_0} \frac{1}{1 - \left(\frac{d}{D_0}\right)^2} \cong 2C_0 \cdot \frac{d}{D_0} \text{ pour } \left(\frac{d}{D_0}\right)^2 \ll 1$$

et

$$i_m = 2e_s \cdot j\omega C_0 \frac{d}{D_0} ,$$

le montage est quasi linéaire pour les petits déplacements d .

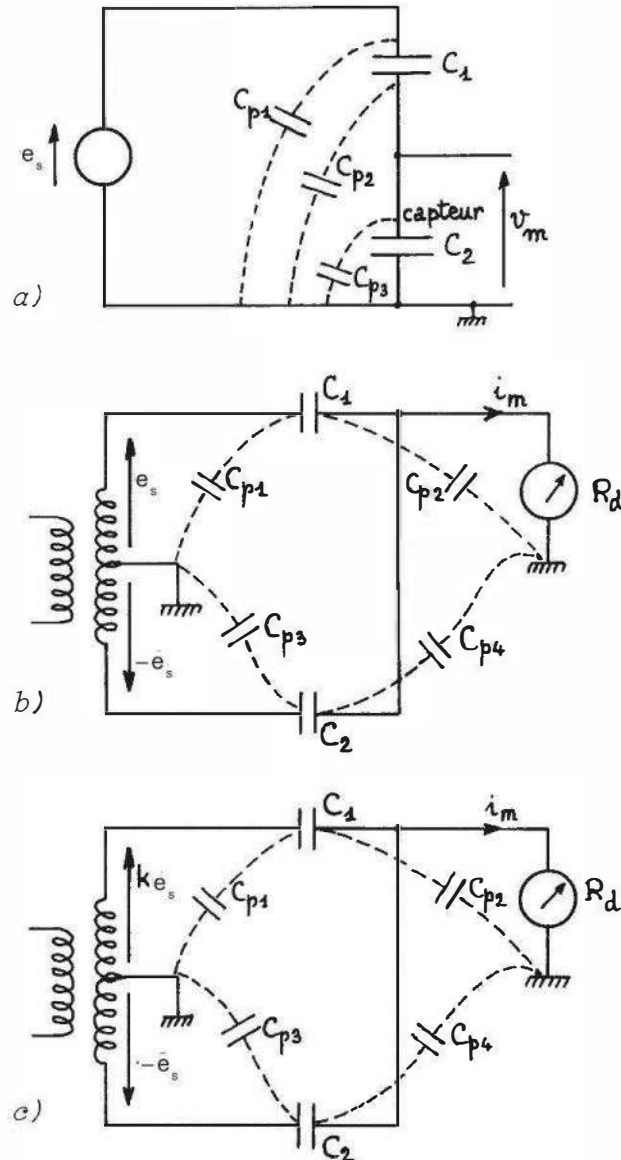


Figure 3.9 – Comparaison de l’influence des capacités parasites dans les montages potentiométrique et galvanométrique : a) montage potentiométrique ; b) montage galvanométrique ; c) montage galvanométrique avec transformateur de rapport.

Le montage galvanométrique se généralise par l’utilisation d’un transformateur de rapport (figure 3.9c) : les tensions délivrées à chacune de ses extrémités ont des amplitudes qui sont dans un rapport k dont la valeur réglable par plots est parfaitement déterminée. Le courant de mesure a pour expression dans ce cas :

$$i_m = e \cdot j\omega(kC_1 - C_2).$$

Si C_1 est la capacité C_e d'un condensateur étalon variable et C_2 est celle, C_c , du capteur, cette dernière peut être déterminée avec précision par l'annulation du courant de mesure qui est obtenue lorsqu'est satisfaite la condition :

$$C_c = kC_e.$$

Troisième cas : X_1 et X_c sont de signes contraires

Z_c est, par exemple l'impédance $R_c + jX_c$ d'un capteur inductif, et X_1 est l'impédance d'un condensateur variable à air (figure 3.10a). La tension de mesure aux bornes de C_1 a dans ce cas pour expression :

$$v_m = e_s \cdot \frac{-j}{C_1 \omega} \cdot \frac{1}{R_c + j \left(L_c \omega - \frac{1}{C_1 \omega} \right)}.$$

Le condensateur variable C_1 est réglé de façon à obtenir la résonance série, v_m ayant alors une amplitude maximale $V_{(m)Max}$:

$$V_{(m)Max} = E_s \cdot \frac{1}{R_c C_1 \omega}, \quad E_s \text{ étant l'amplitude de la source,}$$

et l'on déduit :

$$L_c = \frac{1}{C_1 \omega^2}, \quad R_c = \frac{E_s}{V_{(m)Max}} \cdot \frac{1}{C_1 \omega}.$$

La figure 3.10b représente un montage où le capteur d'inductance L , de résistance série r forme avec un condensateur fixe C un circuit antirésonnant dont la fréquence d'accord F_o est sensiblement :

$$F_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \text{pour } L \Omega_o / r \gg 1.$$

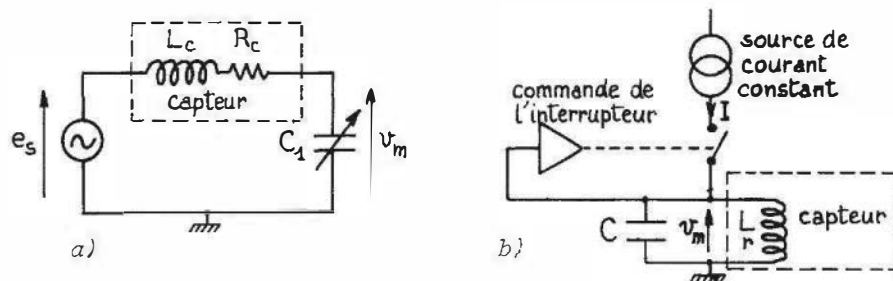


Figure 3.10 – Circuits résonnants conditionneurs de capteurs inductifs :
a) montage série élémentaire ;
b) montage parallèle avec auto-excitation
(Doc. Electro-Corporation).

Le circuit est excité par une source de courant continu I haché à la fréquence F_o par un interrupteur commandé par la tension v_m aux bornes du circuit antirésonnant. Compte tenu de l'effet de filtrage de ce dernier qui n'a d'impédance appréciable que

pour la fréquence F_o on peut considérer le circuit comme n'étant excité que par la seule composante sinusoïdale à la fréquence F_o du courant haché soit $i = kI \cos \Omega_o t$ où k ($k < 1$) dépend du rapport cyclique de l'interrupteur. Dans ces conditions la tension v_m aux bornes du circuit antirésonnant a pour amplitude :

$$V_m = kI \cdot \frac{L^2 \Omega_o^2}{r}$$

L'intérêt d'un tel montage est de ne pas nécessiter de source de fréquence variable puisque son excitation se règle automatiquement à la fréquence d'accord.

3.2.3 Inconvénient du montage potentiométrique

La difficulté majeure lors de l'utilisation du montage potentiométrique risque de venir de sa sensibilité aux dérives de la source et aux parasites.

Alimentation dissymétrique (figure 3.11a)

Si le circuit est le siège simultanément :

d'une variation de résistance du capteur : $R_c = R_{co} + \Delta R_c$ et d'une fluctuation de la tension de source : $e_s = e_{so} + \Delta e$, la variation Δv_m de la tension mesurée est, au second ordre près :

$$\Delta v_m = e_{so} \frac{R_s + R_1}{(R_s + R_1 + R_{co})^2} \cdot \Delta R_c + \frac{R_{co}}{R_s + R_1 + R_{co}} \cdot \Delta e$$

Il est évidemment difficile – a priori – de séparer dans la variation Δv_m la part due à ΔR_c de celle due à Δe .

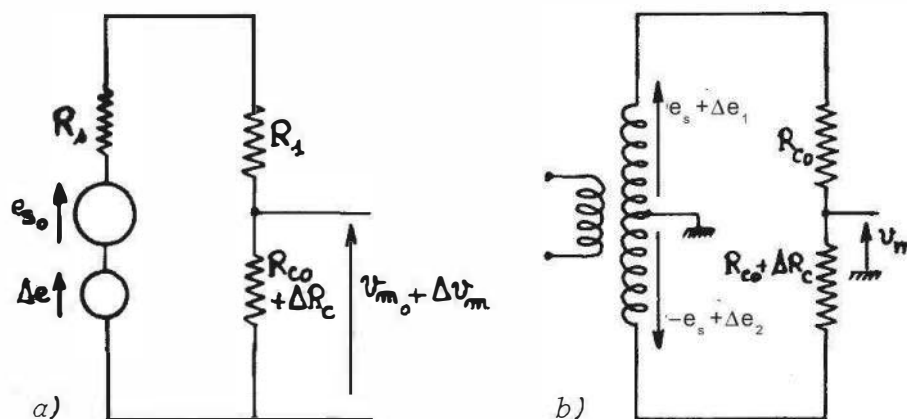


Figure 3.11 – Influence des dérives de la source ou des parasites dans le montage potentiométrique : a) alimentation dissymétrique ; b) alimentation symétrique.

Alimentation symétrique (figure 3.11b)

Il faut considérer dans ce cas les parasites Δe_1 et Δe_2 induits dans les deux branches de la source : ils superposent leurs effets à celui de ΔR_c ; la variation globale de la

tension de mesure est, au second ordre près :

$$\Delta v_m = \frac{e_s}{2} \frac{\Delta R_c}{R_{co}} + \frac{\Delta e_1 + \Delta e_2}{2}.$$

Sauf dans le cas particulier où $\Delta e_1 = -\Delta e_2$, il est impossible de mettre en évidence la seule variation ΔR_c .

3.3 Les ponts

On a vu, au paragraphe précédent, que le montage en pont était tout naturellement dérivé du montage potentiométrique lorsque l'on cherche à éliminer la composante permanente de la tension de mesure et qu'il ne constitue en fait qu'un potentiomètre double avec mesure différentielle de tension. C'est pourquoi l'on retrouve dans l'étude des ponts des méthodes de linéarisation et de compensation des grandeurs d'influence semblables à celles utilisées dans les montages potentiométriques. L'intérêt des ponts résulte précisément de la nature différentielle de la mesure qui la rend moins sensible aux bruits et dérives de la source. Cette propriété générale des ponts est mise en évidence dans l'exemple particulier suivant d'un pont résistif (figure 3.12).

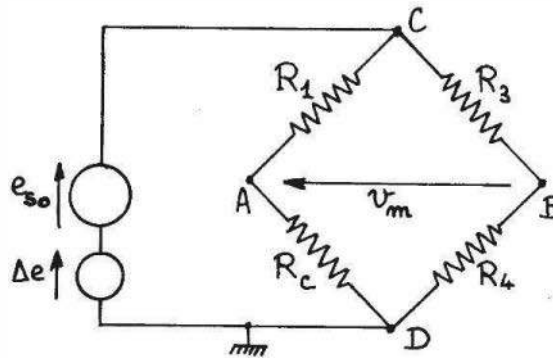


Figure 3.12 – Pont résistif : influence des fluctuations de la tension d'alimentation.

Un parasite ou une fluctuation Δe s'ajoutant à la f.é.m. e_{so} de la source, on a pour tension aux extrémités A et B de la diagonale de mesure :

$$v_A = e_{so} \cdot \frac{R_{co} + \Delta R_c}{R_1 + R_{co} + \Delta R_c} + \Delta e \cdot \frac{R_{co} + \Delta R_c}{R_1 + R_{co} + \Delta R_c}$$

$$v_B = e_{so} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} + \Delta e \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4}.$$

Le pont est initialement équilibré : $\frac{R_{co}}{R_1 + R_{co}} = \frac{R_4}{R_3 + R_4}$.

La tension de mesure v_m qui est la tension différentielle $v_A - v_B$ a pour expression :

$$v_m = e_{so} \left(1 + \frac{\Delta e}{e_{so}} \right) \cdot \frac{R_1 \cdot \Delta R_c}{(R_1 + R_{co} + \Delta R_c)(R_1 + R_{co})}.$$

La comparaison avec le montage potentiométrique (§ 3.2.3) montre que l'influence de la fluctuation Δe sur la tension de mesure est considérablement réduite dans le montage en pont dès lors que $\Delta R_c \ll R_{c0}$.

3.3.1 Mesure des résistances – pont de Wheatstone

■ Équation générale. Condition d'équilibre

La structure générale du pont de Wheatstone est indiquée *figure 3.13*; e_s et R_s caractérisent la source, R_d est la résistance du dispositif de détection de l'équilibre du pont ou de mesure de son déséquilibre. Les équations de Kirchhoff permettent de calculer le courant i_d :

$$i_d = e_s \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{[R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_s (R_1 + R_3) (R_2 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4) + R_s R_d (R_1 + R_2 + R_3 + R_4)]}$$

Le pont est dit équilibré lorsque $v_A = v_B$; i_d est alors nul ce qui correspond à la condition classique :

$$R_1 R_4 = R_2 R_3.$$

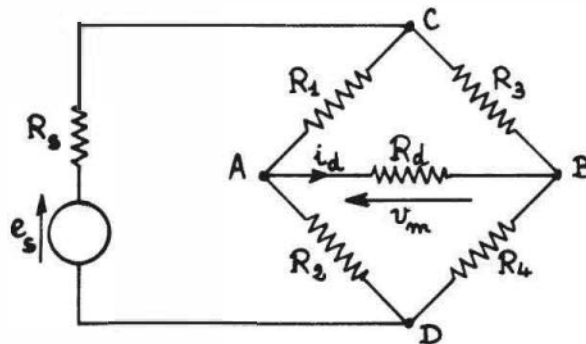


Figure 3.13 – Pont de Wheatstone : structure générale.

La condition d'équilibre ne dépend que des résistances du pont : elle est indépendante des résistances de la source et du détecteur de déséquilibre.

■ Tension de déséquilibre

Le pont est généralement alimenté par une source dont la résistance R_s est faible :

$$R_s \ll R_1, R_2, R_3, R_4, R_d.$$

Dans ces conditions, en faisant $R_s = 0$ dans l'expression de i_d , celle-ci se simplifie :

$$i_d = e_s \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_4 (R_2 + R_3) + R_2 R_3 (R_1 + R_4) + R_d (R_1 + R_2) (R_3 + R_4)}$$

Lorsque le dispositif de mesure est à grande impédance d'entrée : oscillographe, voltmètre ou amplificateur on a :

$$R_d \gg R_1, R_2, R_3, R_4.$$

Dans ces conditions :

$$i_d = e_s \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_d (R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}$$

et :

$$v_m = R_d \cdot i_d$$

soit :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}.$$

Dans la suite de cette étude on supposera toujours la résistance R_d très supérieure à celles du pont.

Le pont de Wheatstone étant un double potentiomètre sa sensibilité est maximale, comme pour ce dernier, lorsqu'à l'équilibre :

$$R_1 = R_2 \quad \text{et} \quad R_3 = R_4.$$

Pour des raisons de simplicité on choisit très souvent les résistances pour qu'à l'équilibre elles soient toutes égales :

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_0.$$

Si l'on considère le cas le plus général où les quatre résistances du pont peuvent varier simultanément autour de leur valeur d'équilibre :

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1, \quad R_2 = R_0 + \Delta R_2,$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R_3, \quad R_4 = R_0 + \Delta R_4,$$

la tension de déséquilibre a pour expression :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_0 (\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{4R_0^2 + 2R_0 (\Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4) + (\Delta R_1 + \Delta R_2)(\Delta R_3 + \Delta R_4)}.$$

La tension de déséquilibre n'est pas une fonction linéaire des variations des résistances du pont. Si une seule des résistances est variable, R_2 par exemple, on a :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_2}{2R_0}}.$$

Sur la *figure 3.14*, le rapport v_m/e_s est représenté en fonction de la variation relative $\Delta R/R_0$ de l'une des résistances du pont, initialement équilibré : on y observe la plage de variation qui est quasi linéaire de part et d'autre de l'équilibre.

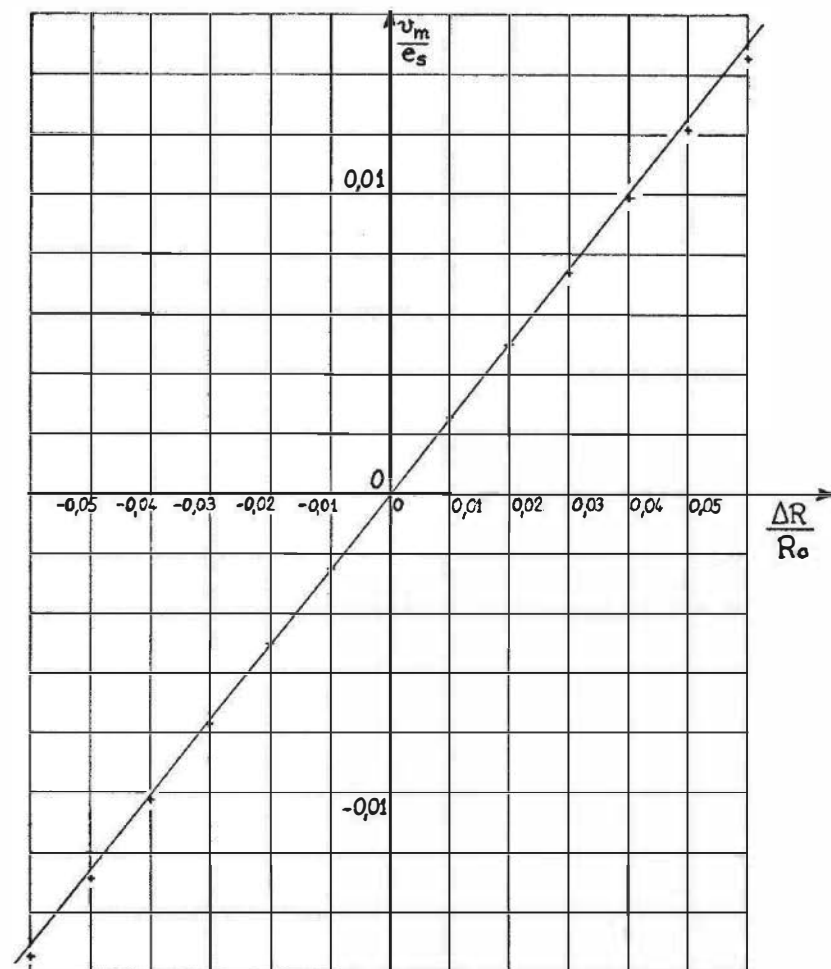
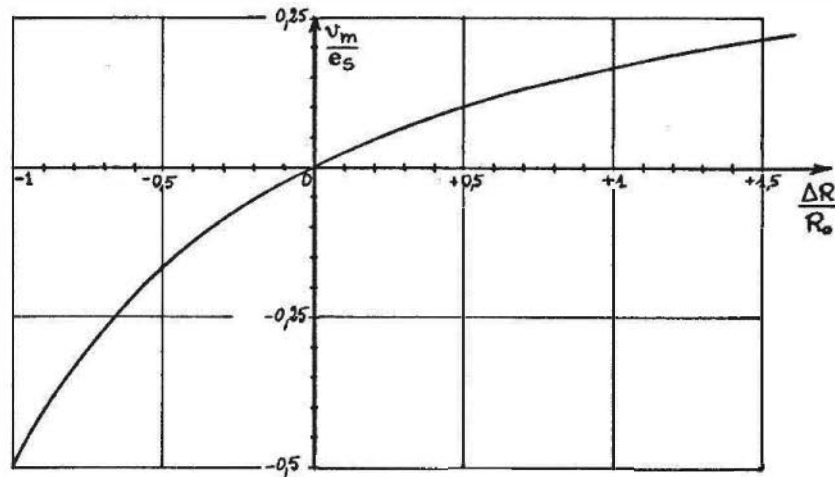


Figure 3.14 – Représentation du déséquilibre du pont en fonction de la variation relative de l'une de ses résistances (R_2 ou R_4) et son agrandissement au voisinage de l'équilibre.

Lorsque la résistance R_s de la source est du même ordre de grandeur que les résistances du pont, R_d leur demeurant très supérieure, la tension de déséquilibre devient :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)}$$

Toutes choses par ailleurs égales, la résistance de source réduit la sensibilité ; si l'une seule des résistances du pont est variable, par exemple R_2 , la tension de déséquilibre a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_0 + R_s} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2R_0 + R_s}{4(R_0 + R_s)} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_0}}$$

Dans le cas où la source alimentant le pont est une source de courant, sa résistance R_s est très supérieure aux résistances du pont ; en posant $i_s = e_s/R_s$, courant de la source, la tension de déséquilibre s'écrit :

$$v_m = i_s \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

Si les quatre résistances sont simultanément variables autour de la valeur d'équilibre R_0 , on peut exprimer v_m en fonction de leurs variations :

$$v_m = i_s \cdot \frac{R_0(\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4) + \Delta R_2 \Delta R_3 - \Delta R_1 \Delta R_4}{4R_0 + \Delta R_1 + \Delta R_2 + \Delta R_3 + \Delta R_4}$$

Enfin, dans le cas particulier où l'une seule des quatre résistances est variable, R_2 par exemple, on a :

$$v_m = \frac{i_s}{4} \cdot \Delta R_2 \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_2}{4R_0}}$$

La comparaison de cette expression avec celle correspondant à l'alimentation par source de tension met en évidence un intérêt de l'alimentation par source de courant qui est une réduction de la non-linéarité du pont.

■ Linéarisation. Compensation des grandeurs d'influence

On retrouve ici des méthodes identiques à celles utilisées pour linéariser le fonctionnement du montage potentiométrique.

Fonctionnement en « petits signaux »

Le pont étant équilibré par quatre résistances égales R_0 dont les variations sont petites :

$$\Delta R_1, \Delta R_2, \Delta R_3, \Delta R_4 \ll R_0,$$

on a linéarité, au second ordre près :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1 + \Delta R_3 - \Delta R_4}{R_0}$$

On vérifie sur cette formule une propriété très importante des ponts dont les quatre résistances sont identiques à l'équilibre : des variations égales des résistances de deux branches contiguës ne déséquilibrent pas le pont. Cette propriété trouve en particulier son application pour la compensation des grandeurs d'influence et pour l'élimination des perturbations causées par les variations thermiques de résistance des câbles de liaison (montage trois fils).

Compensation des grandeurs d'influence

On utilise un capteur de mesure soumis au mesurande et à la grandeur d'influence ainsi qu'un capteur de compensation identique au premier, mais soumis uniquement à la grandeur d'influence.

R_2 étant la résistance du capteur de mesure :

$$R_2 = R_0 + \Delta R_2 \quad \text{avec} \quad \Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta m$$

S_g et S étant respectivement la sensibilité à la grandeur d'influence g et la sensibilité au mesurande définies au § 3.2.1.2

R_1 étant la résistance du capteur de compensation :

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1 \quad \text{avec} \quad \Delta R_1 = S_g \Delta g$$

R_3 et R_4 étant des résistances constantes égales à R_0 , la tension de mesure devient :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{S \Delta m}{R_0} \quad \text{dans le cas où } \Delta R_1, \Delta R_2 \ll R_0$$

et elle est alors indépendante des variations de la grandeur d'influence.

La sensibilité du montage peut être doublée en plaçant :

– deux capteurs de mesure identiques dans deux branches opposées :

$$R_2 = R_0 + \Delta R_2 \quad \text{avec} \quad \Delta R_2 = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

$$R_3 = R_0 + \Delta R_3 \quad \text{avec} \quad \Delta R_3 = S_g \Delta g + S \Delta m,$$

– et deux capteurs de compensation identiques aux précédents dans les deux autres branches :

$$R_1 = R_0 + \Delta R_1 \quad \text{avec} \quad \Delta R_1 = S_g \Delta g$$

$$R_4 = R_0 + \Delta R_4 \quad \text{avec} \quad \Delta R_4 = S_g \Delta g$$

La tension de mesure a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{R_0}.$$

□ **Fonctionnement push-pull**

Montage dit en pont entier

Les quatre branches du pont sont constituées par quatre capteurs identiques dont les variations de résistance dans les branches contiguës sont deux à deux opposées :

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \quad \text{et} \quad \Delta R_4 = -\Delta R_3.$$

La tension de mesure est dans ce cas une fonction rigoureusement linéaire des variations de résistance :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_2 + \Delta R_3}{R_0}$$

soit, pour $\Delta R_2 = \Delta R_3 = \Delta R$,

$$v_m = e_s \cdot \frac{\Delta R}{R_0}.$$

Montage dit en demi-pont

Deux branches du pont constituant l'un des potentiomètres (R_1 et R_2 , ou R_3 et R_4) sont constituées de résistances fixes R_0 et les deux autres branches par deux capteurs identiques dont les variations de résistance sont opposées, soit par exemple :

$$\Delta R_1 = -\Delta R_2 \quad \text{et} \quad \Delta R_3 = \Delta R_4 = 0.$$

La tension de mesure est encore une fonction rigoureusement linéaire des variations de résistance mais la sensibilité est évidemment réduite par rapport au montage en pont entier :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_2}{R_0}.$$

Les variations égales et opposées de résistance, nécessaires au fonctionnement en push-pull sont obtenues, lorsque les capteurs sont linéaires, en les soumettant deux à deux à des variations du mesurande égales et opposées.

Si les capteurs utilisés ne sont pas linéaires, des variations égales et opposées du mesurande ne provoquent pas de variations égales et opposées de leur résistance. Soit, par exemple, un montage en demi-pont dont les deux capteurs identiques ont une non-linéarité quadratique. Le capteur de résistance R_2 soumis à une variation Δm du mesurande subit une variation de résistance ΔR_2 :

$$\Delta R_2 = \alpha \Delta m + \beta (\Delta m)^2$$

alors que le capteur de résistance R_1 qui est soumis à une variation $-\Delta m$ du mesurande subit une variation ΔR_1 :

$$\Delta R_1 = \alpha(-\Delta m) + \beta(\Delta m)^2.$$

La tension de mesure qui a pour expression

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_2 - \Delta R_1}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_1 + \Delta R_2}{2R_0}}$$

s'écrit dans ce cas particulier :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\alpha \Delta m}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\beta(\Delta m)^2}{R_0}}$$

soit encore, puisqu'est généralement très largement satisfaite la condition :

$$\frac{\beta(\Delta m)^2}{R_0} \ll 1 \quad v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\alpha \Delta m}{R_0}.$$

La tension de mesure est une fonction quasi linéaire de la variation du mesurande : le montage push-pull non seulement linéarise le fonctionnement du pont comme du montage potentiométrique mais aussi dans l'un et l'autre cas celui du capteur.

Compensation des grandeurs d'influence

Dans le fonctionnement en push-pull, l'effet d'une grandeur d'influence g étant le même sur chacun des capteurs, sa compensation ne peut être rigoureuse.

Pour un montage en pont entier on a :

$$\begin{aligned}\Delta R_1 &= -S \Delta m + S_g \Delta g & \Delta R_2 &= S \Delta m + S_g \Delta g \\ \Delta R_3 &= S \Delta m + S_g \Delta g & \Delta R_4 &= -S \Delta m + S_g \Delta g\end{aligned}$$

et l'expression générale de v_m se ramène à :

$$v_m = e_s \cdot \frac{S \Delta m}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + S_g \Delta g / R_0}.$$

La tension v_m est proportionnelle aux seules variations du mesurande mais la sensibilité S_a du montage ($S_a = v_m / \Delta m$) dépend de la grandeur d'influence g , d'une part par la sensibilité S_g de la résistance du capteur à la grandeur g et d'autre part, éventuellement, si sa sensibilité S au mesurande dépend de g : $S = S(g)$.

La grandeur d'influence la plus courante est la température ; dans ce cas : $\Delta g = \Delta T = T - T_0$, T_0 étant la température initiale d'équilibrage du pont pour laquelle la résistance de chacune de ses branches est R_0 ,

$S_g = \Delta R / \Delta T = \alpha_R R_0$, α_R étant le coefficient de température de la résistance du capteur,

d'où l'expression correspondante de la tension de mesure :

$$v_m(T) = e_s \cdot \frac{S(T) \cdot \Delta m}{R_0(1 + \alpha_R \Delta T)} = e_s \cdot \frac{S(T)}{R(T)} \cdot \Delta m.$$

La minimisation de l'influence de T sur la sensibilité du montage s'obtient en plaçant en série avec la source une résistance R_s dont les variations thermiques modifient la tension V aux bornes du pont en sorte que la sensibilité de l'ensemble demeure constante (*figure 3.15a*). Lorsque la diagonale source a une résistance R_s , la tension v_m a pour expression (§ 3.3.1.2) :

$$\begin{aligned}v_m &= e_s \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4) + R_s(R_1 + R_2 + R_3 + R_4)} \\ v_m &= V \cdot \frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}\end{aligned}$$

en posant :

– V , tension aux bornes du pont : $V = e_s \cdot R_{cq} / (R_s + R_{cq})$

– R_{cq} , résistance équivalente du pont : $R_{cq} = \frac{(R_1 + R_2)(R_3 + R_4)}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$.

Dans le cas d'un montage push-pull en pont entier :

$$R_{cq}(T) = R(T) \quad \text{et} \quad v_m = e_s \cdot \frac{S(T)}{R_s(T) + R(T)} \cdot \Delta m.$$

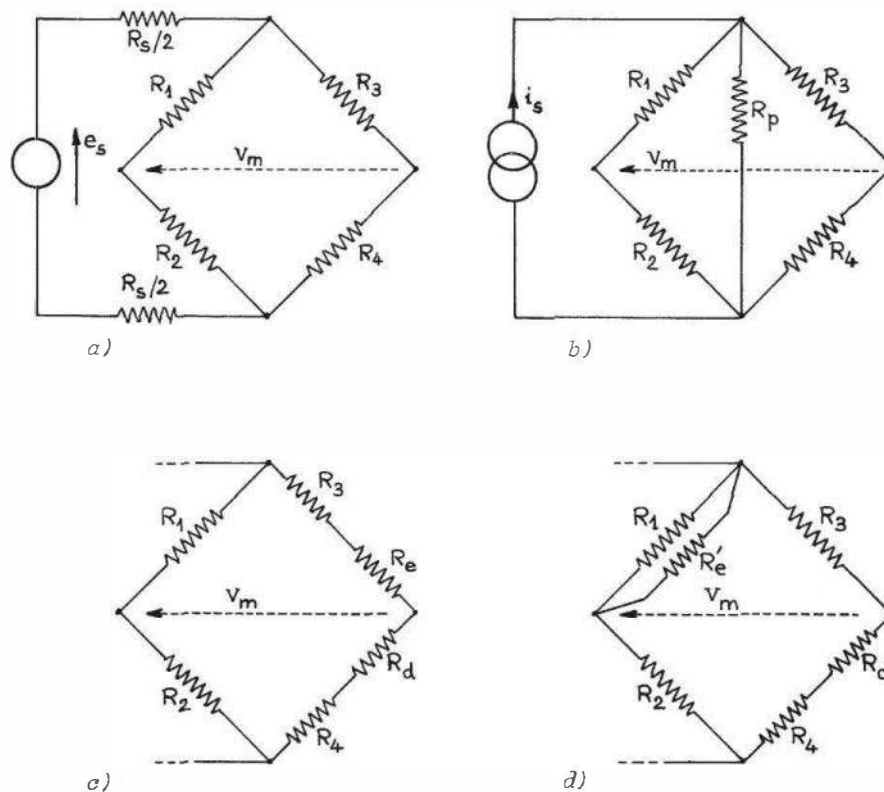


Figure 3.15 – Correction de l'influence de la température – sur la sensibilité du pont :
 a) alimentation en tension, la résistance R_s est répartie sur les deux lignes d'alimentation afin de les symétriser; b) alimentation en courant; – sur le décalage du zéro : c) résistance d'équilibrage R_e en série; d) résistance d'équilibrage R'_e en parallèle; les branches modifiées par R_e et R'_e et par R_d dépendent du signe du décalage de zéro.
 Les corrections de sensibilité (a ou b) et de décalage de zéro (c ou d) sont associées.

Si dans la plage de température d'utilisation, les variations thermiques sont quasi linéaires :

$$R(T) = R_0(1 + \alpha_R \Delta T) ; \quad R_s(T) = R_{s0}(1 + \alpha_s \Delta T) ;$$

$$S(T) = S_0(1 + \beta \Delta T).$$

la tension v_m est indépendante de T à condition que l'on ait :

$$R_{s0} = R_0 \frac{\beta - \alpha_R}{\alpha_s - \beta}.$$

Lorsque le pont est alimenté à courant constant (§ 3.3.1.2), la méthode précédente se transpose en modifiant le courant traversant le pont à l'aide d'une résistance R_p en parallèle sur la diagonale d'alimentation (figure 3.15b).

Une procédure moins rigoureuse, mais plus générale, consiste à prendre pour R_s ou R_p une résistance indépendante de T qui est choisie de façon que la sensibilité du montage ait même valeur en deux températures T_1 et T_2 aux extrémités de la plage d'utilisation.

Lors de la réalisation d'un montage push-pull, les résistances initiales des quatre branches du pont ainsi que leur coefficient de température ne sont jamais strictement identiques. Il en résulte alors, même en l'absence de mesurande, une tension

de déséquilibre non nulle et qui varie en fonction de la température : c'est le **décalage du zéro**. Lorsque le mesurande varie, ce décalage s'ajoute algébriquement à la tension de mesure proprement dite, due au seul mesurande.

La correction du décalage du zéro et de sa variation thermique s'effectue au moyen de deux résistances placées dans deux branches du pont (*figures 3.15c et d*) :

- une résistance dépendant de T , R_d , placée en série et dont les variations thermiques s'opposent à l'apparition d'un décalage dans la plage de température utile ;
- une résistance indépendante de la température, R_e en série ou R'_e en parallèle, destinée à l'équilibrage initial du pont à la température T_0 (annulation du décalage du zéro à T_0).

Les branches du pont dans lesquelles sont placées ces résistances dépendent du signe du décalage de zéro.

Un procédé de correction plus simple mais moins précis, consiste à utiliser deux résistances R_e et R_d de valeurs fixes de façon à annuler le décalage de zéro en deux températures T_1 et T_2 aux limites opposées de la plage d'utilisation.

Linéarisation par le rapport potentiométrique

On réalise le pont en choisissant pour chacun des potentiomètres qui le constituent un rapport M de résistances supérieur à 1 ; à l'équilibre :

$$R_1 = M R_0, \quad R_2 = R_0,$$

$$R_3 = M R_0, \quad R_4 = R_0.$$

La résistance du capteur, soit R_2 , variant de ΔR , la tension de mesure est :

$$v_m = \frac{M}{(M+1)^2} \cdot e_s \cdot \frac{\Delta R}{R_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{(M+1)R_0}}.$$

Par rapport aux cas précédemment étudiés où $M = 1$, le terme responsable de la non-linéarité est réduit dans le rapport $(M+1)/2$ mais la sensibilité quant à elle est réduite dans le rapport $(M+1)^2/4 M$. La compensation des grandeurs d'influence peut encore être obtenue en prenant pour la résistance R_4 un capteur de compensation identique au capteur de mesure contigu (R_2).

■ Élimination des perturbations dues aux fils de liaison

Lorsque le capteur est situé à distance importante des autres résistances du pont, il s'y trouve relié par deux fils dont les résistances R_f peuvent n'être pas négligeables par rapport à celle, R_c , du capteur. Cela ne pose pas de problème pour l'équilibrage initial du pont ; par contre si les deux fils font partie de la même branche de pont que le capteur, il est impossible de distinguer leurs variations éventuelles de résistance ΔR_f – dues à la température par exemple – de celle ΔR_c du capteur.

Montage dit à trois fils

Afin de rendre la tension de déséquilibre du pont indépendante, au second ordre près, des variations de résistance des fils de liaison, il faut :

- choisir des fils identiques – même résistance R_f – et les situer au voisinage l'un de l'autre pour que leurs variations ΔR_f soient égales,
- placer chacun des fils dans une branche différente mais contiguë du pont de façon que leurs variations de résistance aient des influences opposées sur la tension de mesure.

Deux montages sont possibles selon que le troisième fil (R'_f) est relié soit à la source (figure 3.16a) soit au détecteur (figure 3.16b).

Pour les deux montages, on a initialement :

$$\begin{aligned} R_1 &= R_0 & R_3 &= R_0 \\ R_2 &= R_{co} + R_{fo} & R_4 &= R'_0 + R_{fo} \end{aligned}$$

On prend les quatre résistances R_1 , R_2 , R_3 , R_4 égales à l'équilibre.

Le troisième fil est relié à la source (figure 3.16a)

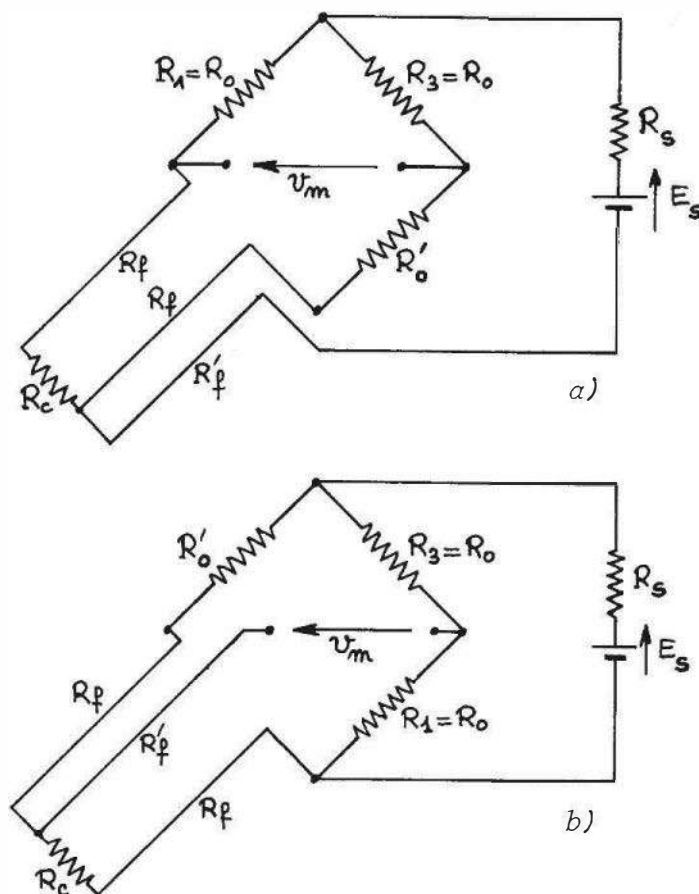


Figure 3.16 – Montages « à trois fils » : a) troisième fil relié à la source ; b) troisième fil relié au détecteur.

Les tensions parasites e_p induites dans ce fil s'ajoutent à la f.é.m. e_s de la source : elles n'empêchent donc pas l'équilibrage du pont et perturbent peu la mesure avec pont déséquilibré à condition que $e_p \ll e_s$.

Cependant, la résistance R'_f de ce fil s'ajoute à la résistance R_s de la source qui devient $R'_s = R_s + R'_f$. Dans ces conditions R'_s peut n'être plus négligeable par rapport à R_0 , ce qui entraîne une réduction de la sensibilité du pont (§ 3.3.1.2). Il y a intérêt à choisir R'_f aussi faible que possible (section du fil importante donc poids de cuivre important) ce qui oblige souvent à rechercher un compromis entre sensibilité et coût.

Le troisième fil est relié au détecteur (figure 3.16b)

Dans ce cas, si la résistance R'_f est faible devant la résistance d'entrée R_d de l'appareil de mesure, ce qui est généralement le cas, la sensibilité du pont n'est pas affectée par le troisième fil. Par contre, les tensions parasites e_p induites dans ce fil s'ajoutent à la tension de mesure v_m et la perturbent dès lors que e_p n'est pas très inférieur à v_m . C'est la raison pour laquelle on préfère généralement relier le troisième fil à la source.

Montage à deux fils de compensation (figure 3.17)

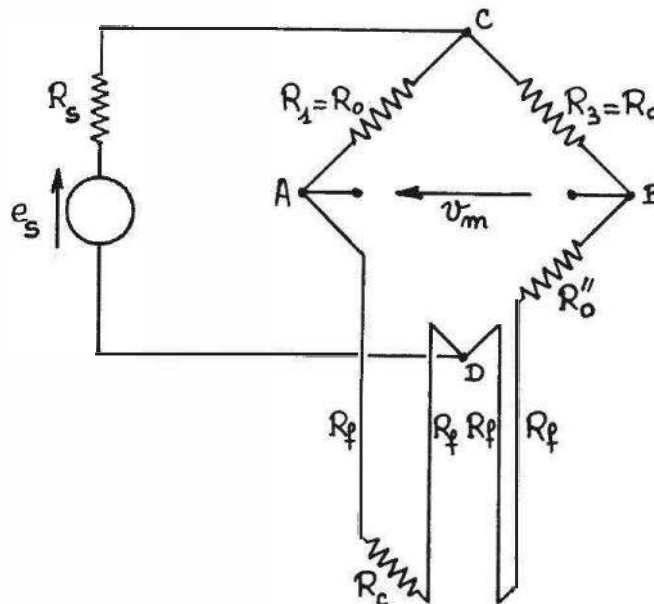


Figure 3.17 – Montage à deux fils de compensation.

Le capteur et ses deux fils de liaison au pont forment une branche du pont : $R_2 = R_c + 2R_f$.

Une branche contiguë est constituée par une résistance fixe R_0'' et deux fils de liaison identiques aux précédents et placés à leur voisinage : $R_4 = R_0'' + 2R_f$.

Les quatre résistances du pont sont choisies égales à l'équilibre : des variations égales ΔR_f des résistances des quatre fils n'affectent pas v_m , au second ordre près.

Montage dit à quatre fils

Dans le montage à trois fils, la résistance du capteur ne peut être connue que si les résistances R_f des fils de liaison et leurs variations sont parfaitement identiques : la mesure peut être faite soit par méthode de zéro (équilibrage du pont) soit par méthode de déviation à partir de la tension v_m de déséquilibre du pont.

Le montage à quatre fils rend possible la détermination de la résistance du capteur sans hypothèse sur la résistance des fils de liaison mais par méthode de zéro uniquement.

Le montage est représenté *figure 3.18*. La valeur de la résistance R_c du capteur est obtenue après deux équilibrages du pont pour deux configurations différentes des liaisons.

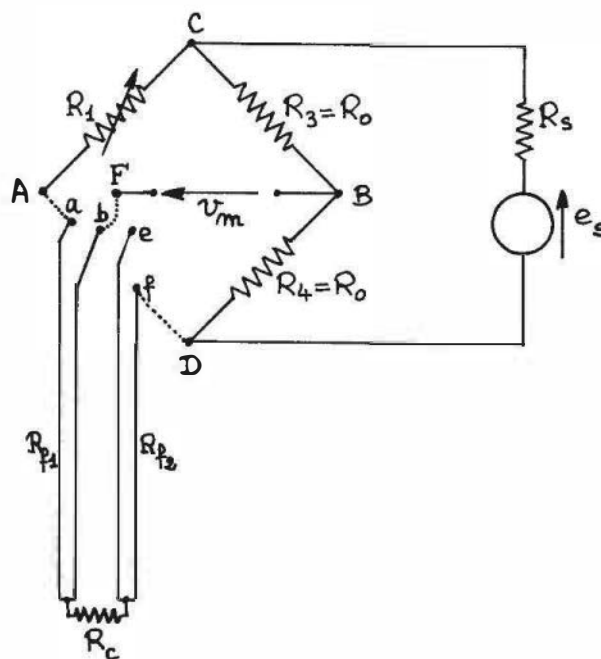


Figure 3.18 – Montage dit à quatre fils.

Premier équilibrage du pont. On relie les bornes suivantes :

$$A \text{ et } a, \quad D \text{ et } f, \quad F \text{ et } b.$$

Le pont est équilibré au moyen de la résistance variable R_1 dont la valeur à l'équilibre est R'_1 telle que :

$$(R'_1 + R_{f1}) \cdot R_0 = (R_c + R_{f2}) \cdot R_0$$

Second équilibrage du pont. Les bornes suivantes sont reliées :

$$A \text{ et } f, \quad D \text{ et } a, \quad F \text{ et } e.$$

Le nouvel équilibre du pont est obtenu pour la valeur R''_1 de la résistance R_1 :

$$(R''_1 + R_{f2}) \cdot R_0 = (R_c + R_{f1}) \cdot R_0$$

Des valeurs prises par R_1 lors de ces deux équilibres on déduit :

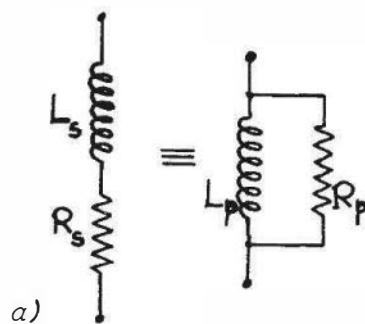
$$R_c = \frac{R'_1 + R''_1}{2}.$$

3.3.2 Mesure des impédances complexes

On examine ici le principe et les propriétés de montages généralement utilisés ; lors de l'étude de types de capteurs particuliers, on indiquera les adaptations éventuelles de ces montages de base à la pratique expérimentale.

■ Schéma électrique d'une impédance complexe

Aux pertes dont un dipôle est le siège, est associée une résistance qui peut être placée soit en série soit en parallèle sur la réactance. Les deux représentations sont formellement équivalentes et l'on établit facilement les relations qui en lient les éléments (*figure 3.19*).



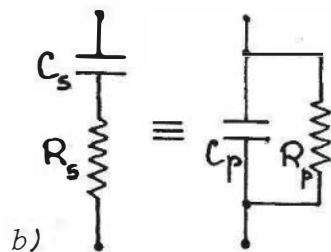
Dipôle inductif

$$R_p = R_s (1 + Q^2)$$

$$L_p = L_s \left(1 + \frac{1}{Q^2} \right)$$

Q : coefficient de surtension

$$Q = \frac{L_s \omega}{R_s} = \frac{R_p}{L_p \omega}$$



Dipôle capacitif

$$R_p = R_s \left(1 + \frac{1}{\text{tg}^2 \delta} \right)$$

$$C_p = C_s \frac{1}{1 + \text{tg}^2 \delta}$$

δ : angle de pertes

$$\text{tg} \delta = R_s C_s \omega = \frac{1}{R_p C_p \omega}$$

Figure 3.19 – Schémas électriques équivalents : a) d'un dipôle inductif ; b) d'un dipôle capacitif.

L'une des deux représentations est en général plus conforme à l'origine physique des pertes et son utilisation est donc plus appropriée. Lorsque les pertes sont proportionnelles à I^2 , carré du courant traversant le dipôle, c'est la représentation série qui s'impose : c'est le cas pour les pertes ohmiques dans le fil d'une bobine. Quand les pertes sont proportionnelles à V^2 , carré de la tension aux bornes du dipôle, la représentation parallèle est plus adéquate : ceci s'applique aux pertes diélectriques d'un condensateur.

■ Capteur capacitif

Les pertes dont le condensateur est le siège sont dues au diélectrique et sont représentables par une résistance R_c élevée, en parallèle avec C_c , capacité du capteur. Montage de principe : **pont de Nernst** (*figure 3.20*).

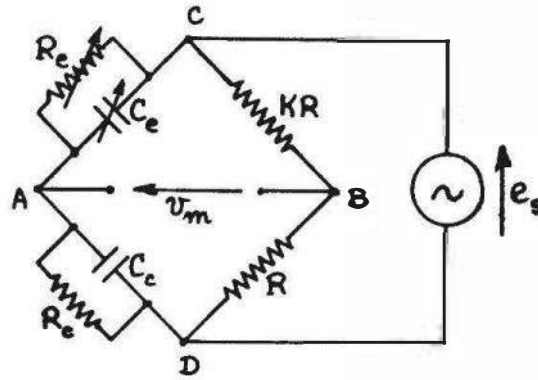


Figure 3.20 – Mesure d'impédances capacitives : pont de Nernst.

$$\text{Impédance du capteur : } Z_c = \frac{R_c}{1 + jR_c C_c \omega}$$

$$\text{Impédance d'équilibrage : } Z_e = \frac{R_e}{1 + jR_e C_e \omega}$$

Condition d'équilibrage du pont : $Z_e = K \cdot Z_c$, soit :

$$R_c = \frac{R_e}{K} \quad \text{et} \quad C_c = K \cdot C_e.$$

Tension de déséquilibre

Le pont est équilibré pour la valeur m_0 du mesurande prise comme origine ; lorsque m varie de Δm l'impédance du capteur varie de Z_{c0} à $Z_{c0} + \Delta Z_c$. Il apparaît alors entre A et B une tension de déséquilibre v_m :

$$v_m = e_s \cdot \frac{K}{(K+1)^2} \cdot \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta Z_c}{(K+1)Z_{c0}}}$$

et, si $\Delta Z_c \ll (K+1)Z_{c0}$,

$$v_m = e_s \cdot \frac{K}{(K+1)^2} \cdot \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}} \quad \text{au second ordre près.}$$

En choisissant $K = 1$, on rend maximale la sensibilité du pont et, en outre, on le symétrise, ce qui facilite la compensation des impédances parasites ; dans ces conditions :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta Z_c}{Z_{c0}}.$$

Dans le cas très fréquent où le capteur est un condensateur dont le diélectrique est l'air, les pertes sont négligeables et l'impédance se réduit à celle de la capacité : la résistance d'équilibrage R_e peut alors être omise. Ce type de pont, désigné comme **pont de Sauty** (figure 3.21a) a pour tension de déséquilibre :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{C_e - C_c}{C_e + C_c}.$$

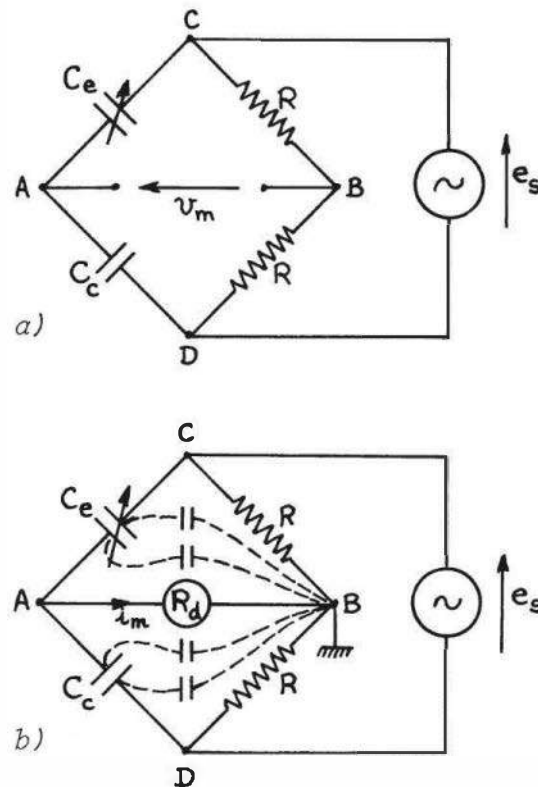


Figure 3.21 – Pont de Sauty : a) montage; b) schéma indiquant la position des capacités parasites.

Le pont est équilibré pour la valeur m_0 prise comme origine des variations du mesurande : $C_e = C_{c0}$.

On a dès lors, pour $m = m_0 + \Delta m$:

$$C_c = C_{c0} + \Delta C \quad \text{et} \quad v_m = -\frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta C}{C_{c0} \left(1 + \frac{\Delta C}{2C_{c0}}\right)}$$

soit, si $\frac{\Delta C}{C_{c0}} \ll 1$,

$$v_m = -\frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta C}{C_{c0}} \quad \text{au second ordre près.}$$

Chacune des armatures de condensateur présente par rapport à la masse une capacité parasite qui se place dans le pont comme indiqué sur la *figure 3.21b* ; on remarque :

- d'une part, une capacité parasite en parallèle sur chaque résistance R ;
- d'autre part des capacités parasites en parallèle sur le détecteur.

L'effet des premières peut être rendu négligeable en donnant aux résistances R une valeur très faible (10^2 à $10^3 \Omega$) par rapport à l'impédance des capacités parasites. Une autre solution, qui est rigoureuse est de placer en parallèle sur chacune des résistances R une faible capacité qui permet d'équilibrer le pont en donnant la même valeur à la capacité totale en parallèle sur chaque résistance.

Les capacités en parallèle sur le détecteur sont sans influence sur l'équilibrage du pont ; elles peuvent cependant affecter la sensibilité de la mesure de la tension de déséquilibre si leur impédance n'est pas très grande devant celle de l'appareil de mesure. Dans ce cas, il est plus judicieux de faire porter la mesure sur le courant de déséquilibre en utilisant un détecteur de très faible impédance d'entrée, très inférieure à l'impédance des capacités parasites en parallèle. On établit aisément l'expression du courant de mesure i_m du pont de Sauty déséquilibré lorsque la résistance d'entrée du détecteur est négligeable :

$$i_m = j\omega e_s \cdot \frac{C_e - C_c}{2 + j\omega R(C_e + C_c)}$$

Dans le cas facilement réalisé où : $\omega R (C_e + C_c) \ll 1$,

$$i_m = j\omega \frac{e_s}{2} (C_e - C_c) = -j\omega \frac{e_s}{2} \cdot \Delta C$$

en posant :

$$C_e = C_{co} \quad \text{et} \quad C_c = C_{co} + \Delta C.$$

■ Capteur inductif

Selon que les pertes dans la bobine du capteur sont le mieux représentées par une résistance série ou par une résistance parallèle on peut utiliser respectivement le pont de Maxwell (figure 3.22a) ou le pont de Hay (figure 3.22b).

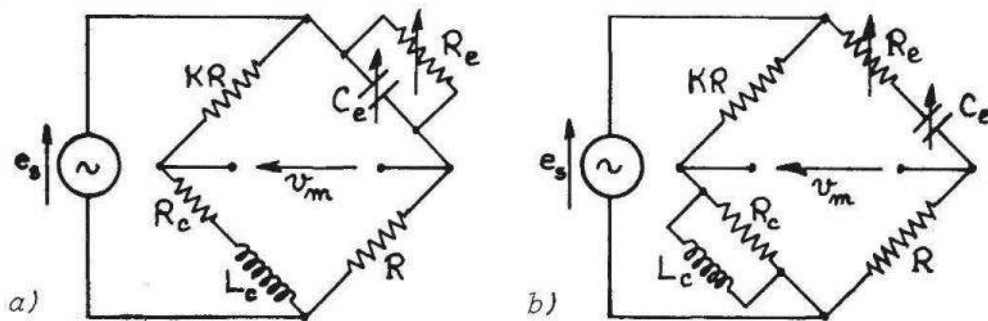


Figure 3.22 - Mesure d'impédances inductives : a) pont de Maxwell ; b) pont de Hay.

Condition d'équilibre. Elle a pour les deux montages la même forme générale :

$$Z_c \cdot Z_e = KR^2.$$

Pour le **pont de Maxwell** :

$$Z_c = R_c + jL_c\omega, \quad Z_e = \frac{R_e}{1 + jR_e C_e\omega},$$

alors que pour le **pont de Hay** :

$$Z_c = \frac{jL_c R_c \omega}{R_c + jL_c \omega}, \quad Z_e = \frac{1 + jR_e C_e \omega}{jC_e \omega}.$$

En fonction des valeurs des éléments du pont à l'équilibre, la résistance et l'inductance du capteur ont des expressions identiques pour les deux montages :

$$R_c = \frac{KR^2}{R_e} \quad \text{et} \quad L_c = KR^2 C_e$$

Tension de déséquilibre.

Elle a même expression pour les deux montages :

$$v_m = e_s \frac{KR \Delta Z_c}{(KR + Z_{co})^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta Z_c}{KR + Z_{co}}}$$

soit, si $|\Delta Z_c| \ll |KR + Z_{co}|$

$$v_m = e_s \cdot \frac{KR \Delta Z_c}{(KR + Z_{co})^2}, \quad \text{au second ordre près.}$$

La sensibilité est maximale pour $|Z_{co}| = KR$ soit, en prenant $K = 1$ et $R = |Z_{co}|$:

$$v_m = e_s \cdot \frac{R \Delta Z_c}{(R + Z_{co})^2}.$$

Par contre, si l'on choisit $KR \gg |Z_{co}|$, le capteur est alimenté à courant constant et l'on a :

$$v_m = \frac{e_s}{KR} \cdot \Delta Z_c.$$

■ Montage push-pull

C'est la généralisation aux capteurs d'impédance complexe de la méthode déjà étudiée dans le cas des capteurs résistifs (§ 3.3.1.3).

Les deux capteurs d'impédance initiale identique, sont placés dans les branches contiguës d'un pont ; il en résulte :

- la compensation des grandeurs d'influence, et si les variations du mesurande auxquelles ils sont soumis sont de signe contraire ;
- l'amélioration de la linéarité du pont ;
- la linéarisation du capteur, le cas échéant.

Montage de principe (figure 3.23)

En fonction des impédances Z_{c1} et Z_{c2} des deux capteurs, la tension de déséquilibre v_m a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{Z_{c2} - Z_{c1}}{Z_{c1} + Z_{c2}}$$

soit

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta Z_{c2} - \Delta Z_{c1}}{2Z_{co} + \Delta Z_{c1} + \Delta Z_{c2}}$$

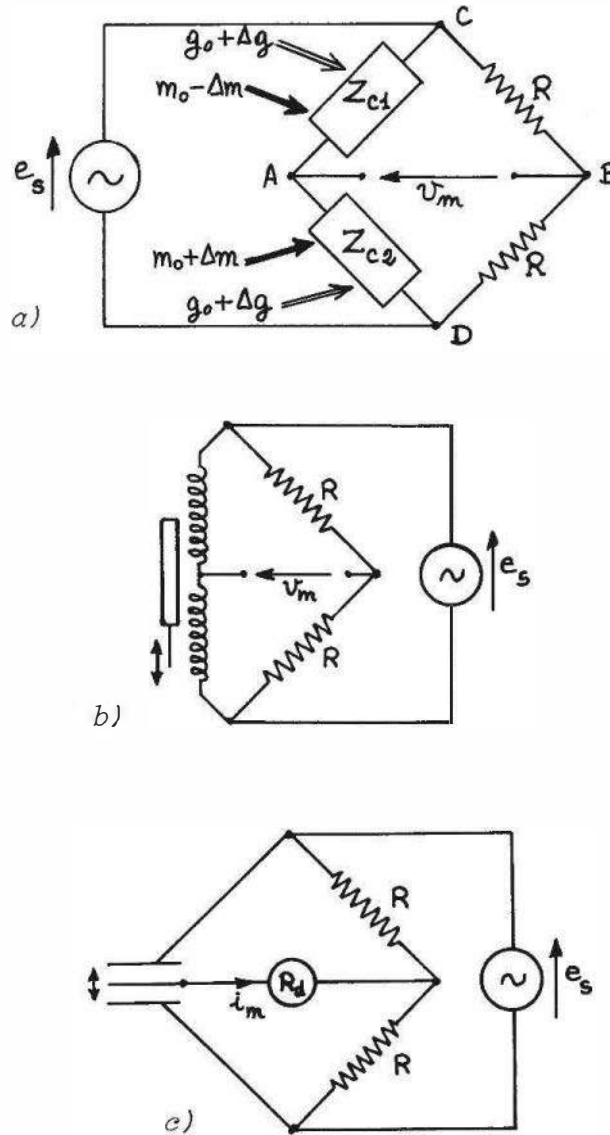


Figure 3.23 – Montage push-pull dans un pont d'impédances : a) schéma de principe ; b) et c) exemples de réalisation avec capteurs de déplacement inductif ou capacitif.

sachant que :

$$Z_{c1} = Z_{c0} + \Delta Z_{c1} \quad \text{et} \quad Z_{c2} = Z_{c0} + \Delta Z_{c2}.$$

La grandeur d'influence provoque des variations identiques des impédances Z_{c1} et Z_{c2} alors que le mesurande agit sur elles en sens contraire :

$$\Delta Z_{c1} = S_g \Delta g - S \Delta m, \quad \Delta Z_{c2} = S_g \Delta g + S \Delta m.$$

la sensibilité S_g à la grandeur d'influence et la sensibilité S au mesurande pouvant être des grandeurs complexes.

L'expression précédente de la tension de mesure peut se récrire :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{c0} \left(1 + \frac{S_g \Delta g}{Z_{c0}} \right)}$$

La tension de mesure est une fonction linéaire de la variation du mesurande et l'effet de la grandeur d'influence est réduit ; si la variation d'impédance due à la grandeur d'influence, soit $S_g \Delta g$, demeure faible par rapport à l'impédance Z_{co} , ce qui est généralement le cas, on a pratiquement :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{Z_{co}} . .$$

Au cas où les capteurs ne sont pas linéaires, leur non-linéarité étant quadratique, les variations égales et opposées du mesurande entraînent des variations qui ne sont pas égales et opposées de leur impédance :

$$\Delta Z_{c2} = \alpha \Delta m + \beta(\Delta m)^2 \quad \Delta Z_{c1} = \alpha(-\Delta m) + \beta(\Delta m)^2 .$$

La tension de mesure a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\alpha \Delta m}{Z_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\beta(\Delta m)^2}{Z_{co}}}$$

qui se réduit à la forme linéaire :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\alpha \Delta m}{Z_{co}}$$

lorsque $\frac{\beta(\Delta m)^2}{Z_{co}} \ll 1$, ce qui est généralement le cas.

3.4 Les oscillateurs

3.4.1 Oscillateurs sinusoïdaux

La fréquence d'un oscillateur sinusoïdal peut être fixée, en particulier, par la résonance d'un circuit constitué d'une bobine d'inductance L_0 et d'un condensateur de capacité C_0 associés en série ou en parallèle ; le circuit présente une impédance purement résistive à la fréquence F_0 de résonance dont l'expression est :

pour un circuit oscillant série :
$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}}$$

pour un circuit oscillant parallèle :
$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}}$$
 où Q_L est le coef-

ficient de qualité de la bobine : $Q_L = L_0 \Omega_0 / R_S$, R_S étant sa résistance série et $\Omega_0 = 2\pi F_0$; on a habituellement $Q_L^2 \gg 1$, si bien que l'on peut généralement poser dans tous les cas :

$$F_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0 C_0}} .$$

Lorsqu'un capteur inductif ou capacitif est l'un des éléments du circuit résonnant, ses variations de réactance entraînent un changement de la fréquence des oscillations. Selon le type de capteur, et en supposant faible l'amplitude de variation de sa réactance, on a pour la variation de fréquence ΔF correspondante :

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta L}{2L_0} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{2C_0}$$

soit $F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta L}{2L_0}\right)$ ou $F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta C}{2C_0}\right)$.

Si le mesurande varie sinusoïdalement autour d'une valeur m_0 et si dans cette plage de variation le capteur peut être considéré comme linéaire, de sensibilité S , on a :

$$m(t) = m_0 + m_1 \cos \omega t$$

et

$$\Delta L \text{ ou } \Delta C = S \cdot m_1 \cos \omega t.$$

La fréquence instantanée de l'oscillateur prend dès lors la forme :

$$F(t) = F_0 (1 - k m_1 \cos \omega t)$$

$$\text{où } k = \frac{S}{2L_0} \text{ ou } \frac{S}{2C_0} \text{ selon le type de capteur.}$$

La fréquence de l'oscillateur est modulée par l'information physique à traduire. De façon générale, la tension délivrée par l'oscillateur peut s'écrire :

$$v_m = E \sin \phi(t) \quad \text{où } \phi(t) \text{ est la phase instantanée.}$$

À chaque instant on a :

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \Omega(t) = 2\pi F(t)$$

d'où il résulte :

$$\phi(t) = \int_0^t \Omega(t) dt = 2\pi \int_0^t F(t) dt$$

soit :

$$\phi(t) = 2\pi F_0 \left(t - \frac{k m_1}{\omega} \cdot \sin \omega t \right).$$

Le signal délivré par l'oscillateur a donc pour expression :

$$v_m = E \sin 2\pi F_0 \left(t - \frac{k m_1}{\omega} \cdot \sin \omega t \right)$$

ou, en posant $\delta = \frac{k\Omega_0 m_1}{\omega}$, indice de modulation :

$$v_m = E \sin(\Omega t - \delta \sin \omega t).$$

Lorsqu'il s'agit de transmettre les informations issues de plusieurs capteurs dont l'impédance est réactive, chacun de ceux-ci module une fréquence qui lui est propre (sous-porteuse). L'ensemble des sous-porteuses ainsi modulées, module ensuite en fréquence l'onde porteuse (*figure 3.24*).

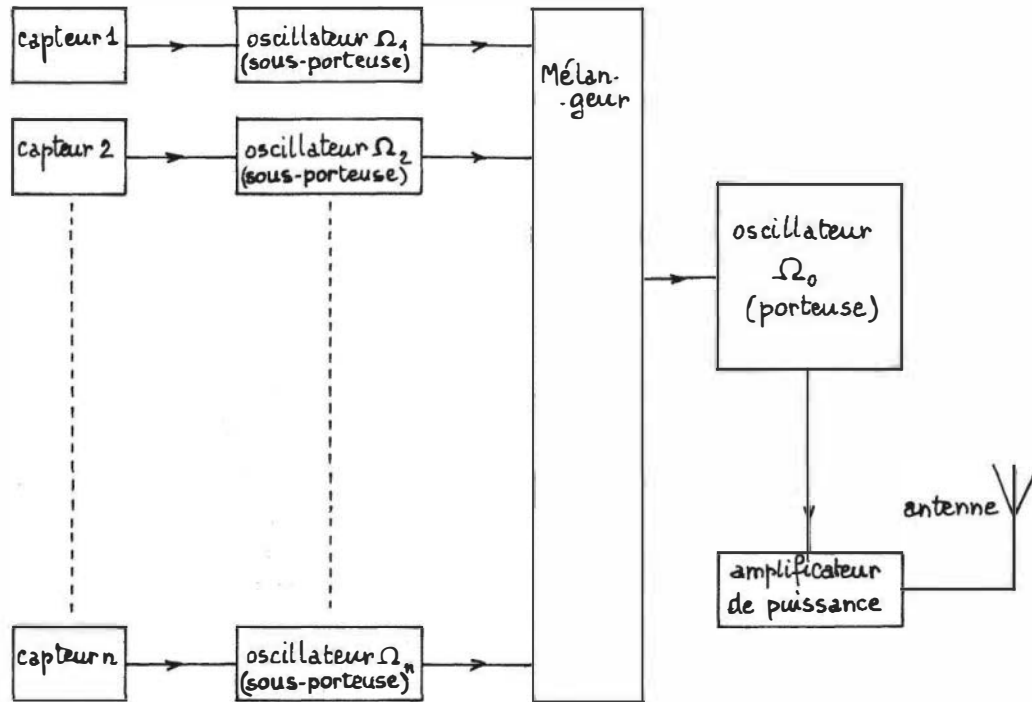


Figure 3.24 – Schéma synoptique d'un émetteur de télémétrie à plusieurs voies, en modulation de fréquence.

3.4.2 Oscillateurs de relaxation

Le dispositif de ce type le plus couramment employé est le multivibrateur astable (figure 3.25) qui est un générateur de signaux rectangulaires ; la fréquence F de ces signaux est liée à la valeur des composants par une relation de la forme :

$$F \sim \frac{a}{RC}$$

la constante a dépendant du montage particulier.

La capacité C ou la résistance R peuvent être celle, variable, d'un capteur :

$$C = C_0 + \Delta C$$

ou

$$R = R_0 + \Delta R,$$

on a alors :

$$\frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta C}{C_0} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta F}{F_0} = -\frac{\Delta R}{R_0}$$

soit

$$F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta C}{C_0} \right) \quad \text{ou} \quad F = F_0 \left(1 - \frac{\Delta R}{R_0} \right).$$

Comme pour l'oscillateur sinusoïdal, la fréquence du multivibrateur est modulée par les variations de l'impédance du capteur.

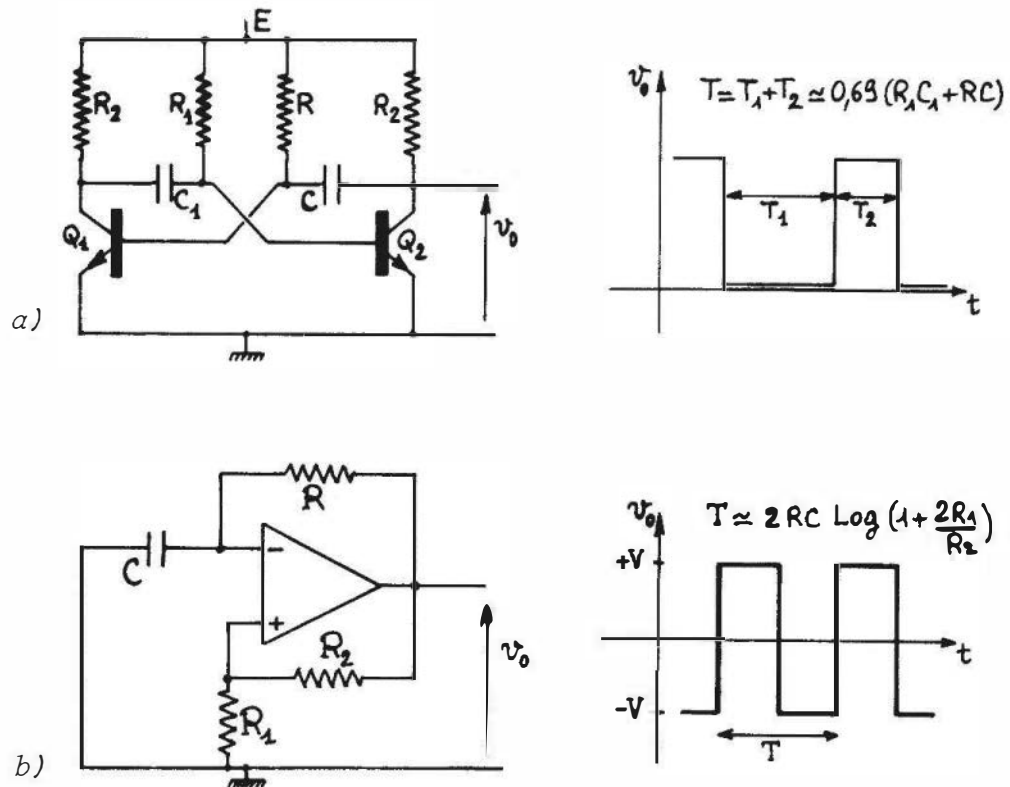


Figure 3.25 – Montages multivibrateurs astables : a) à deux transistors avec couplage de collecteur ; b) à amplificateur opérationnel.

3.5 Forme et spectre de fréquence du signal à la sortie du conditionneur

Selon le type de conditionneur associé au capteur, la tension mesurée, support de l'information, se présente sous des formes différentes et chacune de celles-ci pose un double problème :

- adaptation de la bande passante des appareillages de traitement au spectre de fréquence du signal de mesure ;
- détermination de la méthode et des circuits permettant la détection de l'information portée par le signal de mesure ; l'examen de ce dernier problème est reporté au chapitre 4.

3.5.1 Spectre de fréquence du signal

La tension de mesure possède un spectre de fréquence dont l'extension dépend d'une part de celui du mesurande c'est-à-dire de l'information cherchée et d'autre part du type de conditionneur associé au capteur. Il est important de connaître le spectre de fréquence de la tension de mesure si l'on veut éviter que son traitement par la chaîne n'aboutisse à une perte préjudiciable d'information. En effet, tout appareillage électronique est caractérisé, entre autres, par sa bande passante qui est l'ensemble des fréquences qu'il est capable de traiter, les fréquences extérieures à la bande passante étant fortement atténuées. Pour éviter une perte d'information, une

extension minimale doit être conservée au spectre du signal au cours de son traitement ce qui exige qu'il y ait correspondance entre la bande passante de l'ensemble des appareillages et l'extension nécessaire du spectre. La notion d'extension nécessaire du spectre ou de spectre utile doit être précisée car elle dépend des conditions de mesure imposées. Ainsi par exemple, un mesurande $m(t)$ périodique, de période T , peut être exprimé, par décomposition en série de Fourier, au moyen d'une suite infinie de composantes sinusoïdales d'amplitude C_n et de fréquence nF , n étant entier et F étant la fréquence fondamentale $F = 1/T$. La reproduction exacte des variations de $m(t)$ exige donc théoriquement la transmission d'un spectre infini ($n \rightarrow \infty$). La limitation du spectre transmis par les dispositifs électroniques dont la bande passante est finie entraîne donc obligatoirement une déformation (distorsion) du signal.

On établit que pour $n \rightarrow \infty$, $\lim C_n = 0$. Il en résulte que c'est la déformation maximale admissible sur le signal qui impose le nombre n de raies à transmettre c'est-à-dire l'extension nécessaire du spectre.

Afin de fixer les ordres de grandeur, on peut indiquer que dans le cas d'un signal rectangulaire périodique de durée d et de période T , avec $d \ll T$, on applique comme règle que l'extension nécessaire du spectre est au moins de l'ordre de $1/d$; pour $d = 10^{-6}$ s, le spectre utile s'étend donc au moins jusqu'au mégahertz et diviser d par a impose de multiplier par a l'étendue du spectre à transmettre.

3.5.2 Signal proportionnel aux variations du mesurande

L'alimentation par une source continue, de courant ou de tension, des conditionneurs de capteurs résistifs (montage potentiométrique et pont de Wheatstone) présente l'intérêt notable de fournir une tension de mesure proportionnelle à la variation de résistance du capteur et, lorsque ce dernier est linéaire, proportionnelle à la variation du mesurande. Ainsi, par exemple, pour le potentiomètre à alimentation symétrique ou le pont de Wheatstone utilisant deux capteurs en push-pull et alimenté par une source de tension continue E_s de résistance interne négligeable on a :

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}} \quad \text{soit} \quad v_m = \frac{E_s}{2} \cdot \frac{S \Delta m}{R_{co}}$$

S étant la sensibilité du capteur linéaire, supposée constante pour l'ensemble des fréquences du spectre utile de Δm .

Dans ce cas, la tension de mesure variant exactement comme le mesurande, il résulte que :

- son spectre de fréquence est identique à celui du mesurande, et donc la bande passante des circuits de traitement du signal doit être au moins égale à la fréquence maximale du spectre utile du mesurande ;
- il n'est pas nécessaire de prévoir de dispositif d'extraction de l'information du signal.

On est ramené au cas précédent avec le montage potentiométrique à alimentation dissymétrique qui délivre l'information superposée à une composante continue v_{m0} qui est éliminée, par exemple, par filtrage passe haut.

3.5.3 Signal modulé en amplitude par les variations du mesurande

Lorsque la f.é.m. de la source est une tension variable, généralement périodique (sinusoïdale ou non) la tension de mesure est le résultat de la modulation d'amplitude de cette f.é.m. par les variations du mesurande.

■ Modulation d'amplitude avec conservation de la porteuse

Si l'on utilise un montage potentiométrique à alimentation dissymétrique, la tension de mesure est, par exemple pour un fonctionnement en push-pull de deux capteurs résistifs :

$$v_m = \frac{e_s}{2} + \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}} = \left(1 + \frac{\Delta R_c}{R_{co}}\right) \cdot \frac{e_s}{2}$$

soit, si les capteurs sont linéaires, et de sensibilité S constante pour l'ensemble des fréquences du spectre utile de Δm :

$$v_m = \left(1 + \frac{S \Delta m}{R_{co}}\right) \cdot \frac{e_s}{2}$$

La valeur de crête de v_m varie linéairement en fonction de Δm .

Lorsque la source est sinusoïdale, $e_s = E_s \cos \omega_s t$, la tension de mesure précédente a pour expression :

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cdot \left(1 + \frac{S \Delta m}{R_{co}}\right) \cdot \cos \omega_s t$$

Dans le cas simple où le mesurande varie sinusoïdalement :

$$\Delta m = m_1 \cos(\omega t + \phi)$$

et

$$v_m = \frac{E_s}{2} \{1 + k m_1 \cos(\omega t + \phi)\} \cos \omega_s t \quad (\text{figure 3.26})$$

en posant $k = \frac{S}{R_{co}}$, S'étant la sensibilité du capteur en régime dynamique, à la pulsation ω .

Une transformation trigonométrique élémentaire permet d'écrire :

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cos 2\pi f_s t + k \frac{E_s}{4} m_1 \cos \{2\pi(f_s - f)t - \phi\} + k \frac{E_s}{4} m_1 \cos \{2\pi(f_s + f)t + \phi\}$$

où $f = \frac{\omega}{2\pi}$ et $f_s = \frac{\omega_s}{2\pi}$.

Le spectre de v_m (figure 3.26d) est constitué des fréquences $f_s - f$, f_s , $f_s + f$.

Dans le cas plus général (figure 3.27) où la variation du mesurande est la superposition de variations élémentaires sinusoïdales :

$$\Delta m = \sum m_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$$

et

$$v_m = \frac{E_s}{2} \left\{ 1 + \sum k_i m_i \cos(\omega_i t + \phi_i) \right\} \cos \omega_s t$$

en posant $k_i = \frac{S(\omega_i)}{R_{co}}$, d'où :

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cos 2\pi f_s t + \frac{E_s}{4} \sum k_i m_i \cos \{ 2\pi(f_s - f_i)t - \phi_i \} + \frac{E_s}{4} \sum k_i m_i \cos \{ 2\pi(f_s + f_i)t + \phi_i \}$$

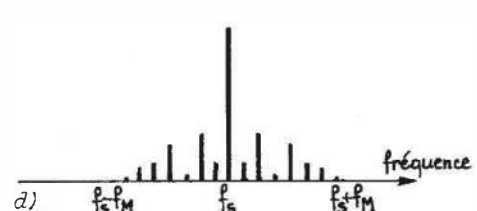
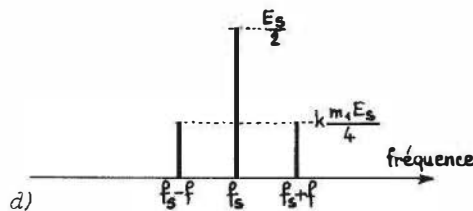
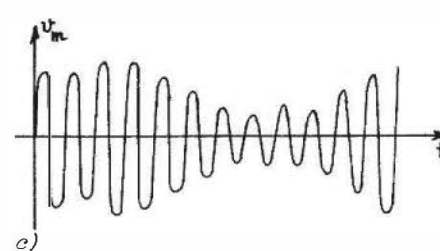
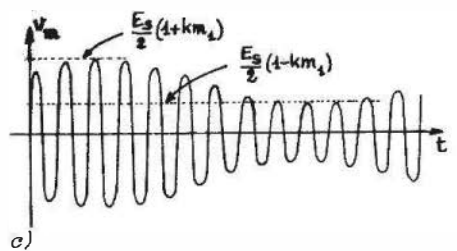
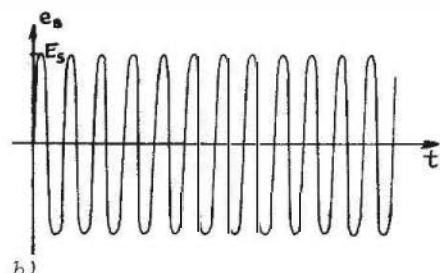
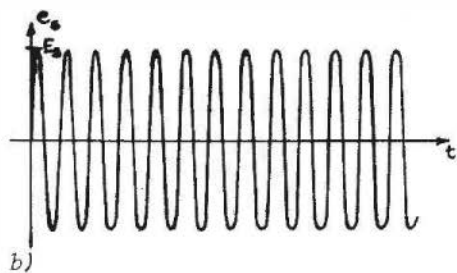
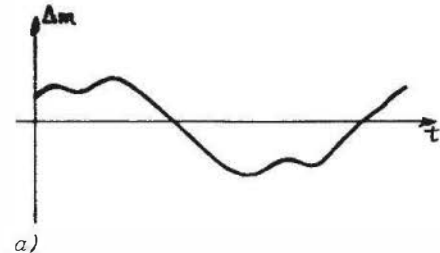
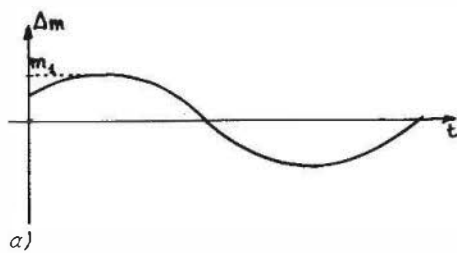


Figure 3.26

Figure 3.27

Figure 3.26 et 3.27 – Modulation d'amplitude avec conservation de la porteuse (sinusoïdale) dans le cas d'un mesurande sinusoïdal (figure 3.26) et dans un cas plus général (figure 3.27) : a) mesurande ; b) porteuse ; c) tension de mesure ; d) spectre de fréquence.

Le spectre de v_m (figure 3.27d) est constitué par :

- la fréquence de la source, f_s , dite fréquence porteuse, une bande latérale inférieure formée par l'ensemble des fréquences $f_s - f_i$,
- une bande latérale supérieure dont les fréquences sont $f_s + f_i$.

Si f_M est la fréquence utile maximale du spectre du mesurande, le spectre de la tension de mesure s'étend de $f_s - f_M$ à $f_s + f_M$; afin de pouvoir transmettre l'ensemble du spectre utile du mesurande les circuits de traitement de v_m doivent avoir une bande passante au moins égale à $2f_M$ et centrée sur la fréquence f_s .

Lorsque la source n'est pas sinusoïdale mais périodique (figure 3.28), la f.é.m. peut être décomposée en série de Fourier :

$$e_s = E_s [a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \psi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \psi_2) + \dots]$$

et l'expression précédente de la tension de mesure :

$$v_m = \left(1 + \frac{S \Delta m}{R_{co}}\right) \cdot \frac{e_s}{2}$$

prend la forme :

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cdot \left(1 + \frac{S \Delta m}{R_{co}}\right) [a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \psi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \psi_2) + \dots]$$

soit dans le cas général où $\Delta m = \sum m_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cdot \left(1 + \sum \frac{S(\omega_i) m_i}{R_{co}} \cos(\omega_i t + \phi_i)\right) \cdot [a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \psi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \psi_2) + \dots]$$

On peut considérer que v_m résulte de la modulation en amplitude de chacun des termes de la décomposition en série de Fourier de e_s et par analogie avec le cas de la source purement sinusoïdale, on en déduit que le spectre de v_m est constitué par (figure 3.28d) :

- le spectre de Δm qui s'étend jusqu'à f_M , sa fréquence maximale, lorsque $a_0 \neq 0$,
- l'ensemble des fréquences porteuses : nf_s ($n : 1, 2, \dots$) pour lesquelles $a_n \neq 0$ et autour de chacune de celles-ci :
- une bande latérale inférieure qui s'étend jusqu'à $nf_s - f_M$
- une bande latérale supérieure s'étendant jusqu'à $nf_s + f_M$.

Afin de pouvoir séparer l'ensemble des fréquences du spectre de Δm , il ne faut pas qu'il y ait recouvrement des bandes latérales de deux fréquences porteuses consécutives :

$$(n - 1)f_s + f_M \leq nf_s - f_M$$

soit

$$2f_M \leq f_s.$$

La fréquence fondamentale de la source doit être au moins deux fois supérieure à la fréquence la plus élevée du mesurande.

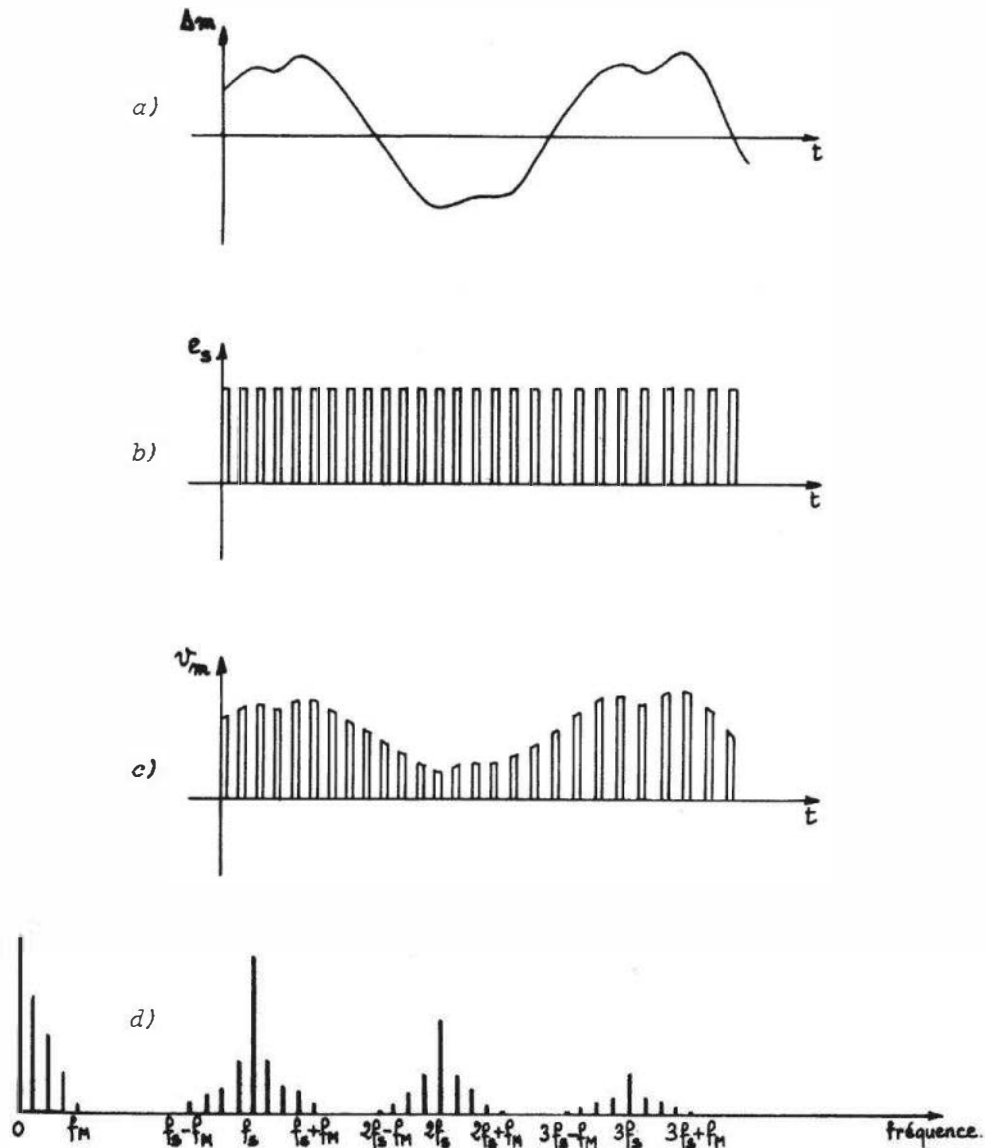


Figure 3.28 – Modulation d'amplitude avec conservation de la porteuse (non sinusoïdale mais périodique) : a) mesurande ; b) porteuse ; c) tension de mesure ; d) spectre de fréquence.

■ Modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse

Lorsque l'on utilise un pont d'impédances ou un montage potentiométrique à alimentation symétrique, le spectre de la tension de mesure ne contient pas la fréquence de la source f_s et ses harmoniques.

Dans le cas, par exemple, de deux capteurs résistifs fonctionnant en push-pull on a :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{c0}}$$

En considérant immédiatement le cas général (figure 3.29) où la source est périodique sans être sinusoïdale soit :

$$e_s = E_s \cdot [a_0 + a_1 \cos(\omega_s t + \psi_1) + a_2 \cos(2\omega_s t + \psi_2) + \dots]$$

et où $\Delta m = \sum m_i \cos(\omega_i t + \phi_i)$, $\omega_M = 2\pi f_M$ étant la pulsation maximale, on établit facilement que le spectre de la tension v_m est constitué par :

- le spectre de Δm s'étendant jusqu'à f_M , à condition que $a_0 \neq 0$,
- des bandes latérales inférieures d'extension $nf_s - f_M$,
- des bandes latérales supérieures d'extension $nf_s + f_M$,
- à l'exclusion des fréquences porteuses nf_s .

La possibilité de séparation du spectre de Δm exige comme précédemment que soit vérifiée la condition :

$$2 f_M \leq f_s.$$

Dans le cas particulier fréquent où la source est sinusoïdale (figure 3.30), le spectre de v_m s'étend de $f_s - f_M$ à $f_s + f_M$ mais sans la fréquence f_s . Il est, en outre, important de noter que, contrairement au cas de la modulation d'amplitude avec conservation de la porteuse, la valeur de crête de v_m ne varie pas comme Δm .

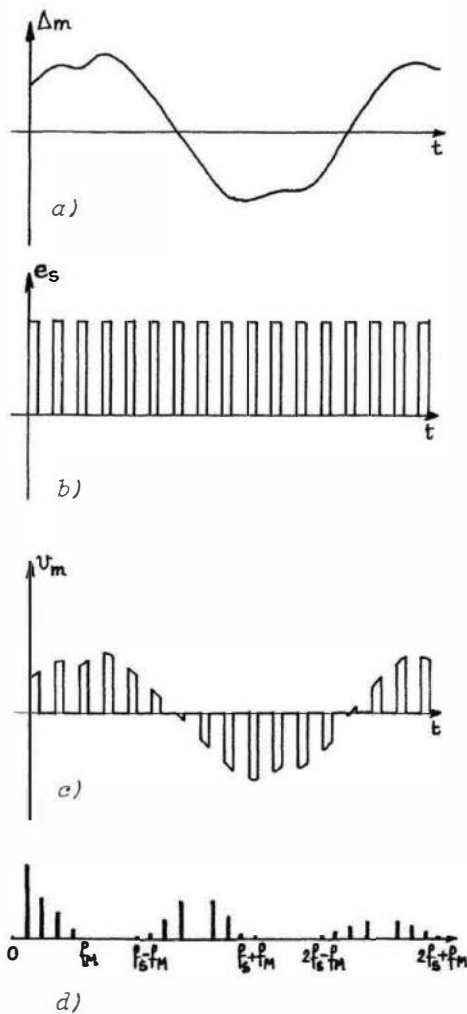


Figure 3.29

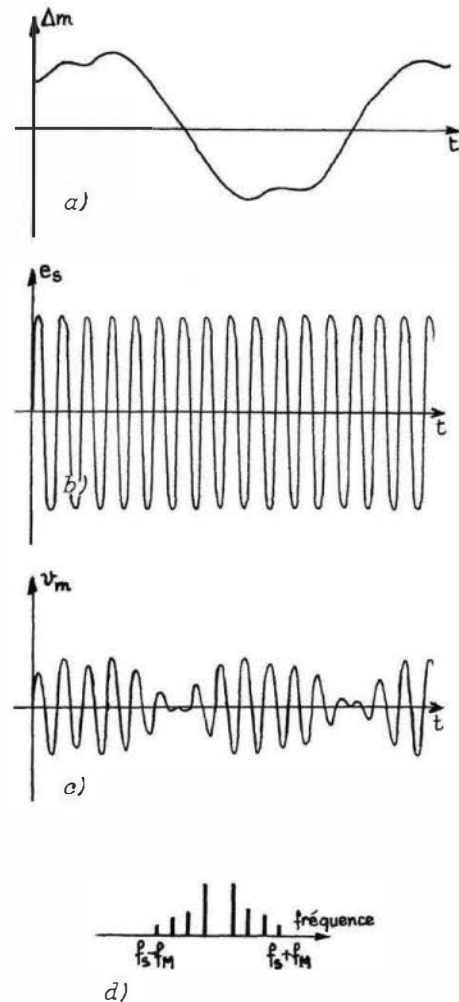


Figure 3.30

Figure 3.29 et 3.30 – Modulation d'amplitude avec suppression de la porteuse, dans le cas où elle est périodique et non sinusoïdale (figure 3.29) et dans le cas où elle est sinusoïdale (figure 3.30) : a) mesurande ; b) porteuse ; c) tension de mesure ; d) spectre de fréquence.

3.5.4 Signal module en fréquence par les variations du mesurande

Lorsqu'un capteur, dont l'impédance comporte un terme réactif sensible au mesurande, est associé au circuit oscillant d'un générateur sinusoïdal, la tension v_m que celui-ci délivre est modulée en fréquence ; dans le cas où la variation du mesurande est $\Delta m = m_1 \cos \omega t$, v_m a pour expression (§ 3.4.1) :

$$v_m = E \sin(\Omega_0 t - \delta \sin \omega t)$$

où δ est l'indice de modulation :

$$\delta = k \frac{\Omega_0}{\omega} m_1.$$

Le spectre de fréquence est déterminé en développant l'expression de v_m :

$$v_m = E \cdot [\sin \Omega_0 t \cdot \cos(\delta \sin \omega t) - \cos \Omega_0 t \cdot \sin(\delta \sin \omega t)]$$

et en introduisant les fonctions de Bessel $J_n(\delta)$ (figure 3.31a) :

$$\cos(\delta \sin \omega t) = J_0(\delta) + 2 \sum_{n=1}^{n=\infty} J_{2n}(\delta) \cdot \cos 2n\omega t$$

$$\sin(\delta \sin \omega t) = 2 \sum_{n=0}^{n=\infty} J_{2n+1}(\delta) \cdot \sin(2n+1)\omega t.$$

La tension v_m ayant été mise sous la forme :

$$v_m = E \sin \Omega_0 t [J_0(\delta) + 2J_2(\delta) \cos 2\omega t + 2J_4(\delta) \cos 4\omega t + \dots] \\ - E \cos \Omega_0 t [2J_1(\delta) \sin \omega t + 2J_3(\delta) \sin 3\omega t + \dots]$$

une transformation trigonométrique élémentaire permet de passer à une forme équivalente plus explicite :

$$v_m = J_0(\delta) \cdot E \sin \Omega_0 t \\ - J_1(\delta) \cdot E [\sin(\Omega_0 + \omega)t - \sin(\Omega_0 - \omega)t] \\ + J_2(\delta) \cdot E [\sin(\Omega_0 + 2\omega)t - \sin(\Omega_0 - 2\omega)t] \\ - J_3(\delta) \cdot E [\sin(\Omega_0 + 3\omega)t - \sin(\Omega_0 - 3\omega)t] + \dots$$

Il apparaît ainsi que le spectre est constitué d'une infinité de raies, réparties symétriquement de part et d'autre de F_0 , d'espacement f et d'amplitude $E \cdot J_n(\delta)$ (figure 3.31b).

Les circuits de traitement du signal qui ont une bande passante limitée doivent cependant pouvoir transmettre une fraction du spectre suffisante pour que l'information ne soit pas dégradée. L'amplitude des raies décroît régulièrement à partir d'une certaine valeur de n qui est fonction de δ . On montre qu'en transmettant $\delta + 1$ raies

de part et d'autre de F_0 , près de 98 % de l'énergie du signal est sauvegardée ; il en découle la règle de Carson qui fixe la bande passante minimale que doivent avoir les circuits pour assurer une transmission convenable de l'information :

$$B = 2(\delta + 1)f.$$

Au cas où $\delta \ll 1$, la bande passante est réduite à $2f$.

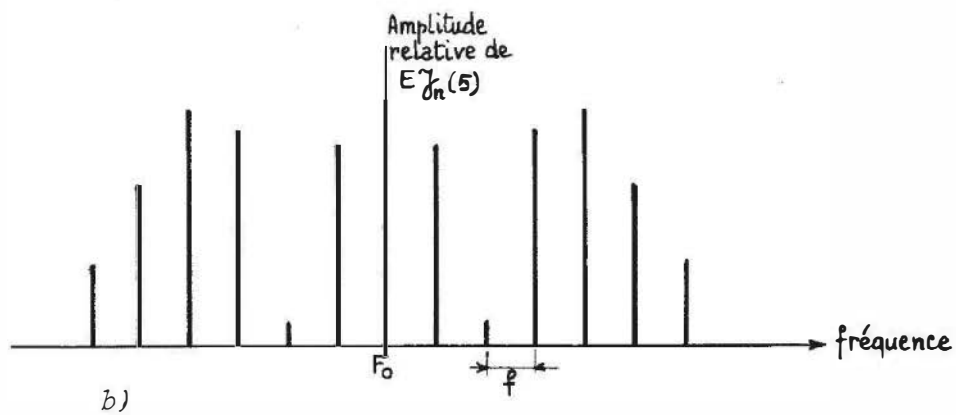
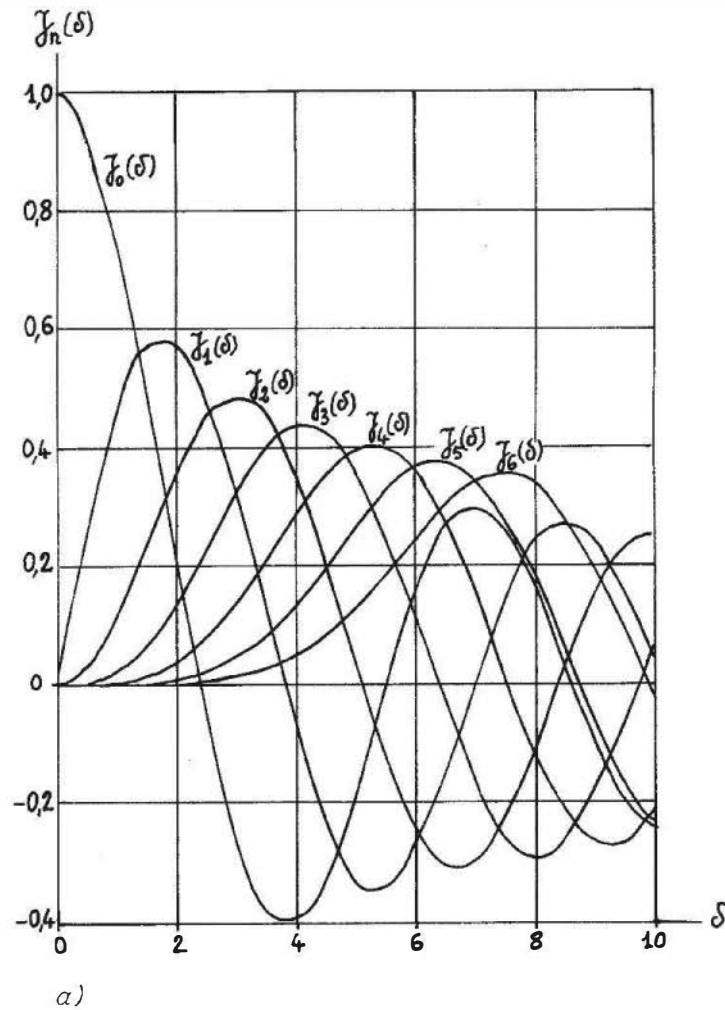


Figure 3.31 – Modulation de fréquence : a) fonctions de Bessel $J_n(\delta)$ pour les premières valeurs de n ; b) spectre de fréquence de v_m pour $\delta = 5$.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Manneville F., Esquieu J., *Systèmes bouclés linéaires de communication et de filtrage*, Dunod, Paris, 1992.
- Pallas-Areny, Webster J.G., *Sensors and Signal conditioning*, John Wiley & Sons, New York, 2001.
- Schwartz M., *Information transmission, modulation and noise*, McGraw-Hill, New York, 1959.

■ Périodiques

- Dalins I., « Measurement of minor reactance changes with synchronized electronic oscillators », *Rev. Sci. Instrum.*, 41, 1970, p. 399.
- Huijsing J., « Signal conditioning on the sensor chip », *Sensors and Actuators A*, 10, 1986, p. 219.
- Magerlein J.H., Sanders Jr T.M., « Digitally programmable ratio transformer bridge », *Rev. Sci. Instrum.*, 46, 1975, p. 1653.
- Marsh J.K., « Two-frequency oscillator detects level of liquid », *Electronics*, 40, 20 mars 1967, p. 90.
- Matey J.R., Dierker S.B., Anderson A.C., « Bridge for measurement of low resistance », *Rev. Sci. Instrum.*, 50, 1979, p. 671.
- Mitvalsky V., « The maximum sensitivity of the unbalanced Wheatstone bridge », *J. Sci. Instrum.*, 41, 1964, p. 454.
- Ramboz J.D., « A link compensated ratio transformer bridge », *Rev. Sci. Instrum.*, 42, 1971, p. 522.
- Stankovic K., « Simple thermistor temperature to frequency converter based on an astable multivibrator », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 6, 1973, p. 601.

4 • CONDITIONNEURS DU SIGNAL

Le capteur et son conditionneur éventuel (potentiomètre, pont, oscillateur) sont la source du signal électrique dont la chaîne de mesure doit assurer le traitement de la façon la plus appropriée au but poursuivi.

On se propose dans ce chapitre d'étudier un certain nombre de dispositifs de traitement, dits conditionneurs du signal, dont la fonction est en rapport direct avec la nature du signal telle que celle-ci résulte d'une part des caractéristiques propres du capteur et le cas échéant de son conditionneur et d'autre part des conditions pratiques de la mesure.

Les problèmes examinés concernent :

- le type d'interface adéquat entre source du signal et reste de la chaîne de mesure selon que cette source est un générateur de tension, de courant ou de charge ;
- la linéarisation du signal ;
- l'amplification du signal en présence de tensions de mode commun ;
- l'extraction de l'information relative au mesurande lorsque ses variations modulent le signal électrique.

4.1 Adaptation de la source du signal à la chaîne de mesure

Le capteur, associé à son conditionneur lorsqu'il est passif, équivaut à un générateur constitué d'une source et d'une impédance interne, et délivrant le signal au circuit qui le charge. Afin que le signal soit obtenu dans les meilleures conditions, d'une part de sensibilité et d'autre part de stabilité vis-à-vis des variations éventuelles de l'impédance interne, le générateur équivalent doit être chargé par une impédance appropriée.

Lorsque l'information correspondant au mesurande m est délivrée sous la forme d'une f.é.m. $e_c(m)$ en série avec une impédance Z_c qui peut être importante et variable (thermocouple avec liaison longue, capteur résistif monté dans un pont de Wheatstone) le circuit aux bornes duquel est recueilli le signal v_m doit être d'impédance d'entrée Z_i très supérieure à Z_c de façon à minimiser l'influence de cette dernière (*figure 4.1a*) :

$$v_m = e_c \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_c} \cong e_c \quad \text{pour } Z_i \gg Z_c.$$

- Les dispositifs à grande impédance d'entrée utilisables dans ce cas sont :
- l'amplificateur opérationnel en montage suiveur ou non inverseur (figure 4.1b et c) ;
 - l'amplificateur différentiel, en général sous la forme de l'amplificateur d'instrumentation (§ 4.3.3) ou d'isolement (§ 4.3.4) (figure 4.1d).

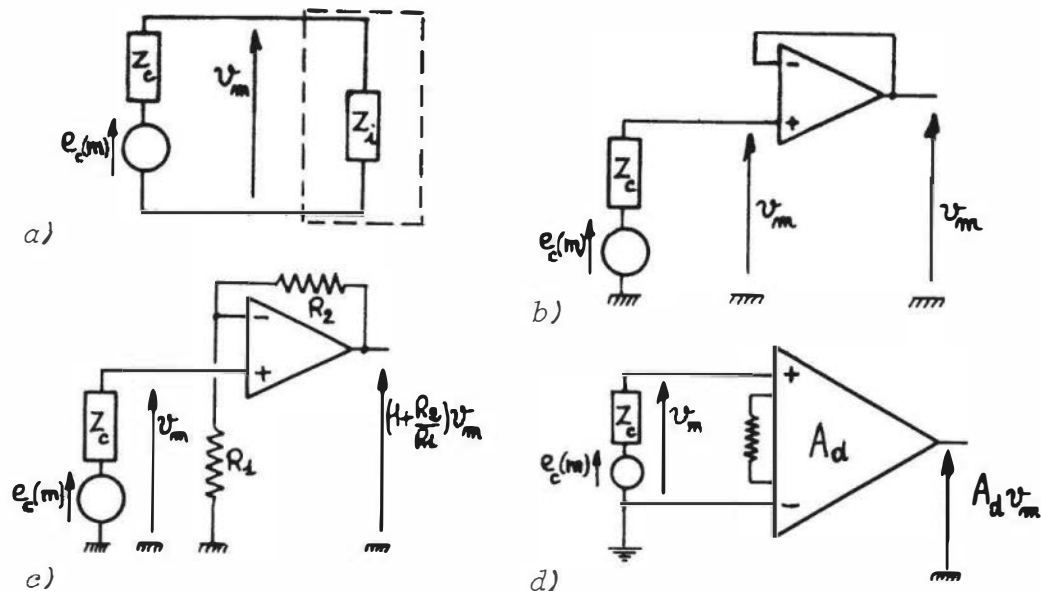


Figure 4.1 – Adaptation à la chaîne de mesure d'un capteur source de tension : a) schéma électrique équivalent ; b) montage suiveur ; c) montage non-inverseur ; d) amplificateur d'instrumentation.

Quand le capteur est électriquement équivalent à une source de courant $i_c(m)$ en parallèle avec une impédance interne Z_c (photodiode ou photomultiplicateur par exemple), il faut que l'impédance d'entrée Z_i du circuit de mesure soit très inférieure à Z_c pour que le signal recueilli, i_m , soit pratiquement égal à i_c et indépendant de Z_c (figure 4.2a) :

$$i_m = i_c \cdot \frac{Z_c}{Z_i + Z_c} \cong i_c \quad \text{pour } Z_i \ll Z_c.$$

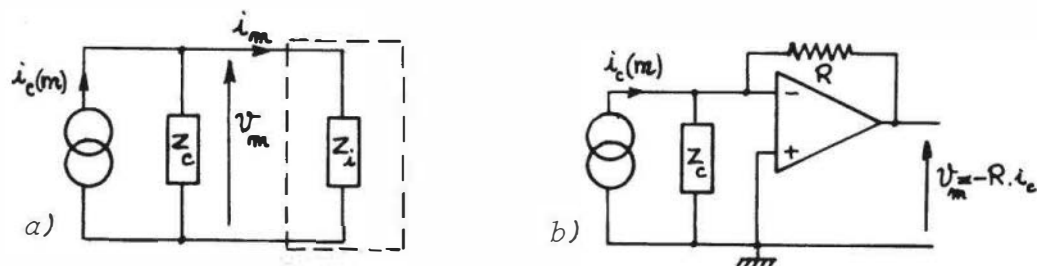


Figure 4.2 – Adaptation à la chaîne de mesure d'un capteur source de courant : a) schéma électrique équivalent ; b) convertisseur courant-tension.

Cependant, la tension v_m aux bornes de Z_i risque dans ce cas d'être elle-même très faible. L'emploi d'un convertisseur courant-tension permet à la fois de réduire l'influence de Z_c et d'obtenir une tension v_m importante (figure 4.2b).

Dans le cas, enfin, où le capteur est un générateur de charge $q_c(m)$, d'impédance interne capacitive (C_c), cristal piézoélectrique par exemple, il n'est en général pas possible de placer à ses bornes un circuit dont l'impédance d'entrée serait résistive : en effet, d'une part la décharge de la capacité risquerait d'être trop rapide pour permettre l'exploitation du signal et d'autre part, la tension recueillie qui dépend de l'ensemble des capacités (C_p) du montage, capacités des câbles par exemple, serait sensible à leurs variations erratiques (figure 4.3a). Le dispositif à utiliser dans ce cas est l'amplificateur de charge (figure 4.3b) qui délivre une tension proportionnelle à la charge et indépendante de la capacité du capteur et des câbles de liaison.

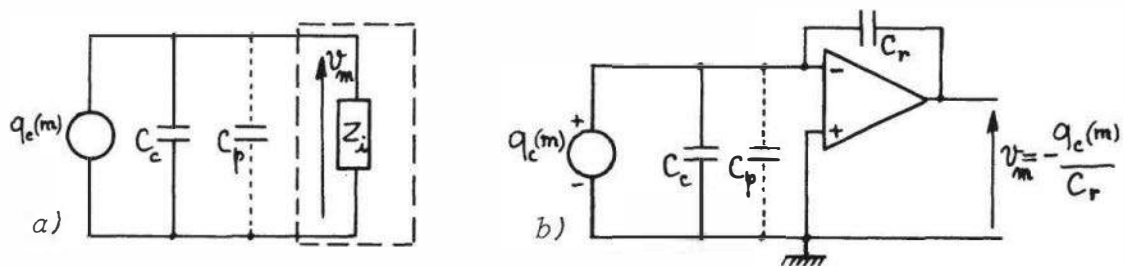


Figure 4.3 – Adaptation à la chaîne de mesure d'un capteur source de charge : a) schéma électrique équivalent ; b) amplificateur de charge.

4.2 Linéarisation

Il existe un certain nombre de procédés, dits de linéarisation, qui permettent de corriger le défaut de linéarité d'un capteur ou de son conditionneur éventuel lorsqu'ils présentent dans leur domaine d'emploi des écarts à la linéarité interdisant de considérer la sensibilité comme constante à la précision exigée des mesures.

Ces procédés de linéarisation peuvent être classés en deux groupes :

- d'une part ceux qui interviennent sur la source même du signal électrique de façon à linéariser ce dernier dès son origine ;
- d'autre part, ceux qui interviennent en aval de la source afin de corriger la non-linéarité du signal qu'elle fournit par un traitement approprié, analogique ou digital.

4.2.1 Linéarisation analogique à la source du signal

■ Correction de la non-linéarité du capteur

□ Prépolarisation du capteur

Lorsque la courbe d'étalonnage du capteur, qui n'est pas linéaire, présente cependant une plage où le fonctionnement est quasi linéaire, il peut être possible, dans certains cas, de décaler le point de fonctionnement dans la zone linéaire en appliquant au capteur un mesurande constant de valeur appropriée. Cette méthode n'est cependant applicable que dans les cas où l'information recherchée est liée aux seules variations du mesurande et est indépendante de la valeur constante à laquelle elles sont superposées ; c'est ainsi que le flux lumineux modulé $\Phi_1(t)$ reçu par un

phototransistor peut être superposé à un flux lumineux constant ϕ_0 dont la valeur est choisie de façon que le fonctionnement du transistor s'effectue dans une zone linéaire de ses caractéristiques.

□ **Modification de l'impédance mesurée par adjonction de composants fixes**

La méthode consiste, dans sa forme la plus simple, à placer en parallèle sur le capteur de résistance $R_c(m)$, une résistance R indépendante de m , de façon que la résistance R_d du dipôle ainsi constitué ait une variation quasi linéaire dans une plage limitée autour d'une valeur donnée du mesurande. Cette méthode, très employée avec les thermistances (capteurs résistifs de température), est développée en détail en vue de cette application au § 6.3.2.

□ **Association de capteurs dont les non-linéarités sont de sens contraire**

À titre d'illustration de cette méthode, on considère le cas de deux capteurs résistifs sensibles à un même mesurande m mais réalisés dans des matériaux différents et tels que leurs résistances aient respectivement pour expression :

$$R_1(m) = R_{01} \cdot (1 + A_1 m + B_1 m^2)$$

$$R_2(m) = R_{02} \cdot (1 + A_2 m - B_2 m^2)$$

L'association en série de ces deux capteurs présentera une résistance variant linéairement en fonction de m :

$$R(m) = (R_{01} + R_{02}) \left(1 + \frac{R_{01}A_1 + R_{02}A_2}{R_{01} + R_{02}} \cdot m \right)$$

à condition que :

$$\frac{R_{01}}{R_{02}} = \frac{B_2}{B_1}$$

Cette méthode trouve son application, par exemple, avec les sondes métalliques de température (§ 6.3.2).

□ **Fonctionnement en push-pull de capteurs identiques**

Deux capteurs identiques, dont la non-linéarité est due à un terme quadratique sont placés dans les branches contiguës d'un pont et soumis à des variations égales et opposées du mesurande : le terme quadratique est éliminé de la tension de mesure qui est alors proportionnelle aux variations du mesurande (§ 3.3.1.3 et 3.3.2.4).

■ **4.2.1.2 Correction de non-linéarité du conditionneur de capteur passif**

Il y a non-linéarité du conditionneur lorsque la tension de mesure qu'il délivre n'est pas proportionnelle aux variations d'impédance du capteur. Ceci risque de se produire dans le cas du montage potentiométrique et des ponts dès lors que n'est pas satisfaite la condition de fonctionnement en « petit signal » : $|\Delta Z_c / Z_{co}| \ll 1$. Lors

de l'étude générale des conditionneurs de capteurs passifs, certaines méthodes utilisables pour linéariser leur fonctionnement ont été examinées (§ 3.3.1.3 et 3.3.2.4) ; elles sont simplement rappelées ici :

- fonctionnement push-pull des capteurs ;
- réduction de la non-linéarité par le choix du rapport potentiométrique.

À ces méthodes, on peut ajouter divers montages dans lesquels le conditionneur est associé à un amplificateur opérationnel de telle sorte que l'action de ce dernier corrige la non-linéarité du conditionneur. On examine ci-après deux de ces montages.

□ **Linéarisation par réaction sur la tension de déséquilibre du pont (figure 4.4)**

Le capteur est placé dans la boucle de réaction de l'amplificateur ; pour la valeur m_0 du mesurande, prise comme origine de ses variations, le capteur a pour résistance R_{co} et les autres résistances sont égales : $R_1 = R_3 = R_4 = R_{co}$.

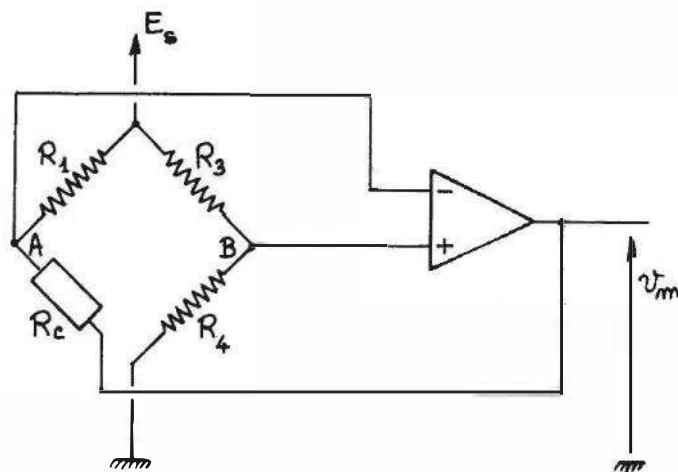


Figure 4.4 – Linéarisation du pont de Wheatstone par réaction sur la tension de déséquilibre.

Lorsque le mesurande varie, la résistance du capteur devient : $R_c = R_{co} + \Delta R_c$ et la tension de déséquilibre est :

$$v_d = v_B - v_A$$

$$\text{où } v_B = \frac{E_s}{2}, \quad v_A = \frac{R_c}{R_{co} + R_c} \cdot E_s + \frac{R_{co}}{R_{co} + R_c} \cdot v_m$$

v_m étant la tension de mesure prise à la sortie de l'amplificateur.

L'amplificateur étant supposé idéal, la réaction négative maintient entre ses entrées + et - une différence de potentiel nulle :

$$v_A = v_B$$

d'où l'on tire :

$$v_m = -\frac{E_s}{2} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}}$$

La compensation des grandeurs d'influence est obtenue, au second ordre près, en prenant pour R_1 un capteur identique au capteur de mesure et soumis aux mêmes influences.

Dans ce montage le capteur doit être isolé de la masse, ce qui est une condition souvent impossible à réaliser lors de l'installation du capteur.

- **Linéarisation par double réaction : sur la tension de déséquilibre et sur la tension d'alimentation du pont (figure 4.5)**

Le pont est constitué comme dans le montage précédent :

$$R_1 = R_3 = R_4 = R_{co} \quad \text{et} \quad R_c = R_{co} + \Delta R_c$$

La réaction négative effectuée par le biais du premier étage A_1 tend à annuler la tension de déséquilibre du pont, ce qui se produit lorsque la tension à la sortie de cet étage, qui est la tension de mesure, a pour valeur :

$$v_m = V_1 \cdot \frac{R_{co} + 2R_r}{2R_{co} + \Delta R_c} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}}$$

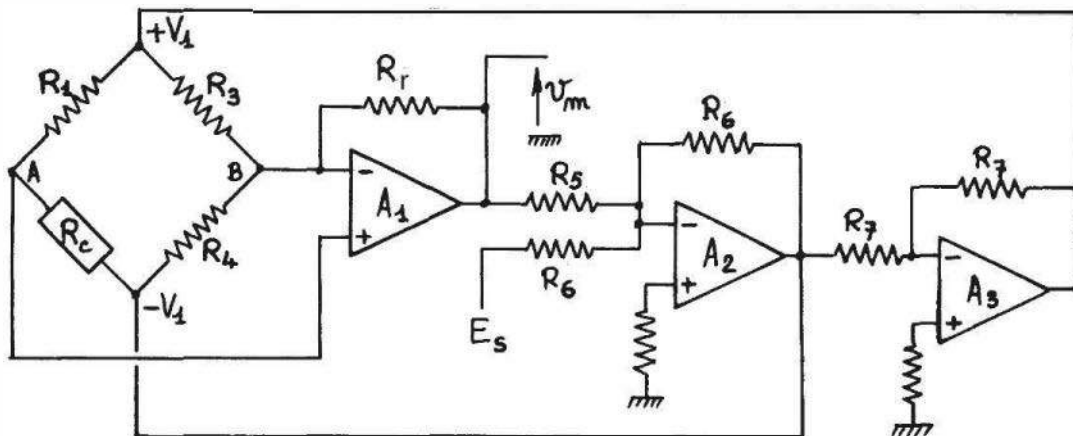


Figure 4.5 – Linéarisation du pont de Wheatstone par double réaction.

Les tensions $\pm V_1$ d'alimentation du pont sont fournies par le sommateur A_2 et l'inverseur A_3 et sont telles que :

$$V_1 = E_s + \frac{R_6}{R_5} v_m$$

Lorsqu'est satisfaite la condition : $\frac{R_6}{R_5} = \frac{R_{co}}{R_{co} + 2R_r}$, la tension de mesure a l'expression linéarisée :

$$v_m = \frac{E_s}{2} \cdot \left(1 + \frac{2R_r}{R_{co}} \right) \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}}$$

4.2.2 Linéarisation analogique en aval de la source du signal

■ 4.2.2.1 Correction de non-linéarité du conditionneur de capteur passif

Lorsque l'on utilise un capteur de mesure unique, par exemple résistif, avec pour conditionneur un pont de Wheatstone ou un montage potentiométrique à alimentation symétrique, la tension délivrée n'est pas fonction linéaire des variations de

résistance du capteur : elle a en effet pour expression :

$$v_m = \frac{E_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{co}}}$$

Le montage représenté *figure 4.6* permet d'obtenir à partir de la tension v_m , une tension v_l qui est fonction linéaire de ΔR_c .

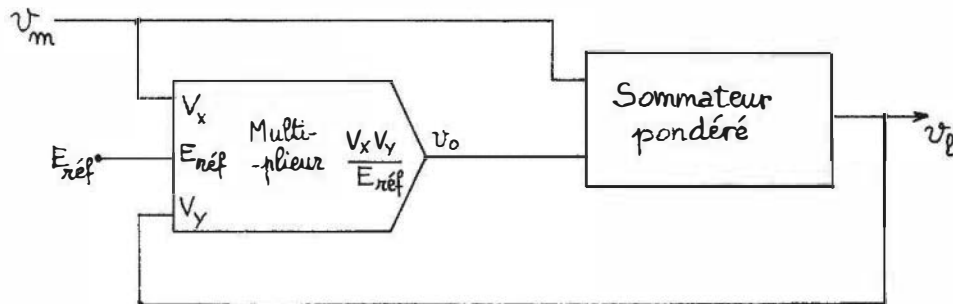


Figure 4.6 – Linéarisation du pont de Wheatstone par un multiplieur en aval.

La tension de sortie du multiplieur est :

$$v_0 = \frac{V_X \cdot V_Y}{E_{ref}} = \frac{v_m \cdot v_l}{E_{ref}}$$

Les gains sur ses deux voies d'entrée étant a et b , le sommateur délivre en sortie :

$$v_l = a v_m + b v_0 = a v_m + b \frac{v_m \cdot v_l}{E_{ref}}$$

$$\text{d'où} \quad v_l = \frac{a v_m}{1 - \frac{b v_m}{E_{ref}}}$$

En remplaçant v_m par son expression, on obtient :

$$v_l = \frac{a E_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{co}} \left[1 - \frac{b}{2} \cdot \frac{E_s}{E_{ref}} \right]}$$

La tension v_l devient fonction linéaire de ΔR_c en éliminant le terme responsable de la non-linéarité par le choix approprié de b , à savoir : $b = 2 E_{ref} / E_s$.

Un autre montage est représenté *figure 4.7* : il présente l'intérêt de fournir une tension de mesure linéarisée v_l indépendante de la tension d'alimentation du pont, et donc de ses fluctuations éventuelles.

Ce montage comporte un amplificateur d'instrumentation de gain unité et un diviseur analogique dont la tension de sortie qui est la tension linéarisée a pour expression en fonction de ses entrées V_N et V_D :

$$v_l = 10 \frac{V_N}{V_D} \quad \text{en volts.}$$

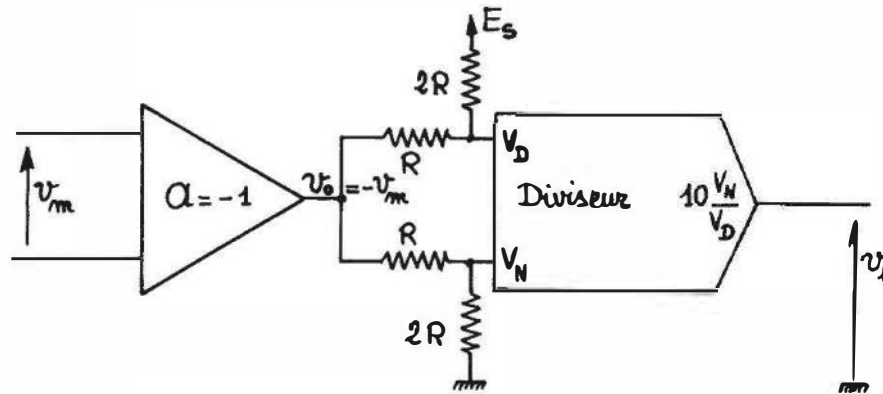


Figure 4.7 – Linéarisation du pont de Wheatstone par un diviseur en aval.

La tension de sortie de l'amplificateur d'instrumentation est :

$$v_0 = -v_m = -\frac{E_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{co}}}$$

En posant R_i , résistance d'entrée en chacune des bornes d'accès du diviseur on obtient :

$$V_N = \frac{2R_i}{3R_i + 2R} \cdot v_0 \quad \text{et} \quad V_D = \frac{2R_i}{3R_i + 2R} \left(\frac{E_s}{2} + v_0 \right)$$

d'où l'on déduit finalement :

$$v_l = 10 \frac{V_N}{V_D} = -10 \cdot \frac{\Delta R_c}{2R_{co}} \quad \text{en volts.}$$

■ 4.2.2.2 Méthodes analogiques générales de linéarisation d'un signal

On considère un capteur actif ou passif, associé dans ce dernier cas à son conditionneur, qui est à l'origine d'une tension de mesure v_m fonction non linéaire du mesurande m auquel il est soumis.

À partir de la courbe d'étalonnage ou d'un tableau des valeurs expérimentales associées de v_m et du mesurande m on établit l'équation représentative :

$$m = a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + \dots + a_n v_m^n.$$

Les $n + 1$ coefficients a_k sont obtenus en résolvant $n + 1$ équations correspondant à $n + 1$ couples de valeurs associées de v_m et de m tirés du tableau ou de la courbe d'étalonnage. Cette détermination n'est d'ailleurs pas unique puisqu'elle dépend des couples particuliers de points choisis. Pour des raisons évidentes de simplicité de la réalisation, on limite le nombre de termes au minimum compatible avec la précision recherchée.

Le dispositif de linéarisation recevant la tension v_m à son entrée doit délivrer en sortie une tension v_l linéarisée c'est-à-dire proportionnelle à m :

$$v_l = A \cdot m$$

soit :

$$v_l = A \cdot (a_0 + a_1 v_m + a_2 v_m^2 + \dots + a_n v_m^n)$$

que l'on écrira :

$$v_l = A_0 + A_1 v_m + A_2 v_m^2 + \dots + A_n v_m^n$$

en posant :

$$A_k = A \cdot a_k.$$

Il en résulte que, d'une façon générale, un dispositif analogique de linéarisation est réalisable par une association de multiplieurs fournissant les termes v_m^k et d'additionneurs pondérés.

La figure 4.8 montre un dispositif de linéarisation satisfaisant à la relation :

$$v_l = A_0 + A_1 v_m + A_2 v_m^2 + A_3 v_m^3 + A_4 v_m^4.$$

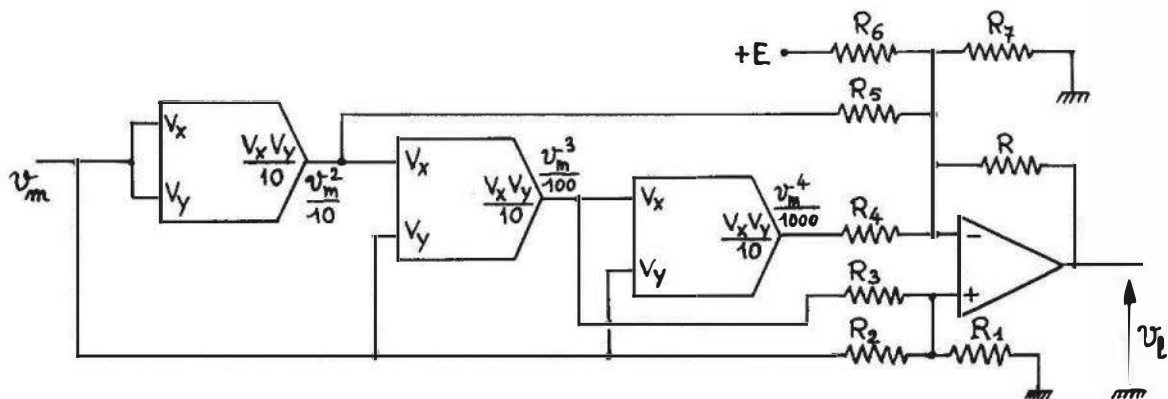


Figure 4.8 – Montage de linéarisation utilisant des multiplieurs et un additionneur pondéré (Doc. Burr-Brown).

L'application du théorème de Millmann aux entrées du sommateur pondéré permet d'établir rapidement la correspondance entre les divers termes A_k et les résistances à employer ; en posant $Y_i = 1/R_i$ on obtient :

$$A_0 = -E \frac{Y_6}{Y} ; \quad A_1 = \frac{Y_2}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \cdot \frac{Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y}{Y} ;$$

$$A_2 = -10^{-1} \cdot \frac{Y_5}{Y} ; \quad A_3 = \frac{10^{-2} \cdot Y_3}{Y_1 + Y_2 + Y_3} \cdot \frac{Y_4 + Y_5 + Y_6 + Y_7 + Y}{Y} ;$$

$$A_4 = -10^{-3} \cdot \frac{Y_4}{Y}.$$

Exemple.

À partir de la courbe d'étalonnage d'un thermocouple Chromel-Constantan, on détermine la relation qui, entre $-100\text{ }^\circ\text{C}$ et $+900\text{ }^\circ\text{C}$, exprime avec une erreur inférieure à $3\text{ }^\circ\text{C}$, la température T ($^\circ\text{C}$) de la jonction de mesure (la jonction de

référence étant à 0 °C) en fonction de la f.é.m. e , en millivolts, qu'il délivre soit (d'après Wong et Ott, références en Bibliographie) :

$$T = -2,69309 + 17,2024 e - 0,186021 e^2 + 0,00295744 e^3 - 0,0000163000 e^4.$$

Un dispositif de linéarisation du type précédemment étudié (*figure 4.8*) délivre en sortie une tension v_l qui, exprimée en millivolts est numériquement égale à T , à condition de prendre pour les divers composants les valeurs suivantes :

$$R_1 : 10,00 \text{ k}\Omega ; \quad R_2 : 1,340 \text{ k}\Omega ; \quad R_3 : 77,97 \text{ k}\Omega$$

$$R_4 : 613,5 \text{ k}\Omega ; \quad R_5 : 5,376 \text{ k}\Omega ; \quad R_6 : 37,13 \text{ k}\Omega$$

$$R_7 : 0,6000 \text{ k}\Omega ; \quad R : 10,00 \text{ k}\Omega ; \quad E : 10 \text{ V}.$$

Lorsque le mesurande peut être exprimé en fonction de v_m par une relation ne comportant qu'un seul terme non linéaire, telle que :

$$m = a_0 + a_1 v_m + a_n v_m^n$$

l'utilisation d'un circuit multifonction s'avère plus économique dès lors que $n > 2$. Un circuit multifonction (AD 433, fabricant Analog Devices) aux entrées duquel sont appliquées les tensions V_X , V_Y , V_Z délivre à sa sortie une tension proportionnelle à $V_Y \cdot (V_Z/V_X)^n$ où la valeur de n est réglée par un rapport de résistances, ce qui permet en outre l'obtention de valeurs non entières de n .

Linéarisation dans une plage limitée

Lorsque la relation $m = f(v_m)$ présente dans le domaine d'utilisation du capteur une plage quasi linéaire dans laquelle la linéarisation ne s'impose pas, cette plage étant suivie ou précédée d'une plage non linéaire, l'utilisation d'un circuit à seuil permet de rendre opérante la linéarisation dans la seule plage où elle est nécessaire. Ainsi par exemple, si pour $v_m > v_{m1}$ le capteur est quasi linéaire :

$$m = a_0 + a_1 v_m$$

le dispositif de linéarisation se réduit dans cette plage à un simple sommateur dont la sortie est :

$$v_l = A \cdot m = A_0 + A_1 v_m.$$

Par contre, pour $v_m < v_{m1}$ le capteur n'est pas linéaire et l'écart par rapport à la partie rectiligne précédente augmente en même temps que $v_{m1} - v_m$; c'est pourquoi les termes correctifs introduits doivent être dans cette plage des fonctions de $v_{m1} - v_m$ soit :

$$m = a_0 + a_1 v_m + \sum_1^n a'_k (v_{m1} - v_m)^k$$

Le dispositif de linéarisation devant fournir en sortie une tension v_l telle que :

$$v_l = A \cdot m$$

soit :

$$v_l = A_0 + A_1 v_m + \sum_1^n A'_k (v_{m_1} - v_m)^k$$

il sera constitué au moyen :

- d'un ou plusieurs sommateurs pondérés ;
- d'un circuit à seuil dont la tension de sortie V est nulle pour $v_m > v_{m_1}$ et proportionnelle à $v_{m_1} - v_m$ lorsque $v_m < v_{m_1}$;
- de multiplieurs ou d'un circuit multifonction à l'entrée desquels est appliquée la tension V délivrée par le circuit à seuil.

La *figure 4.9* représente un dispositif de ce type, utilisant un circuit multifonction et destiné à fournir une tension v_l telle que :

- pour $v_m > v_{m_1}$, $v_l = A_0 + A_1 v_m$
- pour $v_m < v_{m_1}$, $v_l = A_0 + A_1 v_m + A'_1 (v_{m_1} - v_m) + A'_n (v_{m_1} - v_m)^n$.

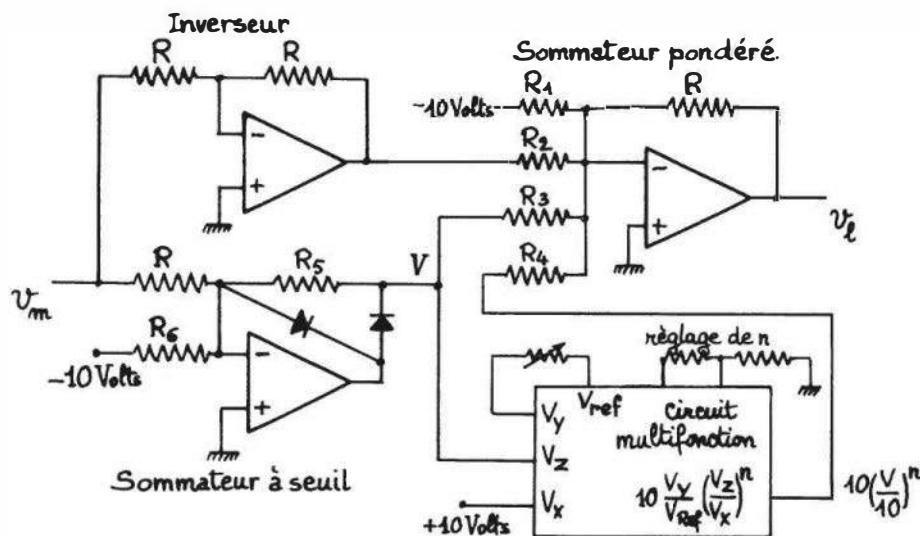


Figure 4.9 – Linéarisation dans une plage limitée à l'aide d'un sommateur à seuil et d'un circuit multifonction (Doc. Analog Devices).

En fonction des éléments constitutifs du dispositif, la tension délivrée a pour expression :

$$v_l = \frac{R}{R_1} 10 + \frac{R}{R_2} v_m - \frac{R}{R_3} V - \frac{R}{R_4} 10 \left(\frac{V}{10} \right)^n$$

où $V = 0$ pour $v_m > v_{m_1}$ avec $v_{m_1} = \frac{R}{R_6} 10$ volts ,

et $V = \frac{R_5}{R} (v_{m_1} - v_m)$ pour $v_m < v_{m_1}$.

Un choix approprié des valeurs des divers composants permet de satisfaire numériquement la relation de linéarisation recherchée.

Linéarisation par segments

De façon générale, la courbe $m = f(v_m)$ peut être décomposée en un nombre limité de segments rectilignes (figure 4.10a), chacun étant représenté par une équation de la forme :

$$m = a_i + b_i v_m$$

qui traduit au plus près la courbe pour v_m compris entre les valeurs limites $v_{m,i}$ et $v_{m,i+1}$; pour une décomposition en quatre segments, comme représenté sur la figure, on a :

$$v_{m3} < v_m \quad m = a_3 + b_3 v_m$$

$$v_{m2} < v_m < v_{m3} \quad m = a_2 + b_2 v_m$$

$$v_{m1} < v_m < v_{m2} \quad m = a_1 + b_1 v_m$$

$$v_m < v_{m1} \quad m = a_0 + b_0 v_m$$

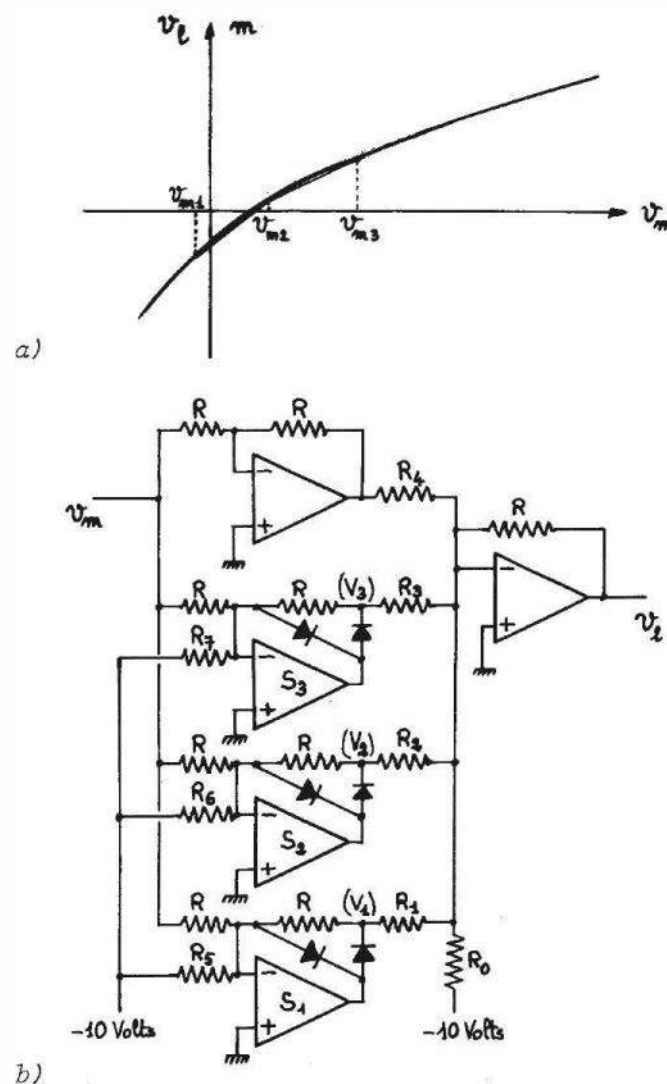


Figure 4.10 – Linéarisation par segments : a) exemple de décomposition en 4 segments de la courbe $m = f(v_m)$; b) montage de principe.

Chaque fois que la valeur de v_m varie au-delà ou en deçà de la valeur limitant un segment, l'expression de la tension linéarisée $v_l = A \cdot m$ est modifiée de façon à traduire l'équation du nouveau segment représentatif. Les diverses modifications sont obtenues au moyen de sommateurs dont les seuils correspondent aux différentes limites $v_{m)i}$ et qui délivrent chacun une tension V_i nulle ou proportionnelle à $v_{m)i} - v_m$ selon que v_m est supérieur ou non au seuil qui lui est imposé.

La *figure 4.10b* représente un dispositif permettant d'effectuer la linéarisation au moyen de quatre segments comme indiqué sur la *figure 4.10a* ; la tension délivrée est de la forme :

$$v_l = A_i + B_i v_m \quad \text{pour} \quad v_{m)i} < v_m < v_{m)i+1}$$

$$\text{avec} \quad A_i = A \cdot a_i \quad \text{et} \quad B_i = A \cdot b_i$$

Les limites des segments étant fixées, les éléments des divers sommateurs à seuil sont choisis de façon que le seuil de chacun d'eux corresponde à une tension limite soit :

$$\begin{aligned} \text{pour } S_3 : \quad \frac{10R}{R_7} = v_{m_3}, & \quad \text{pour } S_2 : \quad \frac{10R}{R_6} = v_{m_2}, \\ \text{pour } S_1 : \quad \frac{10R}{R_5} = v_{m_1} \end{aligned}$$

La tension v_l à la sortie du dispositif de linéarisation a dès lors pour expression :

$$v_l = \frac{R}{R_0} 10 + \frac{R}{R_4} v_m - \frac{R}{R_3} V_3 - \frac{R}{R_2} V_2 - \frac{R}{R_1} V_1$$

les différents cas étant :

$$v_m > v_{m_3} : \quad V_3 = V_2 = V_1 = 0$$

$$v_{m_2} < v_m < v_{m_3} : \quad V_3 = v_{m_3} - v_m, \quad V_2 = V_1 = 0$$

$$v_{m_1} < v_m < v_{m_2} : \quad V_3 = v_{m_3} - v_m, \quad V_2 = v_{m_2} - v_m, \quad V_1 = 0$$

$$v_m < v_{m_1} : \quad V_3 = v_{m_3} - v_m, \quad V_2 = v_{m_2} - v_m, \quad V_1 = v_{m_1} - v_m.$$

L'identification des expressions de la tension v_l , fournie par le dispositif dans chacune des plages de la tension de mesure, à l'équation du segment représentatif permet de déterminer des valeurs satisfaisantes pour les composants du circuit :

$$\frac{10R}{R_0} = A_3 ; \quad \frac{R}{R_4} = B_3 ; \quad \frac{R}{R_3} = B_2 - B_3 ; \quad \frac{R}{R_2} = B_2 - B_1 ; \quad \frac{R}{R_1} = B_1 - B_0$$

4.2.3 Linéarisation numérique

Le calculateur, qui a été programmé à cette fin, établit la correspondance entre les expressions numériques :

- de la tension de mesure v_m délivrée par le convertisseur analogique-numérique (CAN) d'une part ;

- et de la valeur du mesurande m correspondant, dans un système d'unités défini, d'autre part.

Deux méthodes principales permettent d'établir cette correspondance :

- le calcul de m à partir d'une relation analytique $m = f(v_m)$;
- la tabulation d'un ensemble de valeurs de m dans une mémoire adressée à partir de v_m avec, le cas échéant, interpolation linéaire.

Bien que d'une plus grande souplesse que les procédés analogiques, la linéarisation numérique a l'inconvénient d'un temps de réponse plus important qui, sauf cas particulier d'exploitation en temps différé, doit être compatible avec la période d'échantillonnage du système.

■ Linéarisation par calcul

Une expression analytique $m = f(v_m)$ est disponible à partir :

- soit des lois physiques qui régissent le fonctionnement du capteur et de son conditionneur éventuel ;
- soit d'un étalonnage à l'aide de $(n + 1)$ points de référence permettant une représentation par un polynôme d'ordre n , faisant éventuellement l'objet d'une norme (cas des thermocouples § 6.4.1).

Le thermocouple est un exemple de capteur nécessitant une linéarisation dès lors que son domaine d'utilisation s'étend et que la précision exigée s'accroît. La norme définit pour chaque type de thermocouple la correspondance entre la température T de la jonction de mesure et la f.é.m. $e = E^{T, 0^\circ\text{C}}$ délivrée lorsque la jonction de référence est à 0°C . Cette correspondance est traduite analytiquement sous la forme d'un polynôme d'ordre n :

$$T = \sum_{i=0}^{i=7} k_i e^i \quad \text{pour } n = 7$$

ou :

$$T = g_0 + e (g_1 + e (g_2 + e (g_3 + e (g_4 + e (g_5 + e (g_6 + e g_7))))))$$

cette dernière forme étant plus adaptée à un calcul itératif réduisant le temps d'exécution (*figure 4.11*).

La f.é.m. $e = E^{T, 0^\circ\text{C}}$ est déduite du signal de mesure v_m après correction éventuelle des décalages, compensation de soudure froide et compte tenu du gain de la chaîne.

■ Linéarisation par tabulation

Tabulation stricte

Le signal de mesure, numérisé sur n bits par le CAN est utilisé pour pointer l'une parmi $N = 2^n$ cases de la mémoire de tabulation (mémoire morte) dont le contenu est la valeur correspondante du mesurande, également codé sur n bits pour avoir la même résolution. La capacité mémoire C pour une résolution de n bits est donc :

$$C = n \cdot 2^n \text{ bits soit } C = 50 \text{ kbits pour } n = 12.$$

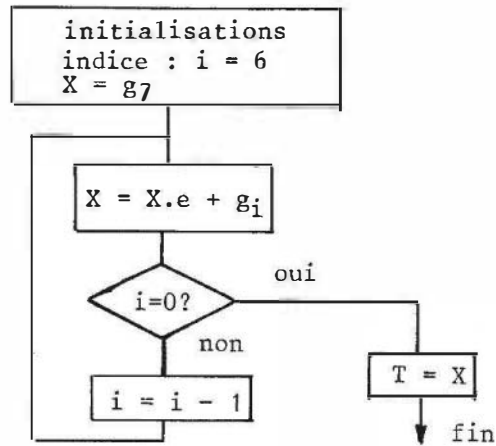


Figure 4.11 – Ordinoigramme de calcul de la température T d'un thermocouple, basé sur un polynôme normalisé.

La capacité C nécessaire devient très rapidement prohibitive : c'est l'inconvénient majeur de cette méthode.

Remarque :

Dans toutes les méthodes utilisant une tabulation, l'utilisation optimale de l'espace mémoire détermine, en général, pour la table, un ensemble d'adresses décalées d'une valeur constante B (base) par rapport aux valeurs numériques de v_m

$$\text{adresse réelle} = B + v_m$$

Tabulation restreinte avec interpolation linéaire

L'intervalle de variation de v_m est découpé en N segments où $N \ll 2^n$, n étant le nombre de bits de v_m numérisé et 2^n étant le nombre de valeurs numérisées possibles pour v_m . Les N segments ont pour limites les $N + 1$ points de correspondance entre signal de mesure et mesurande qui sont tabulés. La capacité de mémoire nécessaire est donc réduite par rapport au cas d'une tabulation globale ($N = 2^n$).

La relation $m = f(v_m)$ est considérée comme linéaire à l'intérieur de chaque segment ; la valeur de m correspondant à un signal v_m quelconque se détermine alors par interpolation linéaire à l'intérieur du segment qui contient cette valeur de v_m .

Il y a lieu ici de distinguer deux cas selon que les divers segments correspondent ou non à des incréments égaux de v_m :

- le premier cas correspond à la procédure la plus simple ;
- le second cas permet de choisir la longueur de chaque segment en sorte que l'écart de linéarité par rapport à la courbe réelle demeure inférieur à une limite imposée par la précision recherchée.

1^{er} cas : les segments successifs correspondent à des incréments constants de v_m .

Les points tabulés successifs sont régulièrement espacés sur l'axe v_m (figure 4.12a) ; l'adresse mémoire d'un point est directement liée au nombre de segments qui séparent ce point du début de la table et constitue une information suffisante pour obtenir la valeur de v_m qui lui correspond. Seule doit alors être mémorisée la suite des valeurs de m correspondant aux limites des segments (table de $N + 1$ mots de n bits).

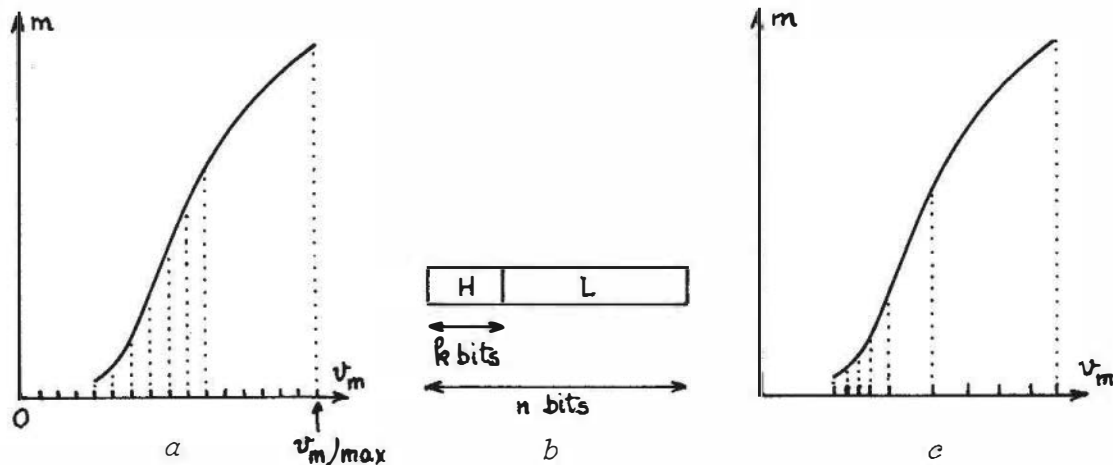


Figure 4.12 – Linéarisation par tabulation restreinte : a) découpage en intervalles égaux de valeur $2^{-4} v_{m,max}$; b) mise en évidence des k bits de poids forts de v_m , qui représentent le numéro de l'intervalle courant ; c) découpage en intervalles inégaux.

Le signal numérisé v_m étant donné sur n bits, on utilise les k bits de poids fort (mot H , figure 4.12b) comme une adresse permettant d'accéder à 2^k valeurs de v_m qui constituent les limites des segments d'interpolation. Il en résulte alors une double contrainte :

- les limites des segments doivent correspondre aux valeurs de v_m dont les $n - k$ bits de poids faible sont nuls ;
- il y a 2^k segments entre la valeur absolue maximale mesurable ($v_{m,max}$) et la valeur zéro, même si cette dernière n'est pas dans l'intervalle des valeurs mesurables.

Disposant des valeurs m_i et m_{i+1} correspondant au début et à la fin du segment d'interpolation (cases adressées respectivement par H et $H + 1$) le microprocesseur effectue l'interpolation linéaire en utilisant la partie basse L du code numérique de v_m :

$$m = m_i + \frac{L}{2^{n-k}}(m_{i+1} - m_i)$$

Outre deux adressages mémoires fournissant m_i et m_{i+1} le calculateur effectue un ensemble d'opérations en général beaucoup plus rapide qu'un calcul analytique. 2^e cas : les segments successifs correspondent à des incréments variables de v_m (figure 4.12c).

Cette méthode a l'avantage du libre choix des segments successifs permettant de minimiser les écarts de linéarité entre la courbe réelle et les segments d'interpolation. Elle présente par contre l'inconvénient d'exiger une double table de $N + 1$ mots de n bits chacune, stockant les $N + 1$ couples de valeurs v_{m_i} et m_i correspondant aux limites des segments ; en outre la procédure de recherche, parmi les N segments, du segment d'interpolation i tel que :

$$v_{m_i} < v_m < v_{m_{i+1}}$$

risque d'être d'une durée prohibitive.

Cette méthode, adaptée quand la vitesse d'exécution n'est pas un facteur déterminant, est utilisable, par exemple, quand la chaîne de mesure est gérée non par microprocesseur mais par un calculateur programmé en langage évolué.

Lorsqu'a été déterminée la valeur de i , l'interpolation linéaire est exécutée :

$$m = m_i + \frac{m_{i+1} - m_i}{v_{m_{i+1}} - v_{m_i}} \cdot (v_m - v_{m_i})$$

L'établissement préalable d'une 3^e table contenant les pentes des segments successifs, soit $\frac{m_{i+1} - m_i}{v_{m_{i+1}} - v_{m_i}}$, permet d'accélérer les calculs.

On donne ici à titre d'exemple, les étapes d'élaboration de la table de linéarisation d'un thermocouple type K avec les conditions suivantes :

– plage de température comprise entre T_{\min} : -240 °C et T_{\max} : $1\ 000$ °C environ ;

– résolution de l'ordre de $0,25$ °C.

L'étendue de variation de la f.é.m. du thermocouple $e = E^{T, 0}$ °C étant plus importante du côté des températures positives, c'est donc la température T_{\max} qui est prise en compte pour évaluer :

– la résolution du convertisseur analogique-numérique : $\frac{1\ 000\text{ °C}}{0,25\text{ °C}} = 4\ 000$ points soit 12 bits ($2^{12} = 4\ 096$ points) +1 bit de signe ;

– le gain G de l'amplificateur.

La tension de mesure maximale $v_{m\max} = G \cdot e_{\max} = G \cdot E^{T_{\max}, 0}$ °C est identifiée à la tension d'entrée pleine échelle du convertisseur soit

$$v_{m\max} = V_{PE} = 5,000\text{ V.}$$

Si l'on utilise les 6 bits de poids fort de la valeur numérique délivrée par le convertisseur pour adresser la table, la gamme $|0, e_{\max}|$ est convertie en $2^k = 64$ intervalles Δe .

Un pas $\Delta e = 640,0\ \mu\text{V}$ permet d'atteindre

$$e_{\max} = 2^k \Delta e = 40,96\text{ mV} \quad \text{dt'o\grave{u}} \quad T_{\max} = 992,1\text{ °C}$$

et on déduit :

$$G = \frac{V_{PE}}{e_{\max}} = 122,07.$$

Les valeurs des températures (positives) à mémoriser sont celles correspondant, pour le thermocouple type K , aux tensions $e = x \cdot \Delta e$ où l'entier x prend les valeurs de 0 (1^{re} case mémoire) jusqu'à 63 (64^e case). Une 65^e valeur, qui est T_{\max} , est également mémorisée dans une 65^e case, car elle est nécessaire pour l'interpolation dans le 64^e segment.

Du côté des températures négatives, 10 segments permettent de couvrir jusqu'à une tension thermocouple $-10 \Delta e = -6\ 400\ \mu\text{V}$, soit $T_{\min} = -249,3$ °C. La table

contient en définitive 75 valeurs de températures, codées ici en binaire sur 2 octets (4 chiffres hexadécimaux), en valeur absolue, et en dixièmes de °C (*tableau 4.1*).

Pour son exploitation, il faut connaître l'adresse réelle B (base de la table) à laquelle correspond, dans le champ mémoire, la valeur nulle de v_m : la valeur hexadécimale 2DBF utilisée comme base dans le *tableau 4.1* est purement arbitraire ; elle permet d'illustrer numériquement les deux exemples du *tableau 4.2* où sont portés :

- la tension e fournie par le thermocouple
- sa valeur v_m après amplification par $G = 122,07$ et qui est la tension d'entrée du CAN
- le code de sortie du CAN (en complément à 2 si négatif)
- son découpage en une partie haute H et une partie basse L
- le code hexadécimal de
 - la partie H cadrée à droite et formatée sur 16 bits par duplication du bit de signe
 - la somme base $+H$ qui est l'adresse du début du segment d'interpolation
- les températures limites $|T_i|$ et $|T_{i+1}|$ du segment d'interpolation exprimées en hexadécimal (*cf. tableau 4.1*) et en décimal
- le résultat de l'interpolation $T = T_i + \frac{\text{valeur de } L}{2^6} (|T_{i+1}| - |T_i|)$

Il est intéressant de remarquer que, du fait de l'utilisation d'un CAN à sortie en complément à 2, la procédure de recherche par les bits de poids forts additionnés à la base B est unique, même lorsque la tension de mesure est négative. Par contre, dans ce cas, il convient de rétablir les signes de T_i et T_{i+1} avant le calcul de l'interpolation, car les valeurs contenues dans le *tableau 4.1* sont des valeurs absolues.

Remarque

Dans le cas de la linéarisation d'un thermocouple dont la jonction de référence (« soudure froide ») est à une température T_{sf} différente de 0 °C il y a lieu de connaître $E^{T_{sf}, 0 \text{ °C}}$ pour le calcul de $E^{T, 0 \text{ °C}}$ par la relation :

$$E^{T, 0 \text{ °C}} = E^{T, T_{sf}} + E^{T_{sf}, 0 \text{ °C}} \quad (\S 6.4.4)$$

La tension de mesure issue du thermocouple a pour valeur, à l'entrée du CAN :

$$v_1 = G \cdot E^{T, T_{sf}} + v_d$$

où v_d est la tension de décalage de la chaîne et G le gain de l'amplificateur. La tension de décalage v_d est mesurée en adressant une voie de la chaîne d'acquisition dont l'entrée est en court-circuit.

On en déduit : $G \cdot E^{T, T_{sf}} = v_1 - v_d$

Une résistance thermométrique placée à la température T_{sf} est montée dans un pont de Wheatstone dont la tension de déséquilibre (v_{sf}) est le signal d'entrée de l'une des voies de la chaîne ; il lui correspond à l'entrée du CAN la tension v_2 :

$$v_2 = G \cdot v_{sf} + v_d \quad \text{soit} \quad G \cdot v_{sf} = v_2 - v_d$$

© Dunod. La photocopie non autorisée est un délit.

Tableau 4.1 – Table de linéarisation avec interpolation linéaire pour un thermocouple type K entre $-249,3\text{ °C}$ et $+992,1\text{ °C}$; l'adresse de base est 2DBF.

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	A	B	C	D	E	F
2DB0						09BD	077E	0637	052E	0448	0377	02B4	01FD	014D	00A4	0000
2DC0	00A1	013F	01DE	0276	0310	03AA	0445	04E1	057F	061D	06BD	075E	07FE	089E	093C	09DA
2DD0	0A76	0B12	0BAD	0C47	0CE0	0D79	0E12	0EAA	0F42	0FDA	1071	1108	119F	1236	12CC	1362
2DE0	13F9	148F	1525	15BB	1651	16E7	177E	1814	18AB	1942	19DA	1A72	1B0A	1EA2	1C3C	1CD5
2DF0	1D6F	1E0A	1EA5	1F41	1FDD	207A	2118	21B6	2255	22F5	2395	2436	24D8	257A	261D	26C1

Tableau 4.2 – Exemple d'exploitation de la table 4.1.

$e = E^{T, 0^{\circ}\text{C}}$ (mV)	25,00	- 2,00
v_m (mV)	3 052	- 244
sortie du CAN : $2^{12} \cdot v_m / V_{PE}$ (en binaire complément à 2)	signe 0 <u>1001 11, 00 0100,</u>	signe 1 <u>1111 00, 11 1000,</u>
découpage en H et L	H L	H L
code hexadécimal de $\begin{cases} H; \text{base}+ H \\ T_i ; T_{i+1} \text{ (}^{\circ}\text{C)} \end{cases}$	0027; 2DE6 177E; 1814	FFFC; 2DBB 02B4; 01FD
valeurs décimales ($^{\circ}\text{C}$) de $\begin{cases} T_i; T_{i+1} \\ T \end{cases}$	601,4; 616,4 602,3	- 69,2; - 50,9 - 53,2

Une table supplémentaire adressée à partir de $G \cdot v_{sf}$ fournit la valeur de $G \cdot E^{T_{sf}, 0^{\circ}\text{C}}$. Le microprocesseur peut dès lors calculer :

$$G \cdot E^{T, 0^{\circ}\text{C}} = v_1 - v_d + G \cdot E^{T_{sf}, 0^{\circ}\text{C}}$$

$G \cdot E^{T, 0^{\circ}\text{C}}$ fournit l'adresse de la table délivrant T .

4.3 Amplification du signal et réduction de la tension de mode commun

4.3.1 La tension de mode commun : définition et origines

Dans un circuit où la tension de mesure v_m est la tension différentielle entre deux conducteurs : $v_m = v_A - v_B$ (figure 4.13), la tension de mode commun v_{MC} représente la valeur de tension commune à v_A et v_B et qui n'est support d'aucune information ; en posant :

$$v_{MC} = \frac{v_A + v_B}{2}$$

on peut écrire :

$$v_A = v_{MC} + \frac{v_m}{2} \quad v_B = v_{MC} - \frac{v_m}{2}$$

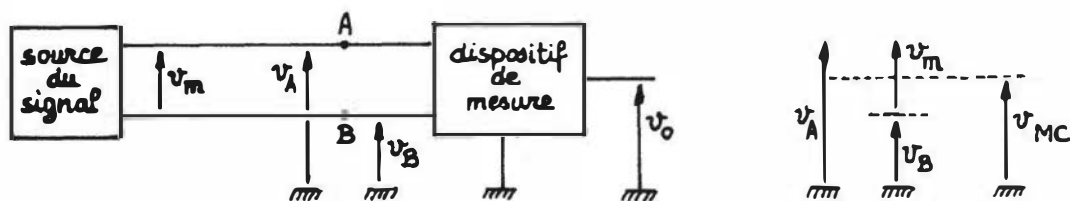


Figure 4.13 – Définition générale des tensions différentielle et de mode commun.

La tension de mode commun v_{MC} peut être très supérieure au signal v_m et dans certains cas, l'expérimentateur ne la connaît pas avec précision. Un des problèmes

les plus importants en instrumentation est l'élimination ou **réjection du mode commun** afin d'obtenir et pouvoir traiter dans l'installation de mesure un signal proportionnel à v_m et donc indépendant de v_{MC} .

■ Tension de mode commun due à l'alimentation

Le cas se présente lorsque la tension de mesure est la tension différentielle entre deux points dont le potentiel comporte un terme commun déterminé par la valeur de la tension d'alimentation.

Ainsi pour un pont de Wheatstone (figure 4.14) constitué de 3 résistances fixes R_0 et d'un capteur de résistance $R_c = R_0 + \Delta R_c$ on a, lorsque $\Delta R_c \ll R_0$:

$$v_A = \frac{E_s}{2} + \frac{E_s \Delta R_c}{4 R_0}, \quad v_B = \frac{E_s}{2};$$

Lorsque, par exemple :

$$E_s = 20 \text{ V} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta R_c}{R_0} = 10^{-2}$$

la tension de mode commun v_{MC} est pratiquement égale à : $\frac{E_s}{2} = 10 \text{ V}$,
la tension de mesure, tension différentielle, est :

$$v_m = \frac{E_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_0} = 5 \cdot 10^{-2} \text{ V.}$$

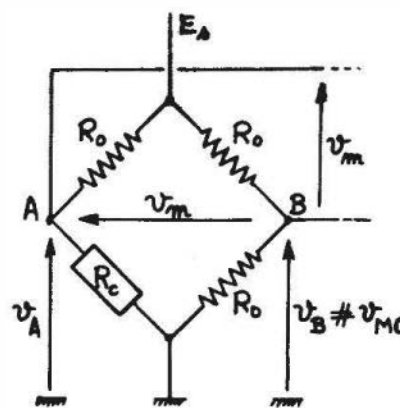


Figure 4.14 – Tensions différentielle et de mode commun dans le cas du pont de Wheatstone.

■ Tension de mode commun de masse

Entre deux points de mise à la masse éloignés existent en général :

- une impédance de masse Z_M de l'ordre de l'ohm ;

- une f.é.m. de masse e_M qui a pour origines principales les inductions électromagnétiques (50 Hz) et la circulation de courants de retour des diverses installations. Les distances entre points de mise à la masse pouvant atteindre des centaines de mètres dans les installations industrielles, la f.é.m. de masse peut être supérieure à plusieurs dizaines de volts.

Lorsque la source du signal (e_c , R_c) qui est reliée à la masse au point M_c est distante de l'installation de mesure dont la masse est fixée en M_i , la f.é.m. de masse e_M entre M_c et M_i établit pour l'installation de mesure une tension de mode commun (figure 4.15).

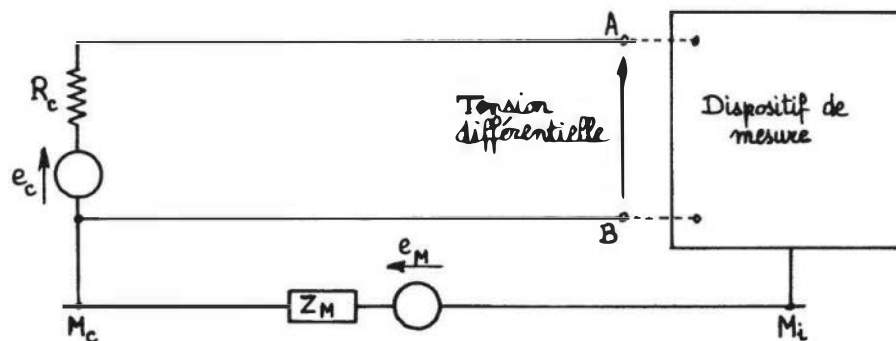


Figure 4.15 – Schéma électrique équivalent du circuit de mesure en présence d'une f.é.m. de masse.

Aux extrémités A et B de la liaison on a, en circuit ouvert, par rapport à la masse M_i de l'installation de mesure :

$$v_B = e_M, \quad v_A = e_M + e_c \quad \text{avec habituellement} \quad e_c \ll e_M$$

soit :

$$v_{MC} = e_M \quad \text{et} \quad v_m = e_c.$$

4.3.2 Amplificateur différentiel et taux de réjection du mode commun

Lorsque le signal apparaît comme tension différentielle aux extrémités d'une liaison, son traitement par un amplificateur différentiel s'impose.

Un amplificateur différentiel (figure 4.16) peut être considéré comme constitué :

- de deux voies amplificatrices, une voie inverseuse de gain $-A_1$ dont l'entrée est marquée $-$ et une voie non inverseuse de gain A_2 dont l'entrée est marquée $+$; les valeurs A_1 et A_2 devant être, ainsi qu'on l'établira, aussi proches que possible l'une de l'autre;
- d'un sommateur additionnant les tensions fournies par chacune des voies précédentes et dont la sortie est celle de l'amplificateur différentiel.

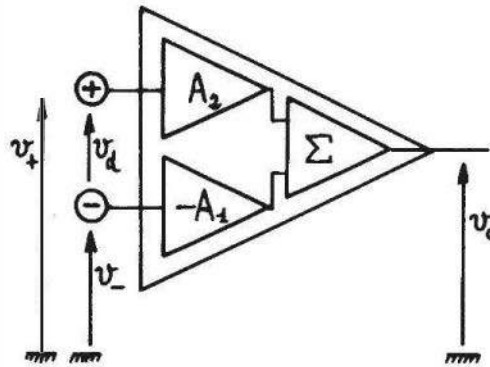


Figure 4.16 – Structure de l'amplificateur différentiel.

La tension de sortie v_0 de l'amplificateur différentiel a pour expression en fonction des tensions v_+ et v_- appliquées respectivement à ses entrées + et –

$$v_0 = A_2 v_+ - A_1 v_-$$

soit, en fonction de $v_{MC} = \frac{v_+ + v_-}{2}$ et $v_d = v_+ - v_-$,

$$v_0 = \frac{A_1 + A_2}{2} \cdot v_d + (A_2 - A_1) \cdot v_{MC}.$$

Le gain différentiel est :

$$A_d = \frac{A_1 + A_2}{2},$$

le gain de mode commun est :

$$A_{MC} = A_2 - A_1.$$

La tension de sortie de l'amplificateur différentiel dépend d'autant moins de la tension de mode commun que les gains des deux voies sont, au signe près, plus voisins. La tension de sortie peut être écrite sous la forme :

$$v_0 = A_d \left(v_d + \frac{A_{MC}}{A_d} \cdot v_{MC} \right)$$

soit en posant : $\tau_r = A_d/A_{MC}$, **taux de réjection du mode commun**,

$$v_0 = A_d \left(v_d + \frac{1}{\tau_r} \cdot v_{MC} \right).$$

La réduction en sortie de l'influence de la tension de mode commun est d'autant mieux assurée que le taux de réjection τ_r est plus important.

□ **Conditions d'utilisation de l'amplificateur différentiel**

Vu de ses deux bornes d'entrée, l'amplificateur différentiel présente les impédances suivantes :

- l'impédance de mode commun Z_{MC} , entre chacune des bornes d'entrée et la masse de l'amplificateur ;

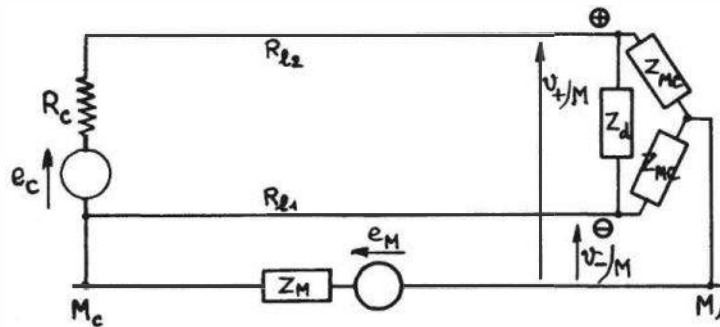


Figure 4.17 – Circuit déterminant les tensions d'entrée de l'amplificateur résultant de la f.é.m. de masse.

- l'impédance différentielle Z_d entre les deux bornes d'entrée.

La f.é.m. de masse e_M provoque l'apparition de tension $v_{+/M}$ et $v_{-/M}$ aux bornes d'entrée de l'amplificateur (figure 4.17).

Compte tenu des résistances R_{l1} et R_{l2} des deux fils de liaison de la source du signal aux entrées de l'amplificateur un calcul simple montre que :

- la liaison doit être équilibrée : $R_{l2} + R_c = R_{l1}$ de façon que les tensions $v_{+/M}$ et $v_{-/M}$ soient égales ; dans ce cas, $v_{+/M}$ et $v_{-/M}$ sont des tensions de mode commun et sont réduites en sortie par le taux de réjection τ_r de l'amplificateur. Dans le cas contraire, la différence $v_{+/M} - v_{-/M}$ est amplifiée comme tension différentielle ;
- les impédances d'entrée doivent être très grandes :

$$|Z_d| \quad \text{et} \quad |Z_{MC}| \gg R_c, R_{l1}, R_{l2}$$

- ceci, afin que l'on ait :

$$v_{+/M} = v_{-/M} = e_M \quad \text{et} \quad v_d = e_c,$$

- les tensions d'entrée étant alors indépendantes des impédances de source, de liaison et de leurs variations éventuelles.

4.3.3 Amplificateur d'instrumentation

C'est un module amplificateur différentiel, circuit intégré ou hybride, adapté au traitement de signaux en présence de tensions de mode commun relativement importantes. Les courants de polarisation des étages d'entrée aux bornes + et – devant pouvoir se fermer à la masse de l'amplificateur, il doit exister une liaison ohmique entre ces bornes d'entrée et la masse de l'amplificateur (figure 4.18).

Il en résulte que la tension de mode commun applicable à ces entrées se trouve limitée à des valeurs qui doivent être légèrement inférieures aux tensions d'alimentation de l'amplificateur (une dizaine à quelques dizaines de volts selon les cas).

Les caractéristiques générales des amplificateurs d'instrumentation sont indiquées ci-après, avec mention des ordres de grandeur.

- Gain différentiel réglable : de 1 à 10^4 jusqu'à quelques 10^2 Hz , il décroît ensuite à fréquence croissante.

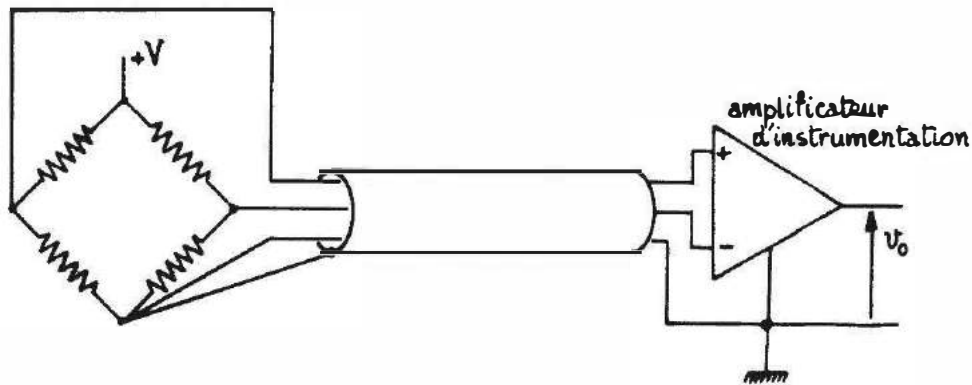


Figure 4.18 – Liaison d'un pont de Wheatstone à un amplificateur d'instrumentation.

- Impédances d'entrée très élevées ($10^{10} \Omega$ en parallèle avec quelques pF) permettant de réduire l'influence de la résistance de source et d'un déséquilibre des résistances vues des entrées inverseuse et non inverseuse.
- Impédance de sortie très faible ($0,1 \Omega$) réduisant l'influence de la charge sur le gain.
- Courants de polarisation des entrées très faibles (de quelques pA à quelques nA selon le type d'amplificateur) afin de minimiser les variations des tensions d'entrée causées par des variations des résistances de source ou de liaison.
- Grande stabilité thermique des performances ($0,0015 \text{ } \%/^{\circ}\text{C}$ par exemple pour le gain différentiel) afin d'éviter des dérives de la sortie indiscernables du signal.
- Taux de réjection de mode commun τ_r , élevé : par exemple 10^5 soit 100 dB en continu ou à 50 Hz, il diminue aux fréquences hautes.

La tension de sortie v_0 de l'amplificateur d'instrumentation a pour expression :

$$v_0 = A_d \left(v_d + \frac{1}{\tau_r} \cdot v_{MC} \right)$$

$$\text{où } v_d = v_+ - v_- \quad \text{et} \quad v_{MC} = \frac{v_+ + v_-}{2}.$$

Dans des ensembles d'acquisition de données issues de plusieurs capteurs on peut associer à chacun de ces derniers un amplificateur d'instrumentation dont le gain est fixé en fonction du niveau moyen du signal délivré et qui est localisé à proximité du capteur. Ceci permet la transmission d'un signal de haut niveau, réduisant l'influence des parasites qui s'y superposent au cours de la transmission et évitant d'effectuer le multiplexage à bas niveau (*figure 4.19*).

Une autre solution consiste à utiliser un amplificateur d'instrumentation à gain programmable (A.G.P.). Ce dernier, placé après le multiplexeur, a un gain réglable par commutation de résistances afin d'être adapté au niveau du signal fourni par chaque capteur (*figure 4.20*). Une commande par circuit logique permet à la fois le choix de la voie scrutée par le multiplexeur et la fixation de la valeur appropriée du gain de l'amplificateur.

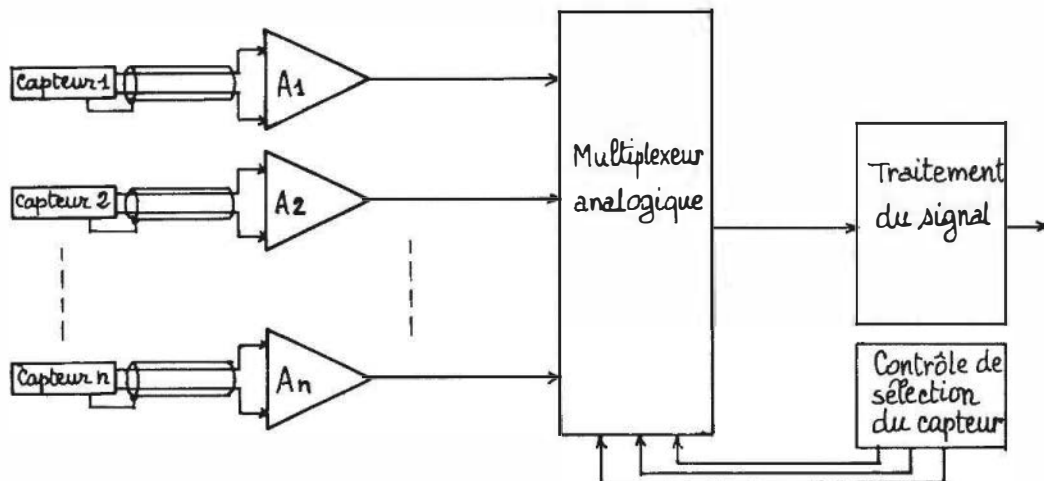


Figure 4.19 – Multiplexage des voies après amplification des signaux.

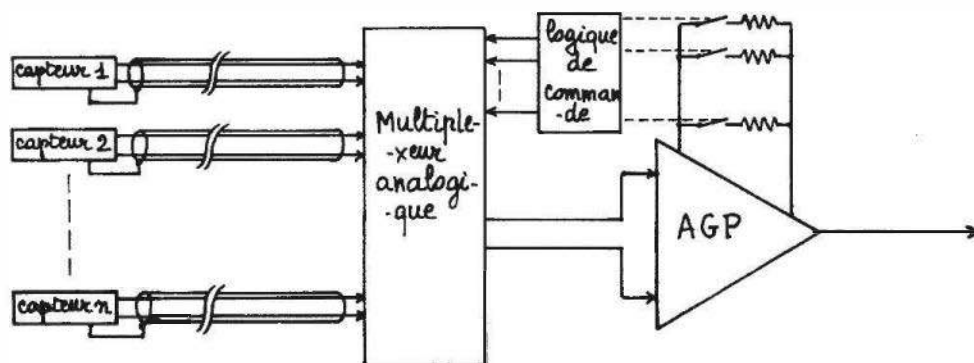


Figure 4.20 – Multiplexage des voies préalable à l'amplification des signaux.

4.3.4 Amplificateur d'isolement

La limitation de la tension de mode commun applicable à un amplificateur d'instrumentation est due à la nécessité d'assurer une liaison de retour vers la masse de l'amplificateur, des courants de polarisation des étages d'entrée auxquels se trouve reliée la source du signal.

L'amplificateur d'isolement permet d'augmenter considérablement la valeur maximale de la tension de mode commun en assurant un isolement galvanique entre d'une part ses circuits d'entrée, raccordés à la source du signal et d'autre part le circuit de sortie relié à la suite de la chaîne de mesure, à l'alimentation et à leur masse commune.

L'amplificateur d'isolement est donc constitué (figure 4.21) :

- d'un étage A_1 , dont l'entrée est un amplificateur opérationnel ou d'instrumentation, alimenté par une source flottante et dont le point commun C_1 désigné comme « garde » est relié à la masse de la source du signal ;
- d'un étage A_2 dont le point commun C_2 est relié à la masse commune de l'ensemble de traitement en aval et de gain unité.
- d'une barrière d'isolement qui rompt toute liaison ohmique entre les étages A_1 et A_2 tout en permettant le transfert du signal entre ces étages par couplage élec-

tromagnétique (transformateur) ou optoélectrique (diode électroluminescente – photodiode).

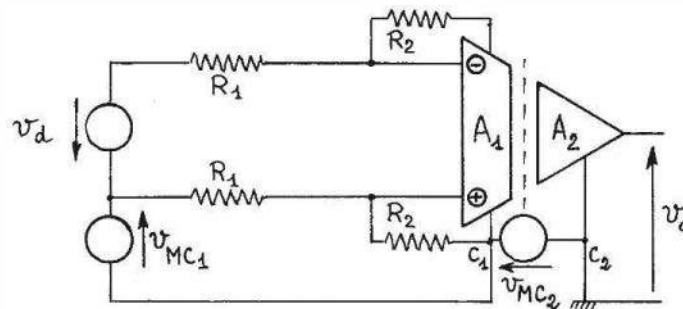


Figure 4.21 – Schéma de principe d'un amplificateur d'isolement dont l'étage d'entrée est un amplificateur opérationnel en montage différentiel de gain $A_d = R_2/R_1$.

La tension de mode commun v_{MC1} par rapport au point commun C_1 du circuit d'entrée est, comme pour tout amplificateur, limitée à une dizaine de volts et elle se trouve d'autant plus réduite en sortie que le taux de réjection τ_{r1} de ce mode commun est plus élevé.

La tension de mode commun v_{MC2} par rapport au point commun C_2 encore dite tension d'isolement, est celle appliquée à la barrière d'isolement : elle peut atteindre plusieurs milliers de volts et est d'autant plus atténuée en sortie que τ_{r2} , taux de réjection de la tension d'isolement est plus élevé. La tension de sortie v_0 d'un amplificateur d'isolement de gain différentiel A_d est donc de la forme :

$$v_0 = A_d \left(v_d + \frac{1}{\tau_{r1}} \cdot v_{MC1} \right) + \frac{1}{\tau_{r2}} \cdot v_{MC2}$$

les ordres de grandeur étant :

$$\tau_{r1} \cong 100 \text{ dB} \quad \text{et} \quad \tau_{r2} \cong 160 \text{ dB.}$$

L'amplificateur d'isolement trouve ses applications quand le signal e_c est superposé à une tension de mode commun très élevée (figure 4.22a) ou quand, pour des raisons de sécurité par exemple, la source du signal doit être isolée de la chaîne de traitement (figure 4.22b).

4.4 Détection de l'information

Les conditionneurs de capteurs passifs délivrent dans un certain nombre de cas (§ 3.5) une tension de mesure v_m qui est modulée par les variations Δm du mesurande. On se propose ici de décrire succinctement les méthodes qui permettent d'extraire de cette tension modulée l'information c'est-à-dire un signal électrique qui soit à l'image des seules variations du mesurande.

4.4.1 Tension de mesure modulée en amplitude avec conservation de la porteuse

Dans ce cas, l'évolution dans le temps de la valeur de crête de la tension de mesure reproduit exactement les variations Δm du mesurande (figure 3.27) ; ainsi par

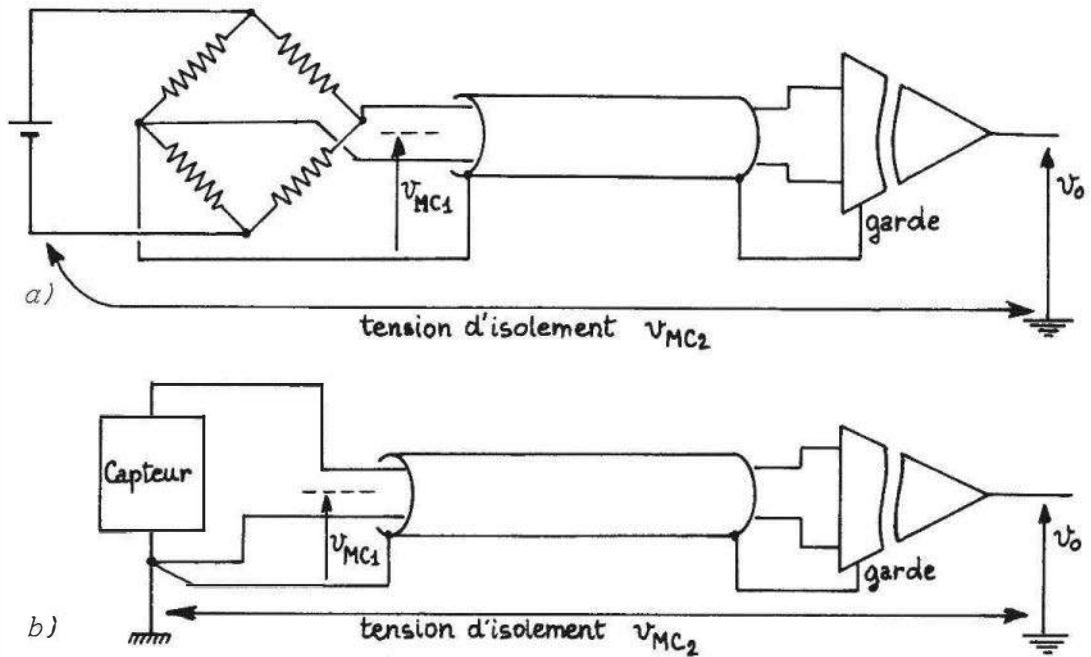


Figure 4.22 – Exemples d'utilisation de l'amplificateur d'isolement.

exemple lorsque la tension de la source d'alimentation est sinusoïdale, de pulsation ω_s , on a :

$$v_m = E_s (1 + k \Delta m) \cos \omega_s t.$$

Un détecteur de crête, dont les éléments de base sont une diode et un ensemble $R - C$ (figure 4.23) délivre une tension v_0 qui a pour expression :

$$v_0 = \eta E_s (1 + k \Delta m)$$

où η est le rendement de détection ($0 < \eta < 1$).

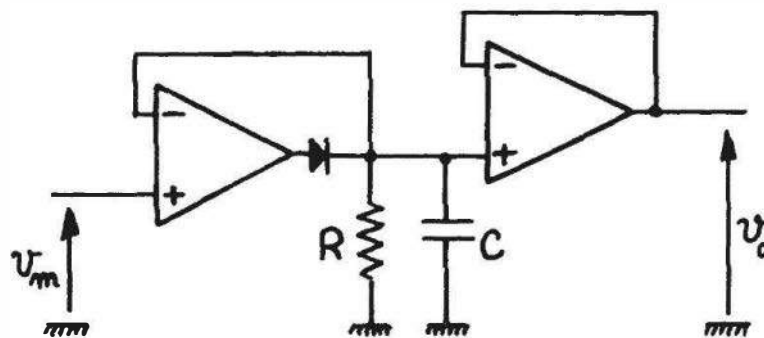


Figure 4.23 – Montage d'un détecteur de crête.

Une valeur de η proche de l'unité est obtenue lorsque la fréquence de coupure f_c de l'ensemble $R - C$, ($f_c = 1/2 \pi RC$) est telle que la fréquence porteuse f_s soit dans la bande atténuée alors que le spectre du signal, d'extension f_M , est compris dans la bande passante :

$$f_M \ll \frac{1}{2 \pi RC} \ll f_s.$$

La composante continue de la tension détectée, ηE_s , peut être éliminée soit par filtrage passe-haut, soit à l'aide d'un montage soustracteur si sa valeur a été déterminée par une mesure préalable lorsque $\Delta m = 0$.

4.4.2 Tension de mesure modulée en amplitude avec suppression de la porteuse

La valeur de crête de la tension de mesure n'ayant pas, dans ce cas, une variation semblable à celle du mesurande, l'utilisation d'un détecteur de crête n'est pas justifiée. Le dispositif approprié est le détecteur synchrone (figure 4.24), ainsi désigné car il fait appel à une tension dite de référence, qui est synchrone de la f.é.m. de la source alimentant le conditionneur.

La détection de l'information contenue dans les bandes latérales s'opère en deux temps :

- translation de fréquence ramenant l'information des bandes latérales dans son domaine de fréquence propre : c'est l'opération inverse de la modulation et elle est réalisée par multiplication de la tension de mesure et de la tension de référence ;
- séparation par filtrage passe-bas du signal support de l'information et des autres tensions apparues à la sortie du multiplieur.

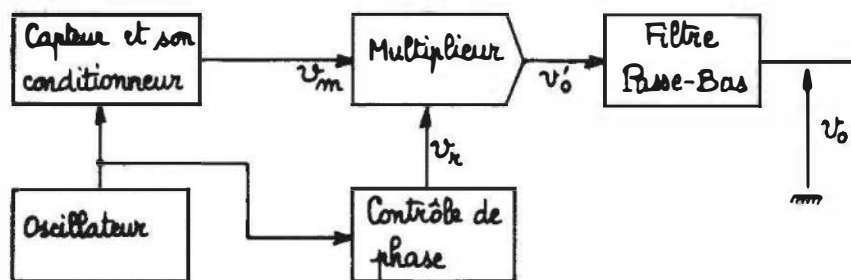


Figure 4.24 – Schéma synoptique d'un détecteur synchrone.

On traite ici le cas relativement simple mais fréquent où le conditionneur est alimenté par une source de tension sinusoïdale, le raisonnement et les résultats se généralisant facilement au cas d'une source de tension périodique mais non sinusoïdale.

La tension de mesure v_m a une expression de la forme :

$$v_m = k \Delta m \cdot E_s \cos \omega_s t$$

où, par exemple, $k = S/2R_{co}$ pour un pont de Wheatstone à deux capteurs résistifs, de sensibilité S , fonctionnant en push-pull.

La tension de référence v_r , synchrone de la source est :

$$v_r = E_r \cos \omega_s t.$$

Le multiplieur délivre une tension $v'_0 = \frac{1}{E} \cdot v_m \cdot v_r$, E étant une tension caractéristique du multiplieur (on a souvent $E = 10 \text{ V}$) :

$$v'_0 = \frac{k E_s E_r}{E} \cdot \Delta m \cos^2 \omega_s t$$

soit :

$$v'_0 = A \cdot \Delta m + A \cdot \Delta m \cos 2\omega_s t$$

en posant :

$$A = \frac{k E_s E_r}{2E}$$

Le rôle du filtre passe-bas est de séparer le premier terme, $A \cdot \Delta m$, qui est l'information cherchée, du second terme $A \cdot \Delta m \cos 2\omega_s t$: ceci ne pose pas de problème à condition que la fréquence maximale f_M du spectre du mesurande soit très inférieure à f_s , fréquence porteuse.

Quand il y a un déphasage ψ entre la tension de mesure et la tension de référence soit :

$$v_m = k \Delta m E_s \cos \omega_s t \quad \text{et} \quad v_r = E_r \cos(\omega_s t + \psi)$$

la tension de sortie du multiplieur est :

$$v'_0 = \frac{k E_s E_r}{E} \cdot \Delta m \cdot \cos \omega_s t \cdot \cos(\omega_s t + \psi)$$

soit :

$$v'_0 = A \cdot \cos \psi \cdot \Delta m + A \cdot \Delta m \cos(2\omega_s t + \psi)$$

Le terme $A \cos \psi \Delta m$, support de l'information, et qui est isolé par filtrage, a son amplitude réduite par le facteur $\cos \psi$: il s'annule donc lorsque $\psi = \pi/2$.

Cas où l'impédance du capteur est complexe

Cette situation se présente en particulier lorsque l'impédance du capteur comporte un terme résistif et un terme réactif dépendant tous deux du mesurande : par exemple, capteur inductif de déplacement dont le noyau mobile est le siège de pertes magnétiques fonctions de sa position. La tension de mesure qui comprend alors un terme en phase et un terme en quadrature avec la tension d'alimentation du conditionneur a une expression de la forme :

$$v_m = k_1 \Delta m E_s \cos \omega_s t + k_2 \Delta m E_s \sin \omega_s t$$

La détection synchrone permet de mesurer séparément chacun des termes de l'expression de v_m , en effet :

- si l'on multiplie v_m par $v_r = E_r \cos \omega_s t$, on obtient, après filtrage passe-bas de la tension de sortie du multiplieur, le terme $k_1 \frac{E_s E_r}{2E} \cdot \Delta m$,
- alors que la multiplication par $v'_r = E_r \sin \omega_s t$ permet d'obtenir le terme $k_2 \frac{E_s E_r}{2E} \cdot \Delta m$.

4.4.3 Tension de mesure modulée en fréquence

Les dispositifs destinés à extraire l'information contenue dans une tension qu'elle a modulée en fréquence font appel à l'une des trois méthodes suivantes :

- conversion de la modulation de fréquence en modulation d'amplitude au moyen de montages (discriminateurs) employant des circuits antirésonnants et détection de cette modulation d'amplitude ;
- conversion de la tension modulée en impulsions synchrones c'est-à-dire de même fréquence instantanée dont on mesure soit la tension moyenne soit la fréquence ;
- asservissement de phase d'un oscillateur commandé par tension au signal modulé en fréquence : la tension de commande de l'oscillateur varie comme l'information modulante.

■ Discriminateurs à circuits antirésonnants

La réponse en amplitude et phase d'un circuit antirésonnant dépend de la différence entre sa fréquence d'accord (F_{ar}) et la fréquence (F) du signal qui lui est appliqué. En décalant convenablement F_{ar} et F_o , fréquence centrale du signal, la variation d'amplitude de la tension aux bornes du circuit oscillant est approximativement proportionnelle à la variation de fréquence du signal c'est-à-dire à l'information qui l'a modulé (figure 4.25).

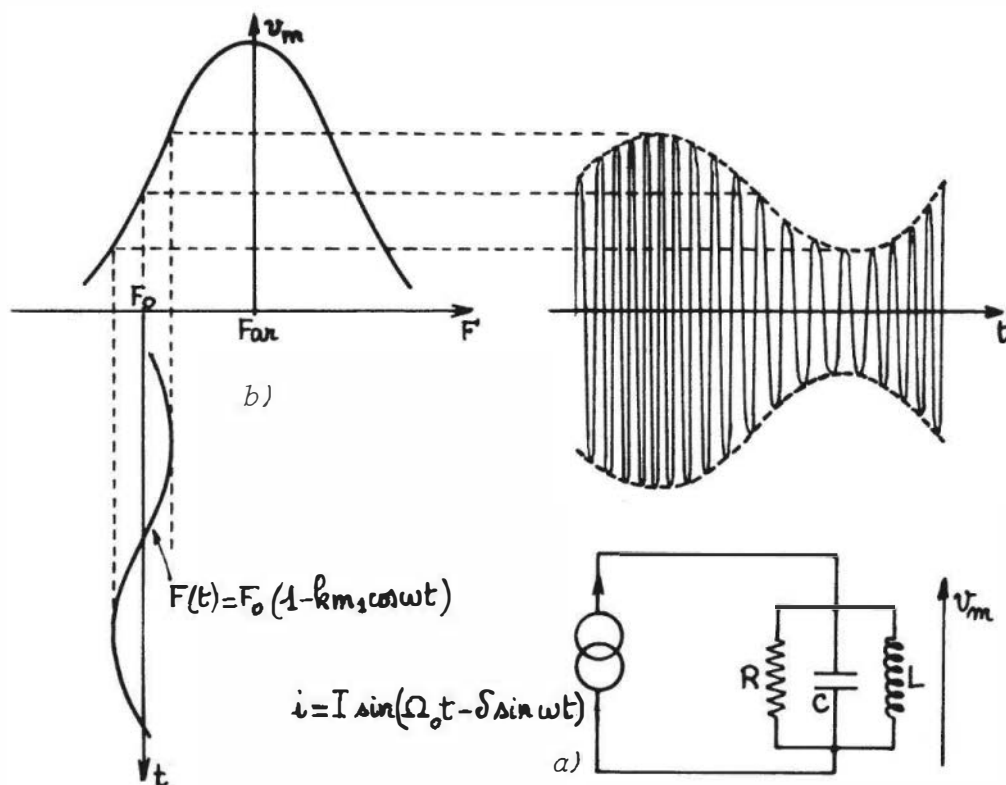


Figure 4.25 – Discriminateur à circuit antirésonnant : a) schéma de principe ; b) interprétation graphique du fonctionnement.

L'emploi de deux circuits dont les fréquences d'accord sont décalées de part et d'autre de F_o permet une amélioration de la linéarité de la conversion fréquence-amplitude.

■ Génération d'impulsions synchrones de la tension de mesure

Diverses méthodes permettent d'obtenir une impulsion d'amplitude et de durée fixes pour chaque période de la tension modulée : par exemple,

- amplification de la tension avec écrêtage puis différentiation et redressement simple alternance ;
- basculement d'un comparateur lorsque la tension de mesure devient égale à une tension de référence et déclenchement d'un monostable par l'un des fronts de la tension de sortie du comparateur. La fréquence de ces impulsions ou leur valeur moyenne lorsqu'elles sont de polarité constante sont des fonctions linéaires du signal modulant, qui est l'information cherchée.

■ Asservissement de phase d'un oscillateur (en anglais : Phase Locked Loop - P.L.L.)

Le dispositif (figure 4.26) comporte généralement :

- un comparateur de phase recevant sur ses entrées, d'une part la tension de mesure : $v_m = E_m \sin \Phi_m(t)$ et d'autre part la tension v_l délivrée par un oscillateur local : $v_l = E_l \cos \Phi_l(t)$; le comparateur de phase fournit en sortie une tension v_d qui est fonction de la différence des phases des tensions d'entrée ;
- un filtre passe-bas ;
- un amplificateur, de gain A , dont la tension de sortie v_c commande la fréquence de l'oscillateur local ;
- un oscillateur local de fréquence F_l , fonction linéaire de la tension de commande v_c :

$$\Omega_l = 2\pi F_l = \Omega_1 + K_c \cdot v_c$$

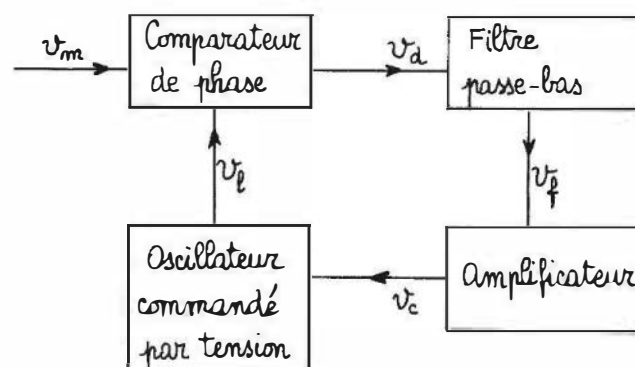


Figure 4.26 – Schéma synoptique de la boucle d'asservissement de phase d'un oscillateur.

Afin de mettre en évidence la possibilité de détecter la modulation de fréquence à l'aide de ce dispositif, on suppose remplies les conditions suivantes :

- la tension de sortie du comparateur de phase est proportionnelle à la différence des phases des tensions d'entrée :

$$v_d = K_d \cdot [\Phi_m(t) - \Phi_l(t)]$$

– le spectre de fréquence de cette tension est compris dans la bande passante du filtre passe-bas.

On considère d'abord le cas où la tension d'entrée v_m est de pulsation Ω_0 et de déphasage θ_0 constants :

$$v_m = E_m \sin \Phi_m(t) = E_m \sin(\Omega_0 t + \theta_0)$$

La tension de commande v_c de l'oscillateur a pour expression :

$$v_c = AK_d [\Phi_m(t) - \Phi_l(t)] = AK_d [\Omega_0 t + \theta_0 - \Phi_l(t)]$$

La fréquence de l'oscillateur se stabilise dès lors que v_c est constant ce qui n'a lieu qu'à condition que :

$$\Phi_l(t) = \Omega_0 t + \theta_1.$$

L'oscillateur est alors dit « verrouillé » sur la fréquence du signal incident et la tension v_c satisfait aux deux équations :

- à la sortie de l'amplificateur : $v_c = A K_d (\theta_0 - \theta_1)$
- pour la commande de l'oscillateur : $\Omega_0 = \Omega_1 + K_c v_c$.

On en déduit la valeur du déphasage entre signal incident et tension de sortie de l'oscillateur :

$$\theta_0 - \theta_1 = \frac{\Omega_0 - \Omega_1}{A K_d K_c}$$

Lorsque la tension d'entrée précédemment considérée est modulée en fréquence par un mesurande à variation sinusoïdale $\Delta m = m_1 \cos \omega t$ son expression devient :

$$v_m = E_m \sin(\Omega_0 t - \delta \sin \omega t + \theta_0)$$

où :

$$\delta = k \frac{\Omega_0}{\omega} m_1 \quad (\S 3.4.1)$$

soit encore :

$$v_m = E_m \sin \{ \Omega_0 t + \Psi_m(t) + \theta_0 \}$$

en posant :

$$\Psi_m(t) = -\delta \sin \omega t.$$

Pareillement, la tension délivrée par l'oscillateur peut être écrite dans ce cas :

$$v_l = E_l \sin \{ \Omega_0 t + \Psi_l(t) + \theta_1 \}$$

$\Psi_l(t)$ étant sinusoïdal comme $\Psi_m(t)$, on utilise la notation complexe :

$$\Psi_m(t) \rightarrow \Psi_m(\omega) e^{j\omega t}, \quad \Psi_l(t) \rightarrow \Psi_l(\omega) e^{j\omega t},$$

$$\frac{d \Psi_l(t)}{d t} \rightarrow j\omega \Psi_l(\omega) e^{j\omega t}$$

La modulation de fréquence entraîne :

- une variation Δv_d de la tension de sortie du comparateur de phase :

$$\Delta v_d = K_d \Delta \Psi = K_d \{ \Psi_m(\omega) - \Psi_l(\omega) \}$$

d'où il résulte :

- une variation Δv_c de la tension de commande de l'oscillateur :

$$\Delta v_c = A \Delta v_d = A K_d \{ \Psi_m(\omega) - \Psi_l(\omega) \}$$

- ainsi qu'une variation de la pulsation instantanée de l'oscillateur :

$$j\omega \Psi_l(\omega) = K_c \Delta v_c = AK_d K_c \{ \Psi_m(\omega) - \Psi_l(\omega) \}$$

On en déduit :

$$\frac{\Psi_l(\omega)}{\Psi_m(\omega)} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{K}} \quad \text{où} \quad K = AK_d K_c \quad \text{et} \quad \frac{\Delta \Psi(\omega)}{\Psi_m(\omega)} = \frac{1}{1 - j\frac{K}{\omega}}$$

Revenant aux expressions temporelles des diverses phases on a :

$$\Delta \Psi(t) = \frac{-1}{\sqrt{1 + \frac{K^2}{\omega^2}}} \cdot \delta \sin \left(\omega t + \text{Arc tg} \frac{K}{\omega} \right)$$

Dans l'hypothèse où $\frac{K}{\omega} \gg 1$

$$\Delta \Psi(t) = -\frac{\omega}{K} \cdot \delta \cos \omega t = -\frac{k}{K} \Omega_0 m_1 \cos \omega t.$$

La tension de sortie du comparateur de phase a pour expression :

$$v_d = K_d \Delta \Psi(t) = \frac{-k \Omega_0 m_1 \cos \omega t}{K_c A}$$

elle est, à chaque instant, proportionnelle au signal modulant. Ce résultat peut être obtenu immédiatement si la pulsation ω du mesurande est suffisamment faible pour qu'à chaque instant l'oscillateur local soit verrouillé sur la pulsation Ω_m incidente : $\Omega_m = \Omega_l$ où

$$\Omega_m = \Omega_0 (1 - k m_1 \cos \omega t) \quad \text{et} \quad \Omega_l = \Omega_1 + K_c v_c$$

On déduit dans ce cas :

$$v_c = \frac{\Omega_0 - \Omega_1 - \Omega_0 k m_1 \cos \omega t}{K_c}, \quad v_d = \frac{\Omega_0 - \Omega_1 - \Omega_0 k m_1 \cos \omega t}{K_c A}$$

Si

$$\Omega_0 = \Omega_1$$

alors :

$$v_c = \frac{-\Omega_0 k m_1 \cos \omega t}{K_c}$$

expression identique à celle trouvée précédemment.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Asch G. et coll., *Acquisition de données – Du capteur à l'ordinateur*, Dunod, Paris, 2003.
- Blanchard A., *Phase locked loops*, John Wiley & Sons, New York, 1976.
- Charoy A., *Compatibilité électromagnétique*, Dunod, Paris, 2005.
- Ott H.W., *Noise reduction techniques in electronic systems*, John Wiley & Sons, New York, 1976.
- Sheingold D.H., *Non linear circuits handbook*, Analog Devices Inc. Norwood USA, 1974.
- Sheingold D.H., *Transducer interfacing handbook*, Analog Devices Inc. Norwood USA, 1980.

■ Périodiques

- Blair D.P., Sydenham P.H., « Phase sensitive detection as a mean to recover signals buried in noise », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 8, 1975, p. 621.
- Guyton R.D., « Feedback linearizes resistance bridge », *Electronics* 45, 23 octobre 1972, p. 102.
- Scott I., « Linearization of the output of bridge networks », *J. Sci. Instrum.*, 41, 1964, p. 458.
- Wong Y.J., « Analog ICs divide accurately to conquer computation problems », *Electronics*, 52, 12 avril, 1979, p. 120.

5 • CAPTEURS OPTIQUES

5.1 La lumière – Propriétés fondamentales

Les capteurs optiques permettent la traduction en signaux électriques de l'information portée par de la lumière visible ou des rayonnements de longueurs d'onde voisines : infrarouge et ultraviolet.

La lumière présente à la fois un aspect ondulatoire et un aspect corpusculaire. Considérée sous son aspect ondulatoire, la lumière apparaît constituée d'ondes électromagnétiques émises lors de transitions électroniques entre niveaux d'énergie des atomes de la source. Ces ondes se propagent dans le vide à la vitesse : $c = 299\,792\text{ km/s}$ et dans la matière à une vitesse réduite $v = c/n$, où n est l'indice de réfraction du milieu.

La fréquence ν et la longueur d'onde λ sont liées par la relation $\lambda = c/\nu$ soit dans le vide $\lambda = c/\nu$ (figure 5.1).

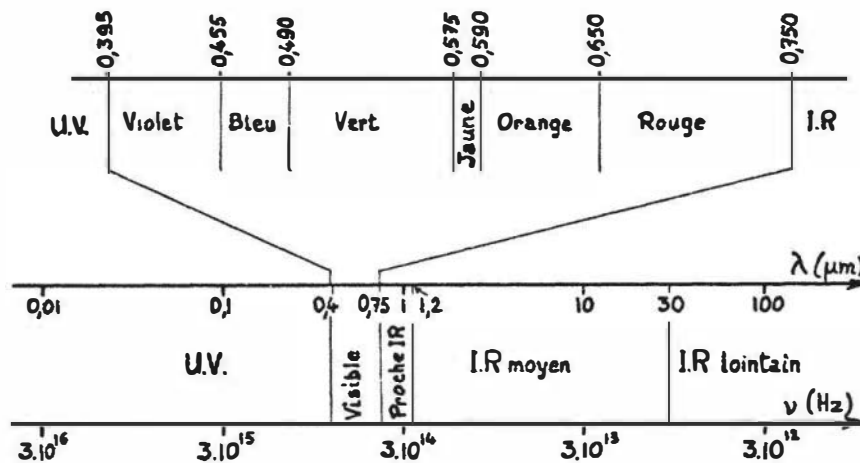


Figure 5.1 – Rayonnements optiques : désignations et répartition spectrale.

Une onde lumineuse monochromatique est formée d'un champ électrique et d'un champ magnétique orthogonaux, perpendiculaires à la direction de propagation et variant sinusoïdalement en phase. Les différents atomes de la source, hormis le cas du laser, émettent des ondes dont les phases et les directions des champs sont indépendantes et qui pour un même atome varient aléatoirement au cours du temps. L'utilisation d'un polariseur permet d'obtenir un rayonnement dont les champs électrique et magnétique ont une direction constante dans l'espace : l'onde est alors polarisée rectilignement.

L'aspect corpusculaire de la lumière ressort lors de son interaction avec la matière : la lumière, comme d'ailleurs tout rayonnement électromagnétique, apparaît dans ce cas comme constituée de particules, les photons, dont chacun est le support d'une énergie élémentaire w_Φ , déterminée uniquement par la fréquence ν , du rayonnement :

$$w_\Phi = h\nu, \quad h \text{ étant la constante de Planck égale à } : 6,6256 \cdot 10^{-34} \text{ J.s}$$

Dans la matière, d'autre part, les électrons qui sont liés aux atomes exigent pour devenir libres la fourniture d'une énergie w_ℓ qui est leur énergie de liaison. L'absorption d'un photon provoquera la libération d'un électron à condition que $w_\Phi \geq w_\ell$

$$\text{soit : } \nu \geq \frac{w_\ell}{h} \quad \text{ou} \quad \lambda \leq \frac{hc}{w_\ell}$$

La longueur d'onde maximale susceptible de provoquer la libération d'un électron dans un matériau donné est la longueur d'onde seuil λ_s :

$$\lambda_s = \frac{hc}{w_\ell} \quad \text{soit} \quad \lambda_{s(\mu\text{m})} = \frac{1,237}{w_{\ell(\text{eV})}}$$

De façon plus générale, le type de charges libérées par le rayonnement lumineux dépend de la nature du matériau éclairé :

- paires électron-trou dans les isolants et les semi-conducteurs très purs (*figure 5.2a*) ;
- électrons dans les semi-conducteurs dopés par des atomes donneurs (*figure 5.2b*) ;
- trous dans les semi-conducteurs dopés par des atomes accepteurs (*figure 5.2c*).

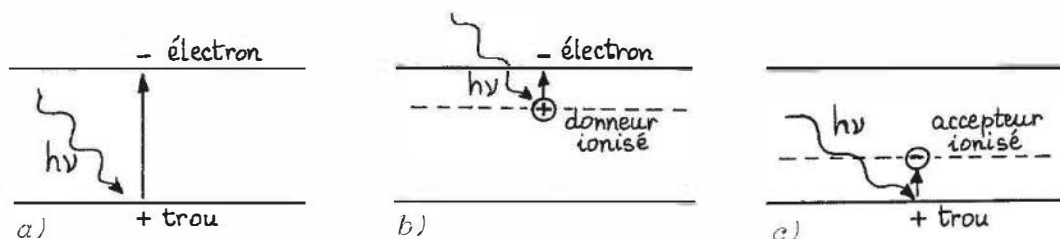


Figure 5.2 – Influence de la nature du matériau éclairé sur le type de charges libérées par le rayonnement.

La libération de porteurs sous l'influence d'un rayonnement lumineux constitue l'effet photoélectrique : il se traduit par une modification des propriétés électriques du matériau et est le principe de base des capteurs optiques.

L'intensité d'un effet photoélectrique en régime permanent est proportionnelle au nombre de porteurs libérés chaque seconde ; cependant, même pour $\lambda \leq \lambda_s$, chacun des photons du rayonnement incident ne libère pas forcément un porteur : certains photons sont réfléchis par la surface du matériau, d'autres ont leur énergie $h\nu$ convertie en énergie d'agitation thermique.

Pour un matériau dont le coefficient de réflexion en puissance est r et qui se trouve soumis à un flux de rayonnement monochromatique de Φ watts :

- le nombre n_i de photons incidents par seconde est :

$$n_i = \frac{\Phi}{h\nu} = \frac{\lambda\Phi}{hc}$$

- le nombre n_a de photons absorbés par seconde est :

$$n_a = (1 - r)n_i = (1 - r)\frac{\lambda\Phi}{hc}$$

- le nombre G d'électrons ou de trous libérés par seconde est :

$$G = \eta \cdot n_a = \eta \cdot (1 - r)\frac{\lambda\Phi}{hc}$$

- où η est le rendement quantique, nombre moyen d'électrons ou de trous libérés par photon absorbé.

Selon la nature du dispositif éclairé, l'effet photoélectrique se manifeste sous diverses formes décrites précédemment (§ 1.2 et 1.3) et simplement rappelées ici :

- photoconduction ;
- effet photovoltaïque ;
- effet photoémissif ;
- effet photoélectromagnétique.

5.2 Photométrie

Les grandeurs relatives aux rayonnements lumineux peuvent être évaluées :

- abstraction faite de toute impression sensorielle, en considérant uniquement leur contenu énergétique et sa répartition dans l'espace et le temps, par les unités ordinaires de la physique (joule, watt) : c'est la photométrie énergétique ou radiométrie ;
- ou, en tenant compte de l'impression visuelle produite afin que celle-ci pondère la définition purement énergétique : il s'agit alors de photométrie visuelle qui ne concerne dès lors que le spectre visible.

5.2.1 Photométrie énergétique

Énergie rayonnante (Q) : énergie émise, propagée ou reçue sous forme de rayonnement, mesurée en joules.

Flux énergétique (Φ) : puissance émise, propagée ou reçue sous forme de rayonnement, mesurée en watts :

$$\Phi = dQ/dt$$

Intensité énergétique (I) : flux énergétique émis dans une direction donnée, sous l'angle solide unité, mesuré en watts/stéradian :

$$I = d\Phi/d\Omega$$

Luminance énergétique (L) : quotient de l'intensité émise par un élément de surface dA dans une direction donnée, par l'aire de la projection orthogonale dA_n de cet élément sur un plan perpendiculaire à cette direction ; L est exprimé en watts/stéradian.m²

$$L = dI/dA_n$$

Éclairement énergétique (E) : quotient du flux énergétique reçu par un élément de surface par l'aire de cet élément, E est mesuré en watts/m².

$$E = d\Phi/dA.$$

5.2.2 Photométrie visuelle

Il s'agit de traduire de façon quantitative les grandeurs lumineuses en tenant compte de l'impression visuelle faite sur un observateur moyen. La courbe de vision photopique (en pleine lumière – par opposition à la courbe de vision scotopique – en pénombre) traduit la sensibilité relative de l'œil, $V(\lambda)$, aux diverses radiations du spectre (figure 5.3).

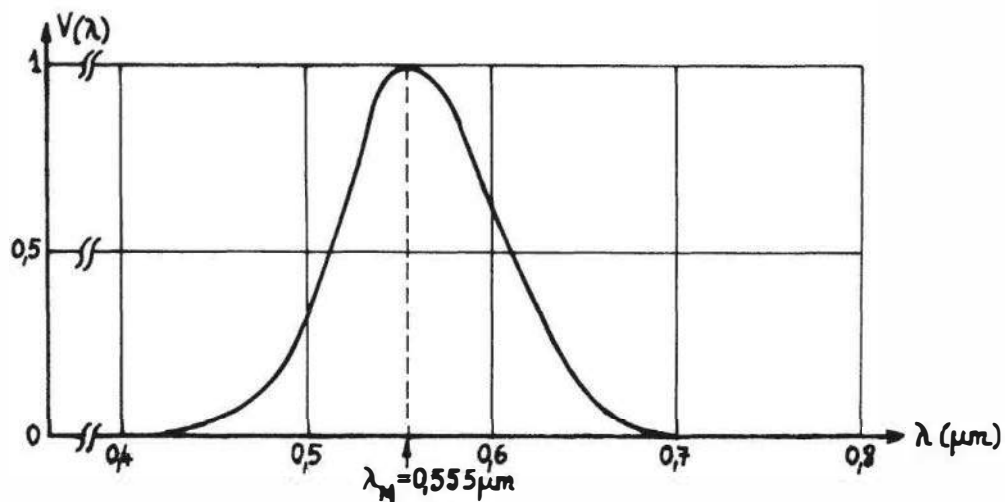


Figure 5.3 – Courbe de vision photopique.

Pour la longueur d'onde $\lambda_M = 555 \text{ nm}$ cette sensibilité est maximale : $V(\lambda_M) = 1$. Les diverses grandeurs en photométrie visuelle (affectées de l'indice ν) sont évaluées en pondérant la grandeur correspondante de photométrie énergétique par un facteur $K \cdot V(\lambda)$ proportionnel à la sensibilité relative $V(\lambda)$ pour la longueur d'onde λ du rayonnement considéré.

Flux lumineux (Φ_ν) : par convention, un flux énergétique de 1 W, de longueur d'onde λ_M correspond à un flux lumineux de 680 lumens ; il en résulte que $K = 680$.

Pour un rayonnement monochromatique de longueur d'onde λ ,

$$\Phi_\nu(\lambda) = 680 \cdot V(\lambda) \cdot \Phi(\lambda) \quad \text{lumens}$$

Pour un rayonnement de spectre continu, le flux total s'obtient par addition des flux partiels correspondant aux différentes longueurs d'onde du spectre :

$$\Phi_v = 680 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} V(\lambda) \cdot \frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \cdot d\lambda$$

$\frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \cdot d\lambda$ étant la partie $d\Phi$ du flux Φ comprise entre λ et $\lambda + d\lambda$, λ_1 et λ_2 étant les limites du spectre visible fixées conventionnellement à : $\lambda_1 = 380$ nm et $\lambda_2 = 760$ nm.

De la même façon, toute grandeur de photométrie visuelle X_v se déduit de la grandeur énergétique correspondante X par les relations suivantes :

– pour un rayonnement monochromatique :

$$X_v(\lambda) = 680 \cdot V(\lambda) \cdot X(\lambda)$$

– pour un rayonnement de spectre continu :

$$X_v = 680 \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} V(\lambda) \cdot \frac{dX(\lambda)}{d\lambda} \cdot d\lambda$$

– où λ_1 et λ_2 sont les limites précédemment indiquées du spectre visible et $\frac{dX(\lambda)}{d\lambda} \cdot d\lambda$ représente la partie dX de la grandeur X correspondant aux longueurs d'onde comprises entre λ et $\lambda + d\lambda$; il est très important de noter que X_v dépend de la répartition spectrale du rayonnement : $dX(\lambda)/d\lambda$.

Ainsi, par exemple, lorsque la source est une lampe à filament de tungstène dont la température de couleur est 2 850 K un éclairage visuel de 1 lux correspond à un éclairage énergétique de $4,75 \cdot 10^{-2}$ W/m² soit 4,75 μW/cm².

UNITÉS PHOTOMÉTRIQUES PRINCIPALES

	Unités visuelles	Unités énergétiques
Flux	lumen (lm)	watt (W)
Intensité	candela (cd)	watt/sr (W/sr)
Luminance	candela/m ² (cd/m ²)	watt/sr.m ² (W/sr.m ²)
Éclairage	lumen/m ² ou lux (lx)	watt/m ² (W/m ²)
Énergie	lumen.s (lm.s)	joule (J)

ORDRES DE GRANDEUR

Luminances de sources (cd/m ²)		Éclairages (lx)	
Flash photographique	7.10 ¹⁰	Lumière du jour	10 ⁴
Soleil au méridien	2.10 ⁹	Crépuscule	10
Lampe à filament de tungstène	6.10 ⁶	Pleine lune	10 ⁻¹
Minimum visible	10 ⁻⁵	Ciel étoilé	10 ⁻³

5.3 La lumière, support d'information

Pour les rayonnements optiques, comme pour le courant électrique, on peut distinguer deux types fondamentaux d'applications :

- les applications énergétiques, comme l'éclairage ou le chauffage infrarouge où la source du rayonnement est un convertisseur d'énergie destiné à fournir la puissance utile requise, sous une forme adaptée à l'utilisation envisagée ;
- les applications « informationnelles » dans lesquelles la lumière sert de support à des informations dont elle assure la transmission.

Dans ce dernier cas, le mesurande modifie, directement ou indirectement, l'un des paramètres physiques du rayonnement ; celui-ci peut alors être considéré comme un corps d'épreuve sur lequel agit le mesurande primaire, la caractéristique modifiée étant le mesurande secondaire auquel le capteur optique est sensible.

Sur le *tableau 5.1* sont indiqués un certain nombre d'exemples qui montrent comment l'un des paramètres d'un rayonnement peut être modifié sous l'influence du mesurande primaire.

Tableau 5.1 – Modifications possibles d'un rayonnement optique par un mesurande.

Paramètre du rayonnement	Caractère de la modification	Mesurande primaire
Direction de propagation	Déviation	position angulaire, déformation.
Flux	Atténuation par absorption	épaisseur, composition chimique, densité de particules en suspension (turbidimétrie).
	Modulation par tout ou rien	vitesse de rotation d'un disque, nombre d'objets (comptage).
Fréquence	Changement de fréquence (effet Doppler)	vitesse de déplacement.
Intensité Longueur d'onde	Répartition spectrale de l'énergie	température de la source de l'émission.
Phase	Déphasage entre deux rayons dû à une différence de marche	position, dimension, déplacement.
Polarisation	Rotation du plan de polarisation par biréfringence	pression, contrainte.

5.4 Sources lumineuses

L'utilisation efficace d'un capteur optique requiert qu'il soit adapté à la nature du rayonnement reçu : spectre, flux, fréquence de modulation. Or, c'est la source qui détermine les caractéristiques premières du rayonnement : c'est pourquoi on indique ici succinctement les propriétés importantes pour l'utilisateur des principaux types de sources.

□ Lampe à filament de tungstène

Le filament de tungstène est placé dans une ampoule en verre ou quartz contenant un gaz rare ou un halogène (iode) destiné à limiter l'évaporation du filament. Celui-ci est chauffé par un courant dont l'intensité détermine la température vraie; la température de couleur du filament est la température du corps noir ayant une courbe de répartition spectrale de l'émission dans le domaine visible semblable à celle du filament : elle est légèrement supérieure à la température vraie.

Intérêt des lampes à filament de tungstène : flux important, spectre étendu, que l'on peut réduire à l'aide de filtres.

Inconvénients : inertie thermique importante rendant impossible la modulation rapide du rayonnement par le courant d'alimentation ; durée de vie limitée ; fragilité aux chocs et vibrations.

□ Diode électroluminescente (en anglais : *Light Emitting Diode* : LED)

Dans ce type de diode, l'énergie libérée par la recombinaison d'un électron et d'un trou au niveau de la jonction PN, au lieu de se faire sous la forme habituelle d'un phonon (énergie d'agitation thermique) se fait sous la forme d'un photon.

Intérêt des diodes électroluminescentes : temps de réponse faible (ns) d'où possibilité de modulation du flux émis jusqu'à des fréquences très élevées par commande du courant ; spectre parfaitement défini et limité ; fiabilité, robustesse.

Inconvénients : flux relativement faible ($\cong 10^2$ mW) ; sensibilité du flux à la température.

□ Laser

L'effet laser est un effet amplificateur de la lumière ; lorsqu'il se produit avec une intensité suffisante et qu'il est associé à une rétroaction convenable, il est susceptible de s'auto-entretenir : le dispositif réalisé, le laser, se comporte alors comme une source lumineuse très monochromatique, d'une luminance élevée, très directive et surtout d'une grande cohérence. Cette dernière qualité est caractéristique du rayonnement des lasers : alors que pour les autres sources le rayonnement émis résulte de la superposition d'un grand nombre d'ondes de polarisations et de phases quelconques, dans le cas du laser toutes les ondes constitutives du rayonnement ont même polarisation et même phase et de leur superposition résulte une onde unique et définie.

La cohérence temporelle de l'onde est spécifiée par la durée moyenne τ_c pendant laquelle la variation de phase de l'onde en un point est régulière, ne subissant donc aucune discontinuité aléatoire.

L'extension $\Delta\nu$ du spectre de fréquence de l'onde, telle qu'elle résulte de son découpage en trains de durée τ_c , est inversement proportionnelle à τ_c et ses très faibles valeurs (inférieures au MHz dans le cas des lasers à gaz) expliquent la grande pureté spectrale de la lumière émise.

La cohérence longitudinale est la traduction géométrique de la notion de cohérence temporelle : elle définit la longueur moyenne L_c du train d'onde émis pendant la durée τ_c .

La longueur de cohérence L_c fixe une limite supérieure à la différence de marche de deux faisceaux lumineux issus d'une même source et qui interfèrent ; pour les lasers, L_c est de l'ordre de 10^3 fois supérieur aux valeurs correspondantes des autres types de sources ce qui permet la réalisation d'interférences avec des différences de marche de plusieurs kilomètres.

La cohérence spatiale ou transversale qualifie l'identité de phase des divers points d'un plan perpendiculaire à l'axe du faisceau émis par le laser : la distance de cohérence transversale est pratiquement égale à la largeur du faisceau, soit plusieurs millimètres à la sortie du laser. L'unicité de direction de propagation que traduit la cohérence spatiale entraîne une extrême directivité du faisceau : la possibilité d'obtention de fins pinceaux lumineux dont la divergence est très faible permet leur propagation sur des distances considérables (mesure de distances de satellites par exemple).

5.5 Caractéristiques métrologiques propres aux capteurs optiques

La grandeur électrique de sortie des capteurs optiques est généralement un courant électrique : c'est donc sa valeur et ses variations en fonction de divers paramètres qui serviront le plus souvent à spécifier les performances du capteur.

5.5.1 Courant d'obscurité

C'est le courant permanent délivré par le dispositif photosensible placé dans l'obscurité et polarisé dans des conditions définies.

Le courant d'obscurité a deux origines principales :

- une origine interne qui est la libération de porteurs de charge par excitation thermique ; le processus est d'autant plus important à température donnée que la longueur d'onde seuil λ_s du matériau est plus grande, c'est-à-dire que son énergie d'ionisation est plus faible (cas des matériaux sensibles à l'infrarouge) ;
- une origine externe qui est le rayonnement thermique, à dominante infrarouge, émis par le milieu environnant, et qui étant reçu par le capteur, y crée un courant par effet photoélectrique dès lors que le capteur est sensible aux radiations considérées.

Il résulte de la nature même des mécanismes en jeu que le courant d'obscurité présente :

- une sensibilité à la température ; celle-ci risque d'entraîner des dérives thermiques du courant pouvant être confondues avec des variations lentes dues au signal ;

- des fluctuations autour de sa valeur moyenne ; elles se traduisent par un bruit de fond qui augmente avec l'intensité du courant d'obscurité et qui fixe une limite à l'amplitude minimale des signaux détectables.

Il y a donc intérêt, de façon générale à choisir et utiliser le capteur de sorte que son courant d'obscurité soit très inférieur au courant photoélectrique minimum provoqué par le signal. Pour les capteurs de rayonnement infrarouge ceci impose souvent de les placer dans une enceinte refroidie destinée d'une part à réduire l'excitation thermique dans le matériau et d'autre part à limiter le flux du rayonnement ambiant.

5.5.2 Sensibilité

Le flux du signal optique reçu par le capteur crée un courant d'origine photoélectrique I_p qui, s'ajoutant au courant d'obscurité I_o , détermine le courant I traversant le capteur :

$$I = I_o + I_p$$

C'est à partir du courant I_p qu'est caractérisée la réponse du capteur au rayonnement reçu ; elle dépend :

- d'une part de la constitution du capteur,
- d'autre part de la nature du rayonnement : composition spectrale et flux.

Lorsque I_o est maintenu constant, les variations ΔI de courant dans le capteur sont égales aux variations ΔI_p du courant photoélectrique. Le capteur étant soumis à un flux Φ et le courant photoélectrique étant I_p , la sensibilité du capteur qui est par définition le rapport de la variation de la grandeur de sortie, ΔI , à la variation du mesurande, $\Delta \Phi$, qui lui a donné naissance, a pour expression dans ce cas :

$$S = \frac{\Delta I}{\Delta \Phi} = \frac{\Delta I_p}{\Delta \Phi}$$

Selon l'unité de mesure du flux, la sensibilité est exprimée en A/W, A/lumen ou aussi en A/lux lorsque le flux est spécifié par l'éclairement visuel qu'il produit.

Pour un capteur linéaire, la sensibilité est indépendante de Φ et égale au rapport de transfert statique soit :

$$S = \frac{I_p}{\Phi}$$

■ Sensibilité spectrale $S(\lambda)$

C'est la sensibilité du capteur lorsque le rayonnement reçu est monochromatique ; elle est spécifiée en même temps que la longueur d'onde λ :

$$S(\lambda) = \frac{\Delta I_p}{\Delta \Phi(\lambda)}$$

et pour un capteur linéaire :

$$S(\lambda) = \frac{I_p}{\Phi(\lambda)}$$

La courbe de réponse spectrale représente la variation en fonction de la longueur d'onde de la sensibilité relative : $S(\lambda)/S(\lambda_p)$ où λ_p , longueur d'onde du pic, correspond à la sensibilité spectrale maximum.

Une application élémentaire de la théorie permet de prévoir l'allure de variation de la sensibilité spectrale en fonction de λ :

- pour $\lambda > \lambda_s$ (λ_s : longueur d'onde seuil) le photocourant I_p est en principe nul, ainsi donc que la sensibilité ;
- pour $\lambda \leq \lambda_s$, en admettant que le photocourant est proportionnel au nombre G de porteurs de charge libérés par seconde (§ 5.1) on a :

$$I_p \sim G = \frac{\eta(1-r)\lambda}{hc} \cdot \Phi$$

$$\text{d'où : } S(\lambda) \sim \frac{\eta(1-r)\lambda}{hc} \quad \text{et} \quad \frac{S(\lambda)}{S(\lambda_p)} = \frac{\lambda}{\lambda_p} \quad \text{avec} \quad \lambda_p = \lambda_s.$$

En fait, η et r dépendent généralement de λ et il en résulte, pour la courbe de réponse spectrale, une allure moins régulière que celle prévue par l'équation précédente (figure 5.4).

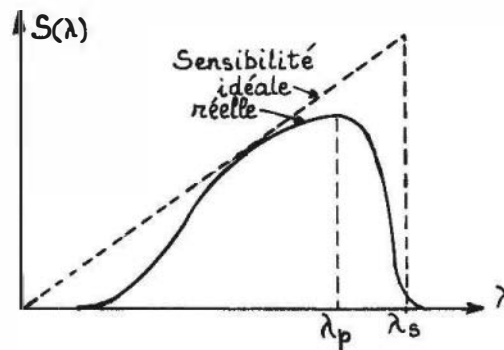


Figure 5.4 – Allure générale de la courbe de sensibilité spectrale.

■ Sensibilité totale S_t

C'est la sensibilité du capteur recevant un signal optique qui n'est pas monochromatique : elle dépend d'une part de la sensibilité spectrale du capteur aux diverses radiations constitutives du rayonnement reçu et d'autre part de la répartition spectrale de l'énergie incidente. Une expression de la sensibilité totale en fonction de ces éléments s'obtient aisément ; à cet effet on considère le cas d'un capteur linéaire pour lequel :

$$S_t = \frac{I_p}{\Phi}$$

Le courant I_p est la somme des courants $dI_p(\lambda)$ dus aux diverses radiations reçues ; si $d\Phi(\lambda)$ est la partie du flux comprise entre λ et $\lambda + d\lambda$:

$$dI_p(\lambda) = S(\lambda) \cdot d\Phi(\lambda) \quad \text{où} \quad d\Phi(\lambda) = \left(\frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right) \cdot d\lambda$$

$d\Phi(\lambda)/d\lambda$ qui est la densité spectrale de flux à la longueur d'onde λ permet aussi d'exprimer le flux total reçu :

$$\Phi = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \left(\frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right) \cdot d\lambda$$

λ_1 et λ_2 étant les longueurs d'onde limites du spectre du rayonnement incident. Le courant total I_p ayant pour valeur :

$$I_p = \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \cdot \left(\frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right) \cdot d\lambda$$

l'expression théorique de la sensibilité totale est finalement :

$$S_r = \frac{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) \cdot \left(\frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right) \cdot d\lambda}{\int_{\lambda_1}^{\lambda_2} \left(\frac{d\Phi(\lambda)}{d\lambda} \right) \cdot d\lambda}$$

La sensibilité totale S_r est évidemment toujours inférieure à la sensibilité spectrale maximale $S(\lambda_p)$.

5.5.3 Défectivité

Il s'agit de caractériser le capteur par rapport à son bruit de fond et de qualifier son aptitude à détecter des signaux faibles.

Chaque type de bruit d'origine interne, est représenté ici par une source de courant dont l'intensité efficace est la racine carrée de la valeur quadratique moyenne du courant de bruit correspondant ; l'expression théorique de cette valeur quadratique moyenne résulte de la nature des phénomènes physiques qui sont à l'origine du bruit. Dans le cas des capteurs optiques on prend en compte :

- le **bruit d'agitation thermique** des porteurs de charge dans toute résistance R , ou bruit de Johnson :

$$\overline{I_{bR}^2} = \frac{4 k T B}{R},$$

B étant la bande passante du circuit de mesure, T la température absolue de la résistance et k la constante de Boltzmann ;

- le **bruit de grenaille** ou **bruit de Schottky** qui est présent dès lors qu'un courant traverse une barrière de potentiel :

$$\overline{I_{bS}^2} = 2 q I B,$$

q étant la charge de l'électron et I le courant parcourant le capteur ;

- le **bruit de génération-recombinaison** des porteurs dont l'expression exacte dépend de la réalisation du capteur mais qui est aussi proportionnel à B .

On néglige généralement le bruit en $1/f$, ce qui est valable lorsque le capteur est utilisé en lumière modulée de fréquence supérieure à la limite du domaine (quelques dizaines de hertz) où le bruit en $1/f$ est important.

Le courant de bruit total I_b résulte de l'addition quadratique des courants de bruit des diverses origines :

$$I_b = \sqrt{\sum \overline{I_{bi}^2}} = i_b \cdot \sqrt{B}$$

i_b est la densité spectrale du courant de bruit ($A/\sqrt{\text{Hz}}$).

Par définition, la **puissance équivalente de bruit (P.E.B.)** a pour valeur la puissance P_s du signal optique qui produit en sortie du capteur, pour $B = 1 \text{ Hz}$, un photocourant i_p égal à i_b . La puissance équivalente de bruit est une indication de l'ordre de grandeur minimal des flux optiques détectables. La sensibilité du capteur étant S pour le rayonnement considéré, ($S = S(\lambda)$ ou $S = S_r$ selon que le rayonnement est ou non monochromatique) on a :

$$i_p = S \cdot P_s = i_b$$

soit
$$P_s = \frac{i_b}{S} = \text{P.E.B.} \quad \text{en } \text{W} \cdot \text{Hz}^{-1/2}$$

Le capteur est d'autant plus apte à convertir des signaux optiques faibles que P.E.B. est plus réduit ; on préfère spécifier cette aptitude par l'inverse de P.E.B. qui est la **détectivité D** :

$$D = \frac{1}{\text{P.E.B.}} = \frac{S}{i_b} \quad \text{en } \text{W}^{-1} \cdot \text{Hz}^{1/2}$$

Afin de définir chaque type de capteur indépendamment de la surface A de son élément photosensible, on ramène la détectivité D à l'unité de surface : c'est la **détectivité spécifique D^*** .

On peut remarquer que les courants de bruit élémentaires qui constituent le courant de bruit total I_b sont souvent proportionnels à \sqrt{A} ; il en résulte les expressions équivalentes suivantes de D^* :

$$D^* = \frac{\sqrt{A} \cdot S}{i_b} = \frac{\sqrt{A} \cdot S \cdot \sqrt{B}}{I_b} \quad \text{en } \text{cm} \cdot \text{Hz}^{1/2} \cdot \text{W}^{-1}$$

$$D^* = \frac{\sqrt{A}}{\text{P.E.B.}} = D \cdot \sqrt{A}$$

En même temps que la valeur de D^* sont spécifiées les conditions de la mesure :

- $D^*(500 \text{ K} ; 800 ; 1)$ signifie que la température de couleur de la source est 500 K, la fréquence de modulation 800 Hz, la bande passante 1 Hz.
- $D^*(6,3 \mu\text{m} ; 800 ; 1)$ indique par contre que dans ce cas la longueur d'onde de mesure est 6,3 μm .

Lorsque le capteur est sensible au domaine infrarouge, il convertit aussi en un courant de bruit additionnel le rayonnement thermique émis par son environnement. Ce bruit supplémentaire peut imposer alors une limite à la détectivité maximale du

capteur. On a alors un photodétecteur infrarouge limité par le rayonnement ambiant (Philra ou en anglais B.L.I.P. *Back-ground Limited Infrared Photodetector*). Le capteur est d'autant plus sensible au rayonnement thermique et sa détectivité maximale est donc d'autant plus réduite que sa longueur d'onde de seuil est plus proche du domaine spectral où le rayonnement thermique est important (*figure 5.5a*). L'influence de ce rayonnement sur la détectivité peut être diminuée et la détectivité maximale accrue en plaçant le capteur à l'intérieur d'un boîtier à basse température et dont l'angle de vision est limité (*figure 5.5b*). Dans ce cas, la spécification de la détectivité comporte en outre la température du capteur et son angle de vision.

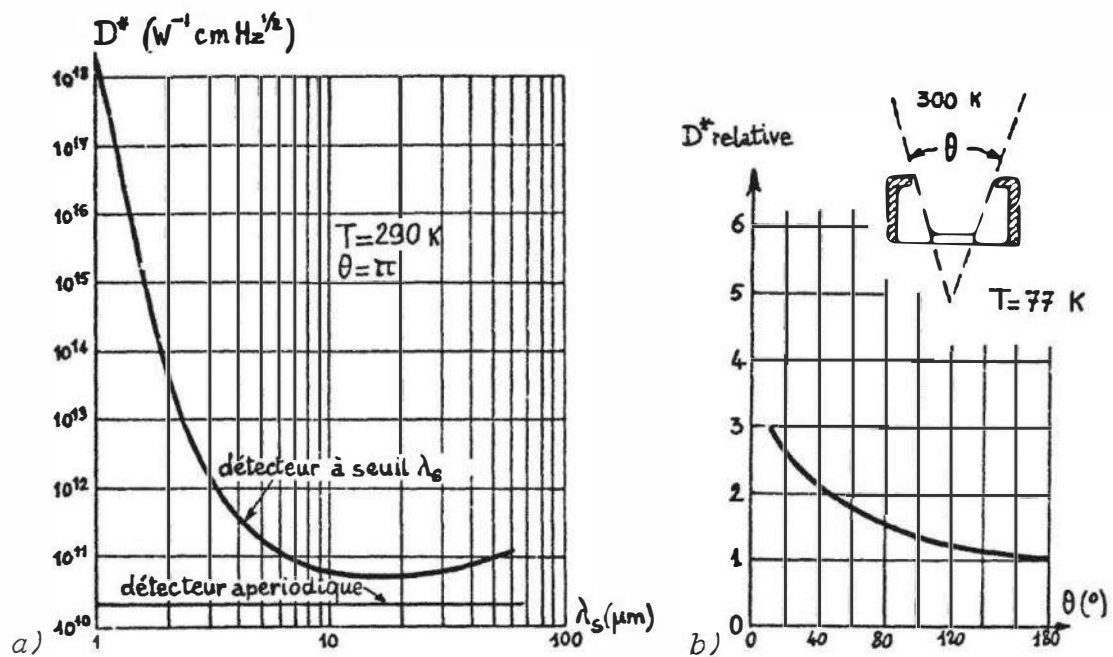


Figure 5.5 – Limitation de la détectivité par le rayonnement thermique. a) détectivité spécifique maximale en fonction de la longueur d'onde de seuil du capteur ; b) augmentation de la détectivité par limitation de l'angle de vision d'un capteur refroidi.

5.6 Cellule photoconductrice

Capteur résistif, une cellule photoconductrice est caractérisée par l'influence que le flux du rayonnement reçu et sa répartition spectrale exercent sur la valeur de sa résistance. Associée à un conditionneur approprié, la cellule photoconductrice est parmi les capteurs optiques l'un des plus sensibles. Le phénomène physique qui est à la base de son emploi – la photoconduction – résulte d'un effet photoélectrique interne : libération dans le matériau de charges électriques sous l'influence de la lumière et augmentation corrélative de la conductivité.

5.6.1 La photoconduction : étude physique

On examine ici un modèle simplifié qui met cependant en évidence certains processus fondamentaux et permet d'établir des relations qui sont, pour le moins, qualitativement exactes.

Soit une plaque de volume ν d'un semi-conducteur (*figure 5.6*) dopé par des atomes donneurs de densité N_d , d'énergie inférieure de W_d à celle de la bande de conduction.

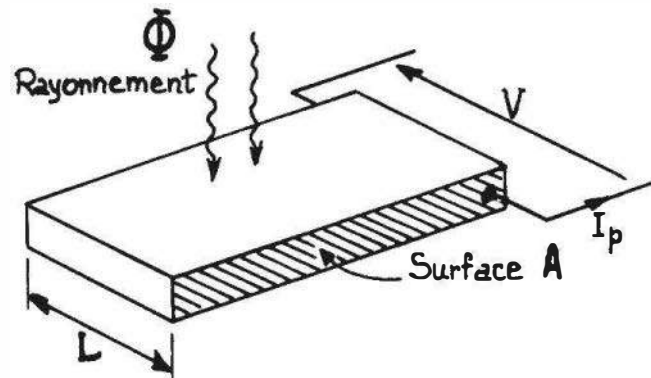


Figure 5.6 – Schéma de principe d'une cellule photoconductrice.

On suppose W_d assez grand pour qu'à la température ambiante et dans l'obscurité, la densité n_o de donneurs ionisés par activation thermique soit faible (*figure 5.7a*). Dans l'obscurité, la densité d'électrons libérés chaque seconde par activation thermique à partir d'atomes donneurs est proportionnelle à la densité de ceux qui ne sont pas ionisés soit : $a(N_d - n_o)$ où $a \sim \exp(-qW_d/kT)$ fixe l'importance de l'activation thermique.

Le nombre d'électrons qui se recombinent chaque seconde avec des atomes ionisés est proportionnel à la densité d'atomes ionisés, n_o , et à la densité d'électrons qui lui est égale, soit : $b n_o^2$ où b est le coefficient de recombinaison.

L'équation de la cinétique de création-recombinaison exprime le taux de variation de la densité d'électrons libres :

$$\frac{d n_o}{d t} = a(N_d - n_o) - b n_o^2.$$

À l'équilibre – régime permanent – on a :

$$\frac{d n_o}{d t} = 0, \quad \text{d'où} \quad n_o = -\frac{a}{2b} + \left(\frac{a^2}{4b^2} + \frac{aN_d}{b} \right)^{1/2}$$

La conductivité d'obscurité a pour expression :

$$\sigma_o = q \mu n_o$$

μ étant la mobilité de l'électron et q la valeur absolue de sa charge.

À température croissante, la mobilité diminue mais la densité n_o augmente par suite de l'importance accrue de l'activation thermique et son influence est en général prépondérante sur la conductivité.

Le semi-conducteur étant éclairé, les photons d'énergie $h\nu \geq W_d$ ionisent des donneurs, libérant g électrons par seconde et par unité de volume qui s'ajoutent à ceux libérés par excitation thermique (*figure 5.7b*) :

$$g = \frac{G}{\nu} = \frac{1}{A \cdot L} \cdot \frac{\eta(1-r)}{h\nu} \cdot \Phi$$

où $v = A.L$, A et L étant définis *figure 5.6* et l'expression de G donnée § 5.1. L'équation de la cinétique de création-recombinaison devient dans ce cas :

$$\frac{dn}{dt} = a(N_d - n) + g - b n^2.$$

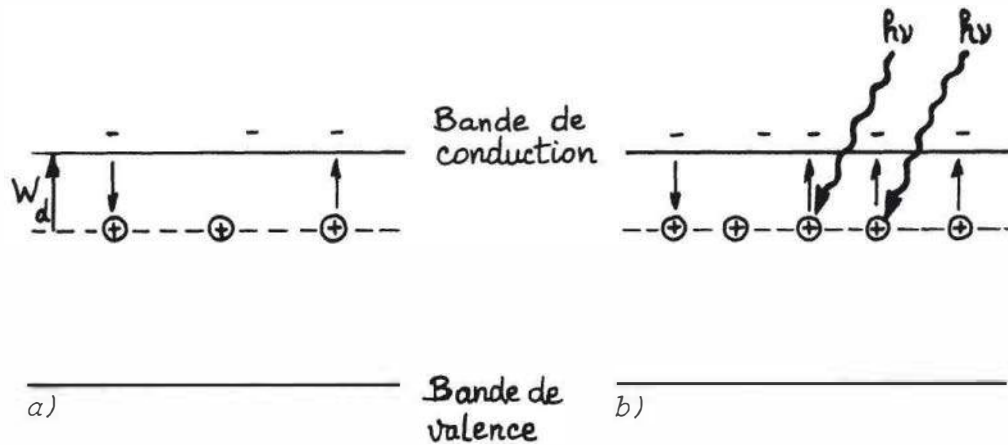


Figure 5.7 – Transferts électroniques dans un semi-conducteur : a) dans l'obscurité ; b) sous éclairissement.

Le rayonnement incident est en général suffisant pour que le nombre d'électrons qu'il libère soit très supérieur à ceux provenant de l'activation thermique :

$$g \gg a(N_d - n) \quad \text{et} \quad n \gg n_0$$

Dans ces conditions on déduit de l'équation de la cinétique la densité d'électrons à l'équilibre sous éclairissement :

$$n = \left(\frac{g}{b}\right)^{1/2}$$

La conductivité correspondante est $\sigma = q \mu n$; compte tenu de l'expression de g , on constate que la conductivité est une fonction non linéaire du flux : elle varie comme $\Phi^{1/2}$. Ce résultat important, obtenu ici sur un modèle simplifié, est dans sa forme vérifié par l'expérience, l'exposant de Φ étant généralement compris entre 0,5 et 1 ; un traitement plus rigoureux doit tenir compte, entre autres, de l'influence des centres de piégeage des charges.

5.6.2 Facteur de gain

Le nombre d'électrons qui se recombinent chaque seconde dans l'unité de volume est proportionnel à la densité d'électrons présents, n , et inversement proportionnel à leur durée de vie, τ_n , soit n/τ_n .

À l'équilibre, le nombre d'électrons qui se recombinent chaque seconde, n/τ_n par unité de volume, est égal au nombre d'électrons libérés par le rayonnement soit g par unité de volume, d'où l'on déduit :

$$n = g \cdot \tau_n$$

τ_n étant fonction du flux incident.

La résistance R de la plaque photoconductrice considérée est :

$$R = \frac{1}{\sigma} \cdot \frac{L}{A} = \frac{1}{q \mu n} \cdot \frac{L}{A}$$

Soumise à une différence de potentiel V la plaque est traversée par un courant I_p :

$$I_p = q \mu n \frac{A}{L} \cdot V$$

Sachant que l'on a :

- champ électrique dans la plaque : $E = \frac{V}{L}$;
- vitesse moyenne des électrons dans le sens du champ : $u = \mu E$;
- durée du transit des électrons dans la plaque : $\tau_{tr} = \frac{L}{u}$;

l'expression du courant photoélectrique I_p peut se récrire :

$$I_p = q \cdot \frac{\tau_n}{\tau_{tr}} \cdot G = q \cdot F \cdot G$$

Le courant I_p qui traverse le matériau photoconducteur est donc F fois supérieur à la charge électrique libérée chaque seconde ; F est le facteur de gain et sa valeur qui peut être considérable, de l'ordre de 10^5 , explique la sensibilité élevée des cellules photoconductrices.

En explicitant l'expression du facteur de gain :

$$F = \frac{\tau_n}{\tau_{tr}} = \frac{\tau_n \mu V}{L^2}$$

on constate que le courant I_p , résultant de l'effet photoélectrique, est d'autant plus important que :

- la durée de vie τ_n des électrons libres est plus longue ;
- la différence de potentiel appliquée à la cellule est plus forte (comportement ohmique – absence de saturation) ;
- la largeur L de la couche photoconductrice est plus réduite.

Cette dernière condition explique la forme en « peigne » souvent donnée à la surface photoconductrice car elle permet d'accroître la surface soumise au rayonnement tout en maintenant sa largeur faible.

5.6.3 Matériaux utilisés

Les cellules sont réalisées à l'aide de matériaux semi-conducteurs homogènes polycristallins ou monocristallins, intrinsèques (purs) ou extrinsèques (dopés) :

- matériaux polycristallins : CdS, CdSe, CdTe ;
PbS, PbSe, PbTe ;

- matériaux monocristallins : Ge et Si purs ou dopés par Au, Cu, Sb, Zn ;
SbIn, AsIn, PIn, CdHgTe.

Le domaine spectral à l'intérieur duquel les plus couramment utilisés de ces matériaux sont sensibles est indiqué *figure 5.8*. Divers exemples de réalisation de cellules sont représentés *figure 5.9*.

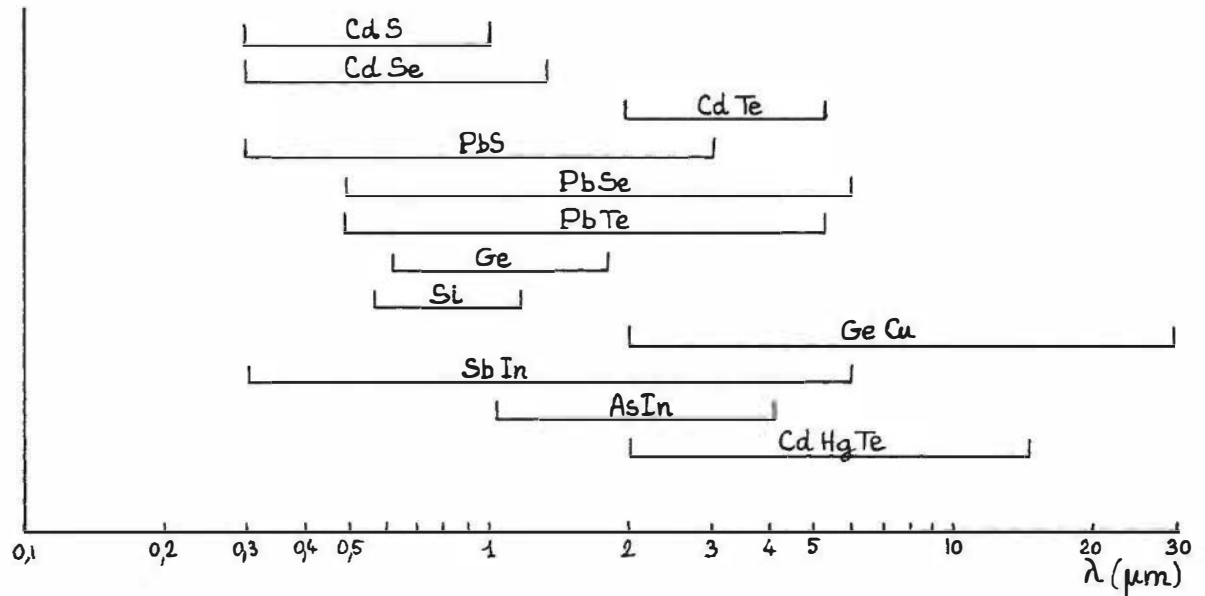


Figure 5.8 – Domaine spectral d'utilisation de divers matériaux photoconducteurs.

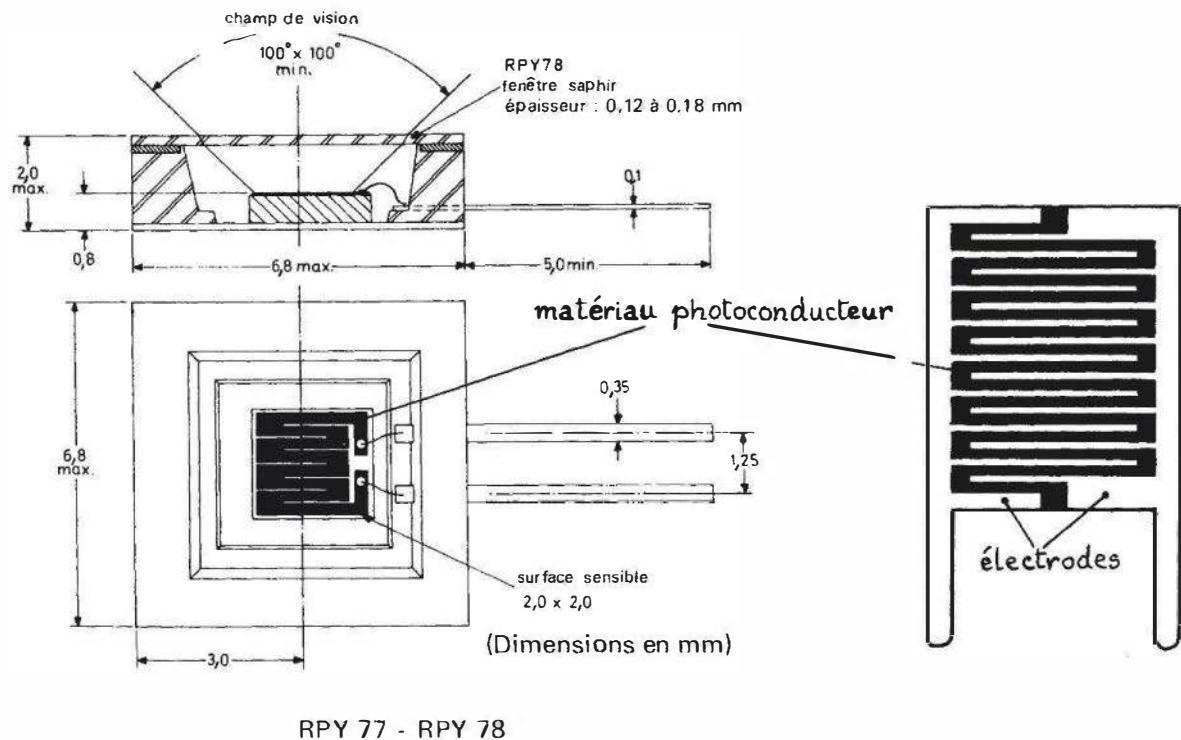


Figure 5.9 – Exemples de réalisation de cellules photoconductrices (Doc. R.T.C.).

5.6.4 Caractéristiques des cellules photoconductrices

■ Résistance

La valeur de la résistance d'obscurité R_{co} dépend de la forme géométrique, des dimensions, de la température et de la nature physicochimique du dépôt photoconducteur :

- elle est très élevée (10^4 à $10^9 \Omega$ à 25°C) pour PbS, CdS, CdSe ;
- elle est relativement faible (10 à $10^3 \Omega$ à 25°C) pour SbIn, SbAs, CdHgTe.

La résistance R_c de la cellule soumise à un rayonnement diminue très rapidement à éclairement croissant (*figure 5.10*).

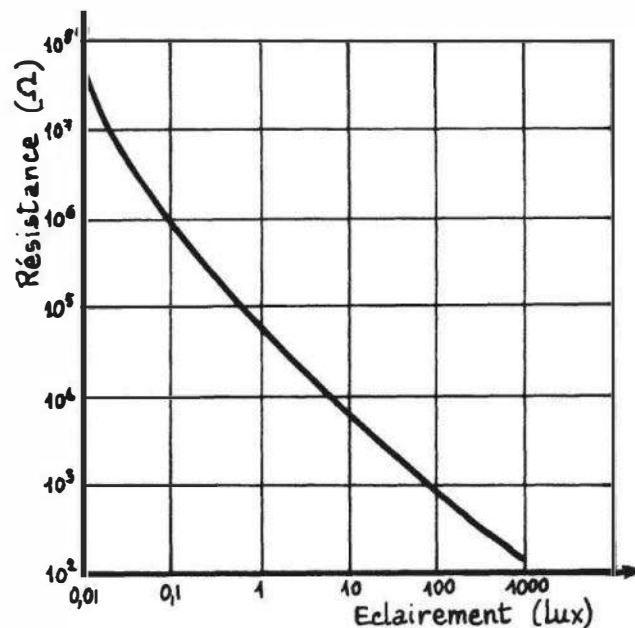


Figure 5.10 – Exemple de variation de la résistance d'une cellule photoconductrice en fonction de son éclairement.

Les propriétés de la cellule peuvent être convenablement traduites par un schéma électrique équivalent où la résistance d'obscurité R_{co} est placée en parallèle sur une résistance R_{cp} qui est déterminée par l'effet photoélectrique du flux incident et qui est de la forme :

$$R_{cp} = a \Phi^{-\gamma}$$

a dépendant en particulier du matériau, de la température et du spectre du rayonnement incident, et γ ayant généralement des valeurs comprises entre 0,5 et 1.

Dans ces conditions la résistance R_c a pour expression :

$$R_c = \frac{R_{co} R_{cp}}{R_{co} + R_{cp}} = \frac{R_{co} \cdot a \Phi^{-\gamma}}{R_{co} + a \Phi^{-\gamma}}$$

et, dans le cas habituel d'emploi où $R_{cp} \ll R_{co}$, on a : $R_c = a \Phi^{-\gamma}$.

La variation de la résistance en fonction du flux incident n'est pas linéaire ; elle peut cependant être linéarisée dans une plage de flux limitée, à l'aide d'une résistance fixe placée en parallèle sur la cellule photoconductrice (§ 4.2.1.1).

La résistance R_c sous éclairage dépend de la température : sa sensibilité thermique est cependant d'autant plus faible que son éclairage est plus important.

La valeur de la résistance peut présenter une dérive lente dans des conditions d'emploi extrêmes : flux importants, tension appliquée élevée. On constate que ce vieillissement est le plus marqué pour les matériaux à coefficient de température élevé.

■ Puissance dissipée

Les puissances maximales dissipables sont de l'ordre du mW par mm² de surface photosensible. La variation de la puissance dissipée P_d en fonction de la résistance R_c dépend du mode d'alimentation :

- alimentation à tension V constante : $P_d = V^2 / R_c$;
- alimentation à courant I constant : $P_d = R_c I^2$;
- alimentation par une source de f.é.m. E_s en série avec une résistance R_s :

$$P_d = \frac{R_c E_s^2}{(R_s + R_c)^2}$$

Dans ce dernier cas, $P_{d\max} = E_s^2 / 4R_s$ lorsque $R_c = R_s$.

C'est l'échauffement de la cellule qui limite la puissance maximale dissipable ; quand cela est possible, l'utilisation d'un radiateur permet de réduire l'accroissement de température et par là même, la dégradation des performances.

■ Sensibilité

D'après le schéma électrique équivalent de la cellule, sa conductance G_c peut s'écrire :

$$G_c = G_{co} + G_{cp}$$

où G_{co} est la conductance d'obscurité : $G_{co} = 1/R_{co}$,

et G_{cp} est la conductance d'origine photoélectrique : $G_{cp} = \frac{1}{R_{cp}} = \frac{1}{a} \cdot \Phi^\gamma$.

Soumise à une tension constante V , la cellule est traversée par un courant I :

$$I = G_c \cdot V = G_{co} \cdot V + G_{cp} \cdot V = I_o + I_p$$

où $G_{co} \cdot V = I_o$, courant d'obscurité,

et $G_{cp} \cdot V = I_p$, courant dû à l'effet photoélectrique.

Dans les conditions habituelles d'emploi de la cellule : $I_o \ll I_p$

$$\text{et } I = I_p = \frac{V}{a} \cdot \Phi^\gamma.$$

Sauf dans le cas très particulier où $\gamma = 1$, le courant I est une fonction non linéaire du flux reçu.

Pour un flux de rayonnement dont la répartition spectrale est spécifiée,

- le rapport de transfert statique est : $\frac{I}{\Phi} = \frac{V}{a} \cdot \Phi^{\gamma-1}$

– la sensibilité est : $\frac{\Delta I}{\Delta \Phi} = \gamma \cdot \frac{V}{a} \cdot \Phi^{\gamma-1}$

De ces expressions il ressort que :

- le rapport de transfert statique et la sensibilité sont du même ordre de grandeur, compte tenu des valeurs de γ , comprises entre 0,5 et 1 ;
- la cellule photoconductrice est un capteur non linéaire, sa sensibilité décroissant lorsque le flux augmente, sauf dans le cas particulier où $\gamma = 1$; cependant, un fonctionnement quasi linéaire demeure possible en « petits signaux », lorsque l'information est associée à de faibles variations de flux, autour d'une valeur constante très supérieure ;
- la sensibilité est proportionnelle à la tension V appliquée à la cellule ; ceci n'est cependant valable que pour des tensions suffisamment faibles pour que l'effet Joule qui en résulte n'entraîne pas d'élévation de température trop importante dont l'effet est de réduire la sensibilité (*figure 5.11*).

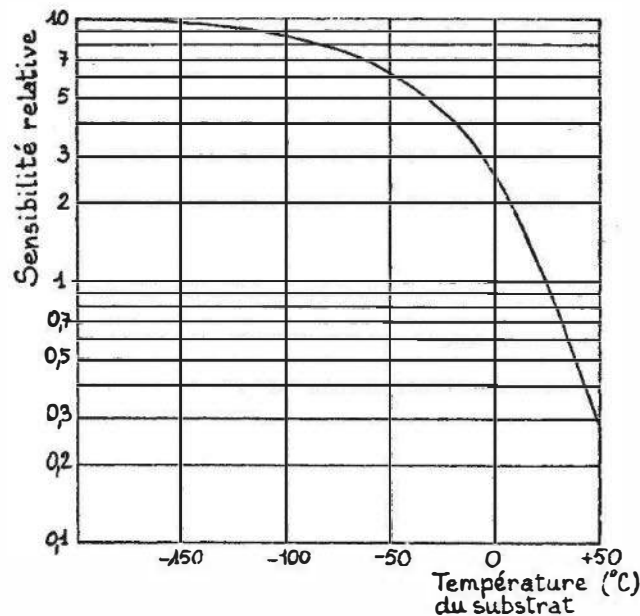


Figure 5.11 – Influence de la température sur la sensibilité d'une cellule photoconductrice (cellule au CdHgTe – Doc. R.T.C.).

Dans le cas d'un rayonnement monochromatique, le courant I_p pour un flux donné est fonction de λ ; il peut être exprimé à l'aide du facteur de gain F et du nombre G de charges libérées par seconde :

$$I_p = q F G$$

soit, compte tenu des expressions précédemment établies de F et de G :

$$I_p = q \frac{\tau_n \mu V}{L^2} \cdot \eta \frac{(1-r)\lambda}{hc} \cdot \Phi(\lambda) \quad (\lambda \leq \lambda_s)$$

où τ_n est fonction de $\Phi(\lambda)$ et η , r dépendent de λ .

La sensibilité spectrale $S(\lambda) = \Delta I / \Delta \Phi(\lambda)$ est généralement spécifiée en valeur relative par la courbe de réponse spectrale (*figure 5.12a*) ; l'ordre de grandeur de la sensibilité spectrale maximale est compris, selon le matériau photoconducteur, entre 10^{-1} et 10^2 A/W, pour une tension appliquée de 10 V et une surface réceptrice de 1 cm^2 .

La sensibilité $S(\lambda)$ est une fonction de la température : à température décroissante, on observe généralement :

- un accroissement de la valeur de $S(\lambda)$,
- un déplacement de la longueur d'onde de seuil dans un sens qui dépend des matériaux : accroissement pour les composés du plomb, diminution pour les composés d'indium.

Lorsque le rayonnement n'est pas monochromatique, le courant I_p et donc la sensibilité totale S_t dépendent de la répartition spectrale du flux par rapport à la courbe de réponse spectrale de la cellule (*figure 5.12b*).

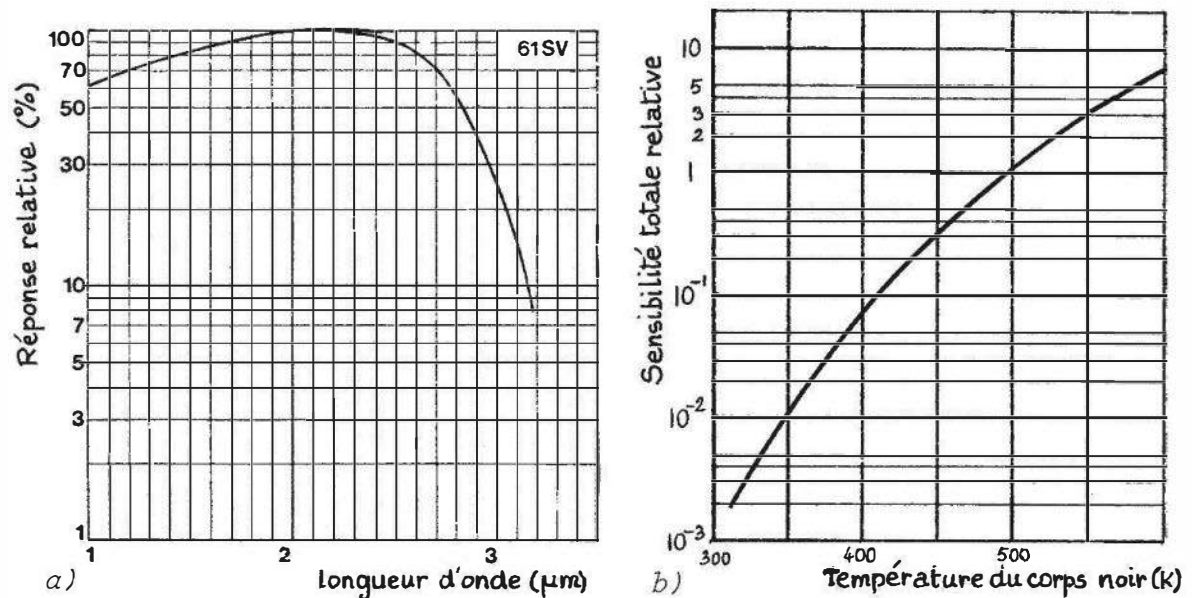


Figure 5.12 – Sensibilité d'une cellule photoconductrice : a) courbe de réponse spectrale ; b) variation de la sensibilité totale en fonction de la température de couleur de la source (Cellule au PbS - Doc. R.T.C.).

■ Temps de réponse

Le temps de réponse de la résistance permet de spécifier la rapidité avec laquelle la résistance de la cellule prend sa nouvelle valeur lorsqu'elle est soumise à un brusque changement de flux ; c'est le temps nécessaire pour que la variation de résistance, consécutive à l'application d'un échelon de flux, atteigne un pourcentage spécifié (63 % par exemple) de la variation totale. La loi de variation de la résistance en fonction du temps n'est en général pas exponentielle et le temps de réponse à l'établissement du flux est, le plus souvent, plus court qu'à la coupure. Le temps de réponse de la résistance est déterminé par les phénomènes physiques qui fixent la durée de vie des charges libres et il est en général du même ordre de grandeur que

cette durée de vie ; le facteur de gain F étant proportionnel à la durée de vie des porteurs, il en résulte qu'une **sensibilité élevée est en général contradictoire avec un temps de réponse court**. Le temps de réponse de la résistance doit être distingué du temps de réponse électrique qui est la conséquence des groupements de résistances et capacités dans le circuit associé à la résistance photoconductrice et qui fixe la constante de temps électrique RC . Le temps de réponse de la résistance est souvent supérieur au temps de réponse électrique du circuit et c'est alors lui qui impose la rapidité de la réponse aux variations du flux.

L'ordre de grandeur du temps de réponse de la résistance dépend :

- de la nature du matériau photoconducteur et de son mode de fabrication :
 - 0,1 μs pour SbIn, AsIn, CdHgTe,
 - 0,1 à 100 ms pour PbS, PbSe, CdSe.
- de la valeur de l'échelon de flux $\Delta\Phi$ auquel est soumise la cellule : le temps de réponse décroît lorsqu'augmente la variation d'éclairement. Le temps de réponse est notablement réduit lorsque la photorésistance est soumise à des variations de flux $\Delta\Phi$ autour d'une valeur moyenne Φ_0 nettement supérieure.

■ Réponse en fréquence

La cellule étant soumise à des variations périodiques de flux, sa sensibilité S décroît lorsque la durée de l'éclairement ou la durée d'obscurité deviennent du même ordre ou inférieures respectivement au temps de réponse à l'établissement ou à la coupure. Dans ces conditions, en effet, le courant I_p n'atteint plus les valeurs d'équilibre du régime statique correspondant. Il en résulte, lorsqu'augmente la fréquence de modulation ou de découpage de la lumière, une décroissance de la sensibilité que l'on caractérise par la fréquence de coupure f_c pour laquelle S a décliné de 3 dB et qui est de l'ordre de l'inverse des temps de réponse, soit selon les matériaux de quelques 10^2 Hz à 10^5 Hz (*figure 5.13*).

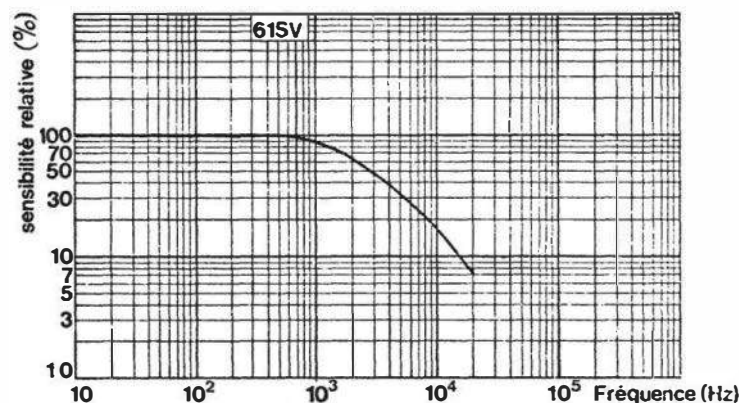


Figure 5.13 – Influence sur la sensibilité de la fréquence de modulation du signal optique (Cellule au PbS - Doc. R.T.C.).

Les temps de réponse étant réduits lorsque la variation d'éclairement est superposée à un éclairement moyen constant, il en résulte aussi un élargissement vers les fréquences hautes de la réponse en fréquence.

■ Défectivité

Le bruit d'origine interne a principalement pour causes l'agitation thermique (bruit Johnson) et les fluctuations de création et recombinaison des porteurs. Le bruit d'origine externe qui est dû au rayonnement thermique du milieu environnant peut devenir prépondérant pour les capteurs sensibles à l'infrarouge lorsque ceux-ci ne sont pas placés dans une enceinte refroidie et que n'est pas limité leur champ de vision. Afin de fixer les ordres de grandeur, on indique ci-après les valeurs de détectivité spécifique de quelques types de cellules photoconductrices à la température de 20 °C (constructeur RTC).

– Cellule au tellurure dopé au mercure :

$$D^*(5 \mu\text{m}, 5000, 1) : 2,5 \cdot 10^9 \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$$

– Cellule à l'antimoniure d'indium :

$$D^*(6 \mu\text{m}, 800, 1) : 2,0 \cdot 10^8 \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$$

$$D^*(500 \text{ K}, 800, 1) : 6,0 \cdot 10^7 \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$$

– Cellule au sulfure de plomb

$$D^*(2 \mu\text{m}, 800, 1) : 6 \cdot 10^{10} \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$$

$$D^*(500 \text{ K}, 800, 1) : 10^9 \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$$

Ainsi que cela apparaît sur ces exemples, l'ordre de grandeur de la détectivité spécifique à la longueur d'onde de pic est, selon les matériaux, compris entre 10^8 et $10^{11} \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$.

La détectivité décroît rapidement lorsque :

- λ varie de part et d'autre de λ_p , longueur d'onde de pic (*figure 5.14a*) ;
- la température de la cellule augmente.

En fonction du courant I , la sensibilité S passant par un maximum et le bruit augmentant notablement à courant élevé, il existe une valeur de I rendant D^* maximum.

En fonction de la fréquence f de modulation, D^* passe par un maximum (*figure 5.14b*) qui est dû : à la détérioration de D^* par le bruit en $1/f$ aux fréquences basses, à la diminution de S aux fréquences hautes, au-delà de la fréquence de coupure.

■ Applications des cellules photoconductrices

De façon générale, l'intérêt des cellules photoconductrices réside d'abord dans leur rapport de transfert statique et leur sensibilité élevés d'où résulte la simplicité de certains montages d'utilisation (commande directe de relais par exemple). Leurs inconvénients majeurs sont les suivants :

- non-linéarité de la réponse en fonction du flux,
- temps de réponse en général élevé et bande passante limitée,
- instabilité (vieillesse) des caractéristiques,

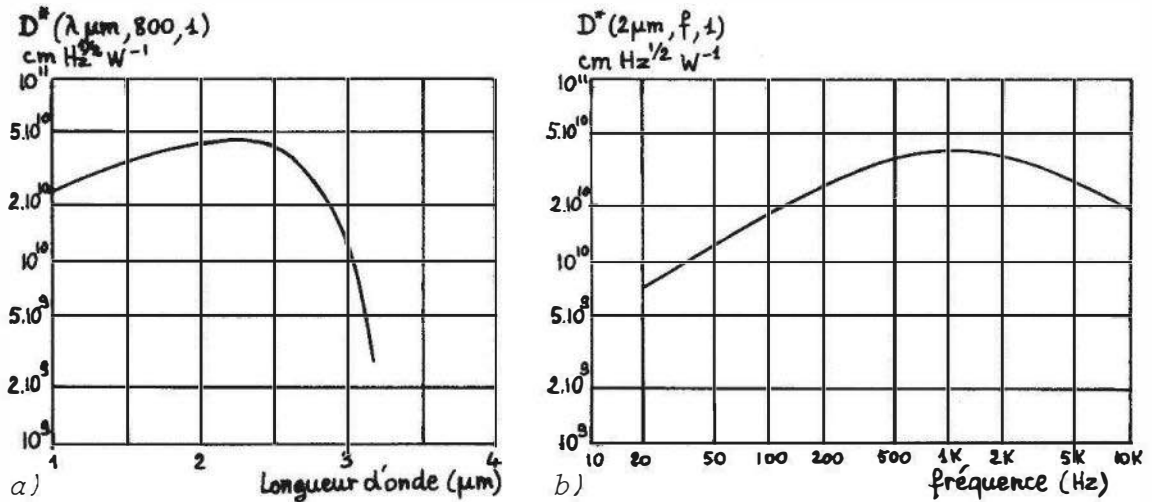


Figure 5.14 – Détectivité spécifique d'une cellule photoconductrice en fonction :
 a) de la longueur d'onde; b) de la fréquence de modulation du signal optique
 (Cellule au PbS - Doc. R.T.C.).

- sensibilité thermique – comme la plupart des capteurs optiques,
- nécessité de refroidissement pour certains types.

Les cellules photoconductrices trouvent leurs applications principales lorsque l'on recherche, non pas une détermination précise du niveau du flux reçu, mais plutôt la discrimination de niveaux de flux différents (obscurité-éclairage, impulsions lumineuses). Cependant leur utilisation en photométrie est possible à condition que leurs caractéristiques soient déterminées avec précision et stabilisées.

La mesure de la résistance de la cellule ou la détection de ses variations s'effectuent en l'associant à l'un des divers types de conditionneurs de capteurs résistifs (chapitre 3) :

- alimentation à courant constant,
- montage potentiométrique,
- pont de Wheatstone,
- amplificateur opérationnel,
- oscillateur RC .

Exemples d'applications :

Commande

La réception d'un flux supérieur à un seuil déterminé, en réduisant suffisamment la résistance du capteur entraîne la circulation d'un courant I qui provoque, soit directement, soit après amplification, la commutation d'un dispositif à deux états :

- ouverture et fermeture d'un relais (*figure 5.15*),
- blocage ou conduction d'un thyristor, etc.

Réception de signaux optiques

La cellule photoconductrice et son conditionneur permettent de convertir en impulsions électriques les impulsions optiques produites lorsqu'un faisceau lumineux est

alternativement coupé ou transmis au rythme de l'information recherchée (comptage d'objets, mesure de vitesse de rotation par disque tournant). Les impulsions de tension délivrées par le conditionneur, par suite du temps de réponse de la résistance relativement important, nécessitent fréquemment une mise en forme par un trigger de Schmitt préalablement à leur traitement ultérieur. En outre, la fréquence maximale des impulsions lumineuses doit être inférieure à la fréquence de coupure de la résistance.

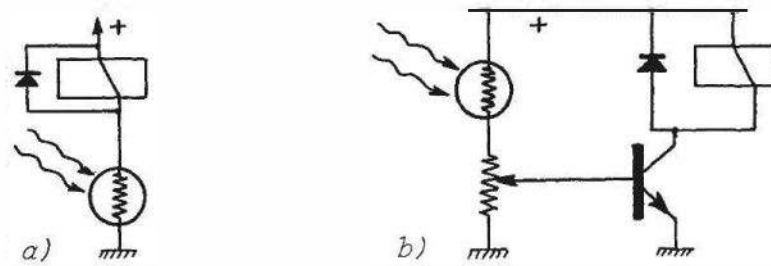


Figure 5.15 – Montages d'une cellule photoconductrice pour commander un relais : a) commande directe ; b) commande par l'intermédiaire d'un transistor amplificateur.

5.7 Photodiode

5.7.1 Constitution et principe du fonctionnement

On sait que de part et d'autre de la jonction d'un semi-conducteur P et d'un semi-conducteur N se forme une zone de déplétion dénuée de porteurs libres en équilibre car il y règne un champ électrique ; ce dernier établit entre les deux éléments semi-conducteurs une barrière de potentiel V_b (figure 5.16).

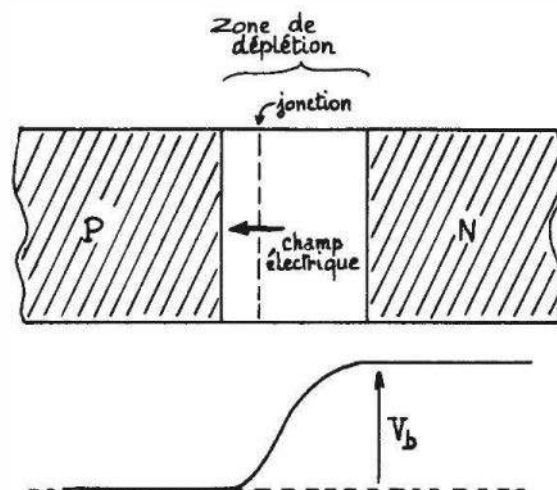


Figure 5.16 – Jonction PN et sa barrière de potentiel.

En l'absence de tension extérieure appliquée, le courant à travers la jonction est nul ; il est en fait la somme de deux courants égaux et de sens contraires :

- un courant dû aux porteurs majoritaires (créés par l'ionisation des dopants : trous dans le semi-conducteur P, électrons dans le semi-conducteur N) dont l'énergie

d'agitation thermique est suffisante pour qu'ils puissent traverser la barrière de potentiel ;

- un courant dû aux porteurs minoritaires (résultant de la formation de paires par activation thermique : électrons dans le semi-conducteur P, trous dans le semi-conducteur N) qui sont, eux, mobilisés par le champ électrique de la zone de déplétion.

L'application à la diode d'une tension extérieure modifie la hauteur de la barrière de potentiel entraînant une variation du courant dû aux porteurs majoritaires et une modification de la largeur de la zone de déplétion.

La tension v_d appliquée à la jonction détermine le courant I qui la traverse :

$$I = I_0 \exp\left(\frac{qv_d}{kT}\right) - I_0$$

Pour une tension inverse suffisamment importante ($v_d \ll -\frac{kT}{q} = -26 \text{ mV}$ à 300 K) la hauteur de la barrière de potentiel qui est accrue est telle que le courant de porteurs majoritaires devient négligeable et seul subsiste le courant I_0 dû aux porteurs minoritaires : c'est le courant inverse I_r de la diode :

$$I_r = I_0$$

Lorsque la diode est soumise à l'action d'un rayonnement de longueur d'onde $\lambda \leq \lambda_s$ (λ_s : longueur d'onde de seuil), celui-ci provoque la formation de paires électron-trou. Pour que ces porteurs puissent contribuer au courant il faut éviter qu'ils ne se recombinent et pour cela ils doivent être rapidement séparés par l'action d'un champ. Ceci n'est possible que dans la zone de déplétion et le déplacement de ces charges, de même sens que celui des porteurs minoritaires entraîne un accroissement du courant inverse I_r (figure 5.17).

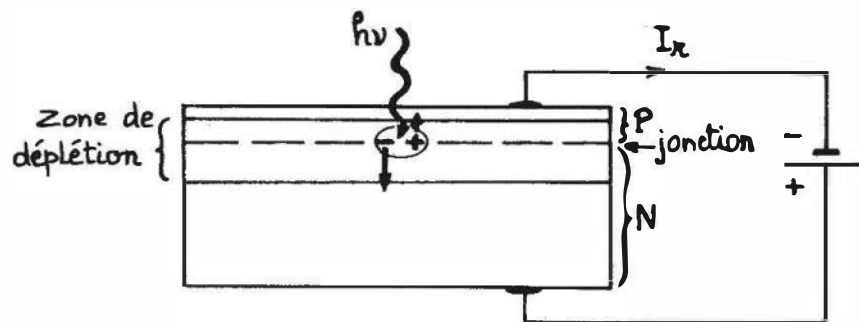


Figure 5.17 – Création d'une paire électron-trou par effet photoélectrique dans la zone de déplétion d'une jonction PN.

Il faut que le rayonnement incident puisse atteindre la zone de déplétion en traversant sans atténuation notable l'élément semi-conducteur éclairé. Le flux Φ transmis décroît avec l'épaisseur x traversée : $\Phi(x) = \Phi_0 \exp(-\alpha x)$, où α est de l'ordre de 10^5 cm^{-1} ce qui correspond à une atténuation de 63 % pour une épaisseur traversée de l'ordre de 10^3 \AA .

Dans la réalisation de la photodiode il faut donc veiller à ce que :

- la tranche de semi-conducteur éclairée soit très mince de façon à transmettre la majeure partie de l'énergie incidente,
- la zone de déplétion soit large de façon à ce que l'absorption du rayonnement y soit maximum.

Ces remarques trouvent en particulier leur application dans le cas des diodes PIN où un matériau intrinsèque (I) de grande résistivité est pris en sandwich entre le semi-conducteur P et le semi-conducteur N (*figure 5.18*).

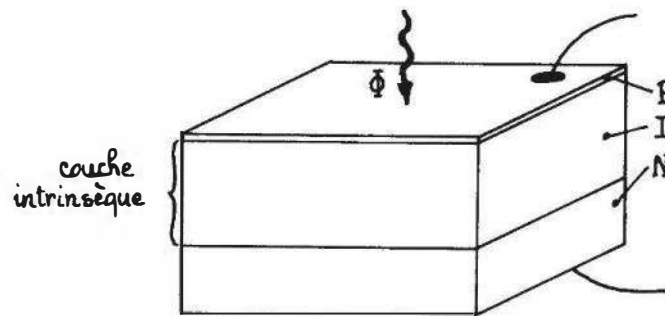


Figure 5.18 – Structure d'une diode PIN.

L'extension de la zone de déplétion à l'intérieur d'un matériau étant proportionnelle à sa résistivité, elle sera donc particulièrement importante à la jonction PI et à la jonction IN ; une tension inverse de quelques volts est en général suffisante pour étendre la zone de déplétion sur la totalité du semi-conducteur I.

Les matériaux de base pour la fabrication des photodiodes sont :

- le silicium et le germanium pour les applications au domaine visible et au proche infrarouge,
- GaAs, InAs, InSb, HgCdTe pour l'infrarouge.

5.7.2 Modes de fonctionnement

■ Mode photoconducteur

Le montage de base comporte une source E_s polarisant la diode en inverse et une résistance R_m aux bornes de laquelle est recueilli le signal (*figure 5.19a*).

Soit $v_d < 0$, la tension inverse appliquée à la diode : le courant inverse I_r qui la traverse a pour expression :

$$I_r = -I_o \cdot \exp\left(\frac{qv_d}{kT}\right) + I_o + I_p$$

où I_p est le courant d'origine photoélectrique créé dans la zone de déplétion par le flux qui l'atteint après avoir traversé la région P d'épaisseur X :

$$I_p = \frac{q \eta (1 - r) \lambda}{h c} \cdot \Phi_o \exp(-\alpha X)$$

les différents termes de cette expression ayant été définis antérieurement. Pour une tension inverse v_d suffisante, le terme exponentiel correspondant devient négligeable et l'on a :

$$I_r = I_o + I_p$$

soit, sauf aux éclaircements très faibles :

$$I_r = I_p$$

L'équation du circuit électrique :

$$E_s = v_R - v_d \quad \text{où} \quad v_R = R_m I_r$$

permet de tracer la droite de charge Δ dans le réseau I_r, v_d de la diode :

$$I_r = \frac{E_s}{R_m} + \frac{v_d}{R_m} \quad (\text{figure 5.19b})$$

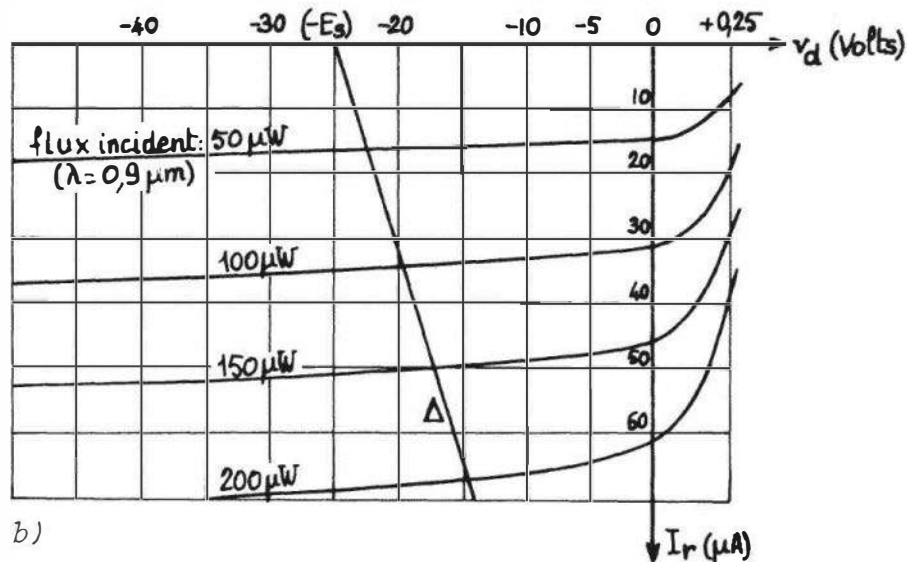
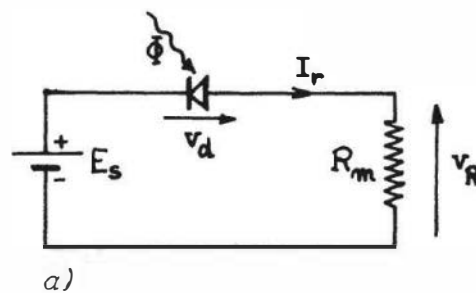


Figure 5.19 – Diode en mode photoconductor : a) montage de base ; b) réseau des caractéristiques courant-tension à différents flux incidents et droite de charge Δ (Doc. Hewlett-Packard : photodiodes 5082 – 4200).

Le point de fonctionnement Q de la diode est à l'intersection de la droite de charge et de la caractéristique de la diode correspondant au flux incident. Ce mode de fonctionnement est linéaire : v_R est en effet comme I_r proportionnel au flux.

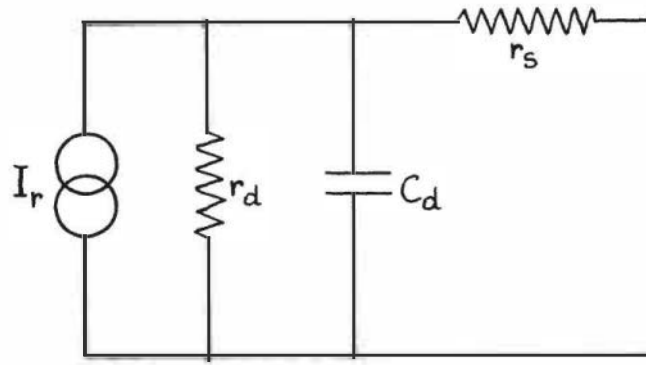


Figure 5.20 – Schéma électrique équivalent d'une photodiode.

Dans l'étude des performances d'un montage, la diode peut être représentée par son schéma électrique équivalent (figure 5.20).

Ce schéma comporte :

- une source de courant $I_r = I_o + I_p$;
- une résistance r_d en parallèle sur la source de courant et qui correspond à la résistance dynamique de la jonction ; dans le mode photoconducteur, la diode étant polarisée en inverse, r_d a des valeurs très élevées, de l'ordre de $10^{10} \Omega$;
- une résistance r_s en série avec la charge : c'est la résistance ohmique des éléments semi-conducteurs entre bornes d'accès de la diode et zone de déplétion ; r_s est de l'ordre de la dizaine d'ohms et est souvent négligeable devant la résistance de charge R_m ;
- une capacité C_d , en parallèle sur r_d et qui permet de traduire le comportement électrique de la jonction en régime transitoire ou aux fréquences élevées. Cette capacité qui est de l'ordre de la dizaine de pF en l'absence de tension extérieure appliquée, décroît notablement dans le mode photoconducteur à mesure que la zone de déplétion s'élargit sous l'influence de la tension inverse appliquée (figure 5.21).

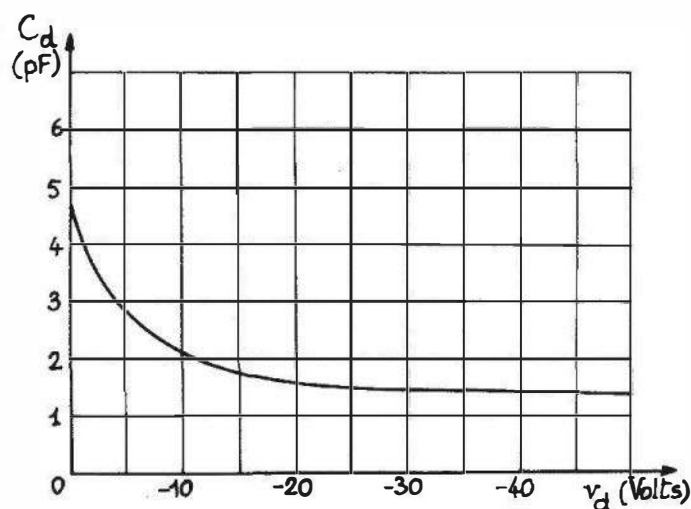


Figure 5.21 – Variation de la capacité d'une photodiode en fonction de la tension inverse appliquée (Doc. Hewlett-Packard : photodiodes 5082 – 4200).

■ Mode photovoltaïque

Aucune source de polarisation externe n'est associée à la diode qui, fonctionnant en convertisseur d'énergie, est équivalente à un générateur dont on mesure soit la tension en circuit ouvert soit le courant de court-circuit.

Tension en circuit ouvert V_{co}

L'augmentation I_p du courant des porteurs minoritaires dû au flux incident provoque, par le transfert de charges qu'il opère, une réduction Δv_b de la hauteur de la barrière de potentiel ; cette réduction entraîne un accroissement du courant des porteurs majoritaires maintenant l'égalité des courants des porteurs majoritaires et minoritaires de telle sorte que : $I_r = 0$ soit :

$$-I_o \exp\left(\frac{q \Delta v_b}{k T}\right) + I_o + I_p = 0$$

dont on déduit :

$$\Delta v_b = \frac{k T}{q} \text{Log} \left(1 + \frac{I_p}{I_o}\right)$$

avec :

$$I_p = \frac{q \eta (1 - r) \lambda}{h c} \Phi_o \exp(-\alpha X).$$

La réduction Δv_b de la barrière de potentiel est mesurable aux bornes de la diode en circuit ouvert :

$$V_{co} = \frac{k T}{q} \text{Log} \left(1 + \frac{I_p}{I_o}\right).$$

Aux éclaircements très faibles :

$$I_p \ll I_o \quad \text{et} \quad V_{co} = \frac{k T}{q} \cdot \frac{I_p}{I_o}.$$

La tension V_{co} , qui dans ce cas est faible ($k T/q = 26 \text{ mV}$ à $T = 300 \text{ K}$) est fonction linéaire du flux reçu par la diode.

Aux éclaircements importants :

$$I_p \gg I_o \quad \text{et} \quad V_{co} = \frac{k T}{q} \cdot \text{Log} \frac{I_p}{I_o}.$$

La tension V_{co} est dans ce cas plus importante (de 0,1 à 0,6 V) mais elle est fonction logarithmique du flux reçu (*figure 5.22*).

Le schéma équivalent de la diode indiqué au paragraphe précédent demeure valable dans sa forme, avec cependant pour la capacité C_d une valeur qui, dans le mode photovoltaïque, est nettement supérieure – de 5 à 10 fois – à la valeur en mode photoconducteur.

La tension V_{co} est pratiquement mesurable dès lors que la résistance de charge R_m a une valeur très supérieure à celle de r_d .

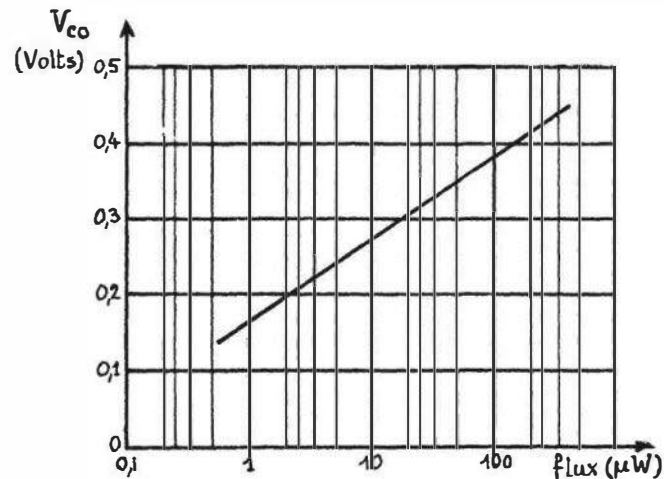


Figure 5.22 – Diode en mode photovoltaïque : tension en circuit ouvert en fonction du flux incident. (Doc. Fairchild : photodiode FPT 102).

Si l'on se reporte au réseau de caractéristiques de la diode (figure 5.23), l'équation de la droite de charge Δ est dans le mode photovoltaïque :

$$R_m I_r = v_d$$

le point de fonctionnement Q est à l'intersection de la droite de charge Δ et de la caractéristique de la diode pour le flux incident : il est d'autant plus voisin de l'axe v_d que la résistance R_m est plus élevée.

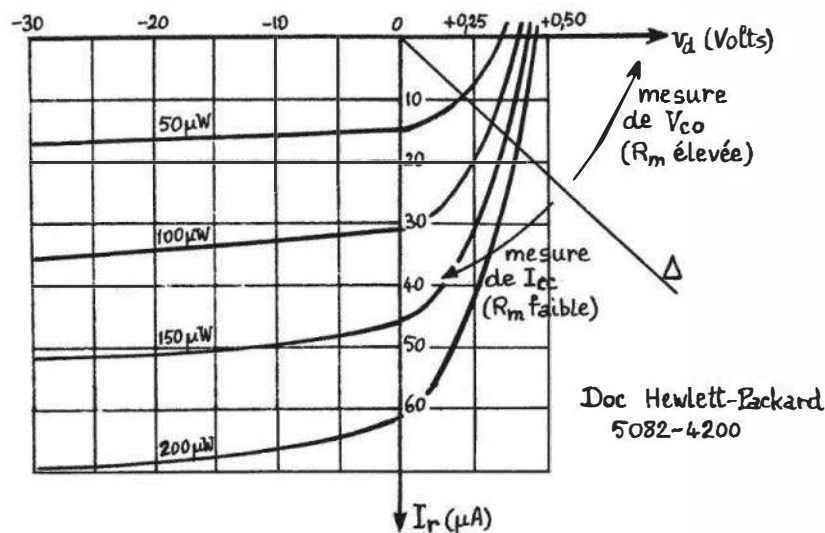


Figure 5.23 – Droite de charge Δ en mode photovoltaïque.

Courant de court-circuit I_{cc}

Lorsque l'on branche aux bornes de la diode une résistance R_m faible devant r_d , le courant qui la parcourt est pratiquement égal à I_p , courant de court-circuit de la diode et ce courant est proportionnel au flux incident (figure 5.24).

Le point de fonctionnement Q est déterminé comme dans le cas précédent : il est d'autant plus proche de l'axe I_r que R_m a une valeur plus faible.

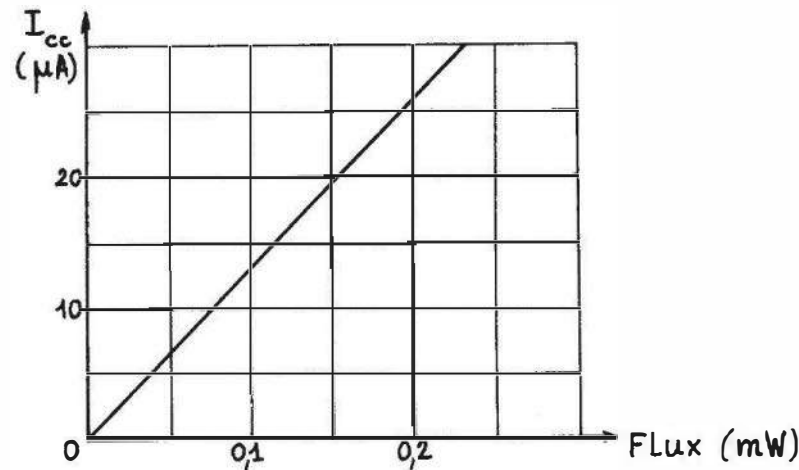


Figure 5.24 – Diode en mode photovoltaïque : courant de court-circuit en fonction du flux incident (Doc. Fairchild : photodiode FPT 102).

Une caractéristique importante de ce mode de fonctionnement est l'absence de courant d'obscurité : en effet, sans source de polarisation extérieure aucun courant ne peut traverser la diode dans l'obscurité ; il en résulte une réduction du bruit de Schottky et la possibilité de mesure de très faibles flux.

Le *tableau 5.2* regroupe les caractéristiques précédemment exposées des deux modes de fonctionnement de la photodiode.

Tableau 5.2

Rayonnement	Mode photoconducteur	Mode photovoltaïque
	Source de polarisation inverse	Pas de source de polarisation
Flux faible	$I_r = I_o + I_p$	$V_{co} = \frac{kT}{q} \cdot \frac{I_p}{I_o}$; $I_{cc} = I_p$
Flux élevé	$I_r = I_p$	$V_{co} = \frac{kT}{q} \cdot \text{Log} \frac{I_p}{I_o}$; $I_{cc} = I_p$
	Capacité C_d réduite	Capacité C_d importante

5.7.3 Courant d'obscurité

Le courant d'obscurité I_o dans le mode photoconducteur est de l'ordre du nA à la température ambiante. Un courant photoélectrique I_p du même ordre de grandeur correspond à des flux incidents très faibles : 10^{-8} à 10^{-10} W selon les diodes. Cependant le courant I_o augmente rapidement en même temps que la température (*figure 5.25*) ; il résulte de l'expression précédemment établie de la tension V_{co} en mode photovoltaïque que celle-ci est donc particulièrement sensible à la température : son coefficient de température $\frac{1}{V_{co}} \cdot \frac{dV_{co}}{dT}$ est de l'ordre de $-0,8 \text{ \%}/^\circ\text{C}$.

5.7.4 Sensibilité

Pour un rayonnement de répartition spectrale déterminée, le courant photoélectrique I_p est très précisément proportionnel au flux incident : cette linéarité se véri-

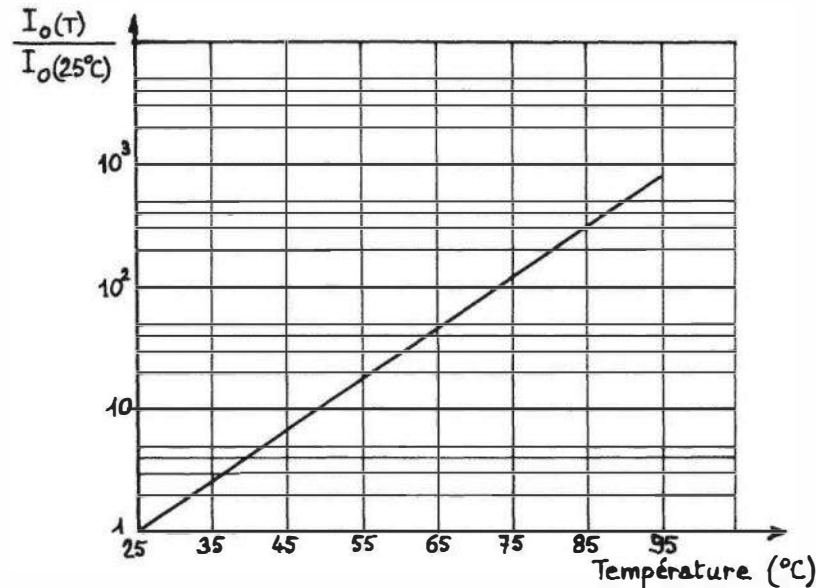


Figure 5.25 – Courant d'obscurité en fonction de la température (Doc. Hewlett-Packard : photodiodes 5082 – 4200 – tension inverse : 10 V).

fié dans une très large plage de flux s'étendant sur cinq à six décades. La sensibilité spectrale peut être exprimée à partir du courant photoélectrique I_p dont l'expression est donnée § 5.7.2.1 :

$$S(\lambda) = \frac{\Delta I_p}{\Delta \Phi} = \frac{q \eta (1 - r) \exp(-\alpha X)}{hc} \cdot \lambda \quad \text{pour } \lambda \leq \lambda_s$$

L'évolution de $S(\lambda)$ est déterminée par l'influence de λ sur le rendement quantique η , le coefficient de réflexion r et le coefficient d'absorption α . Pour chaque type de diode, le constructeur spécifie la sensibilité spectrale d'une part, au moyen de la courbe de réponse spectrale $S(\lambda) / S(\lambda_p)$, λ_p étant la longueur d'onde du pic de sensibilité (*figure 5.26a*) et d'autre part en indiquant la valeur de $S(\lambda_p)$. Cette dernière est généralement comprise entre 0,1 et 1 A/W mais, compte tenu des ordres de grandeur, elle est le plus souvent exprimée en $\mu\text{A}/\mu\text{W}$. L'identité des expressions du courant photoélectrique I_p dans le mode photoconducteur et dans le mode photovoltaïque ($I_{cc} = I_p$) entraîne évidemment l'identité des sensibilités spectrales dans ces deux modes.

Sous l'influence de la température, on observe une faible variation de la sensibilité spectrale qui a pour origine, à température croissante, un léger décalage de λ_p , longueur d'onde de pic, vers les grandes longueurs d'onde (*figure 5.26b*) ; le coefficient de température du courant photoélectrique $\frac{1}{I_p} \cdot \frac{dI_p}{dT}$ est de l'ordre de 0,1 %/°C.

5.7.5 Temps de réponse

L'apparition d'un courant photoélectrique suit très rapidement l'application d'un éclairage : le temps de retard t_{dm} est de l'ordre de 10^{-12} s. Cependant, la rapidité de croissance du courant mesurée par le temps de montée t_m (ou de la décroissance mesurée, à la coupure, par le temps de chute t_c) est déterminée par le schéma

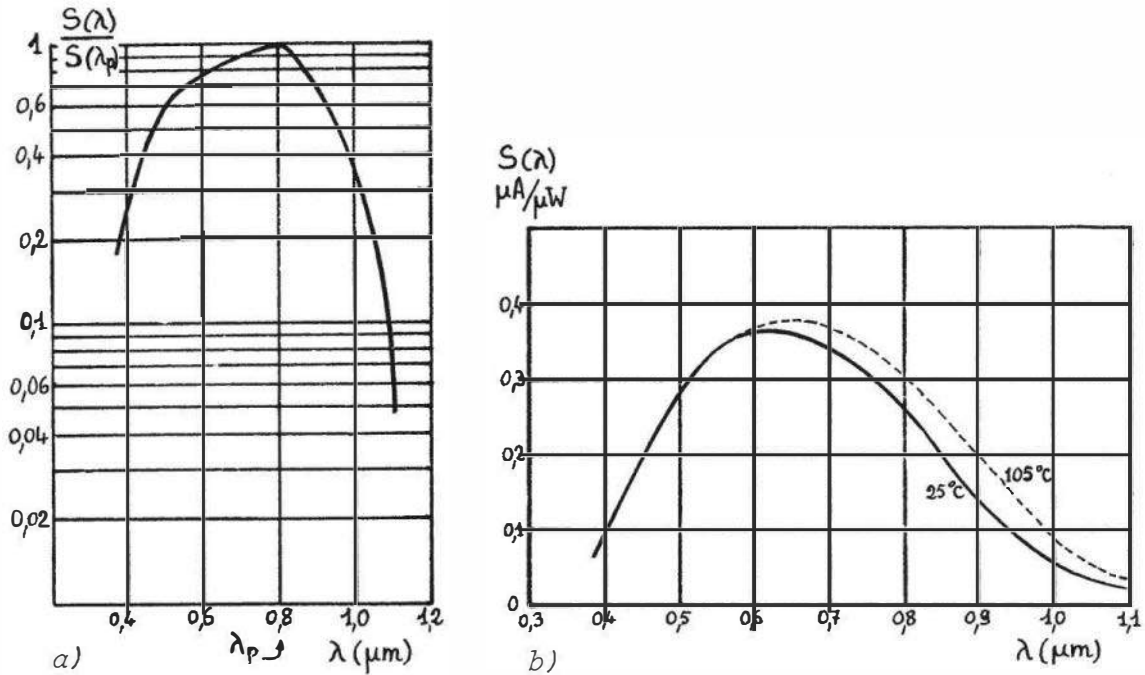


Figure 5.26 – Sensibilité spectrale d'une photodiode : a) courbe de réponse spectrale (Doc. Hewlett-Packard : photodiodes 5082-4200 : $S(\lambda_p) = 0,5 \mu\text{A}/\mu\text{W}$); b) influence de la température (Doc. Texas Instruments).

équivalent de la diode (§ 5.7.2.1) et du circuit de mesure associé; celui-ci se ramène généralement à une résistance R_m ayant en parallèle une capacité C_p due, en particulier, aux capacités parasites, de câblage par exemple (figure 5.27a).

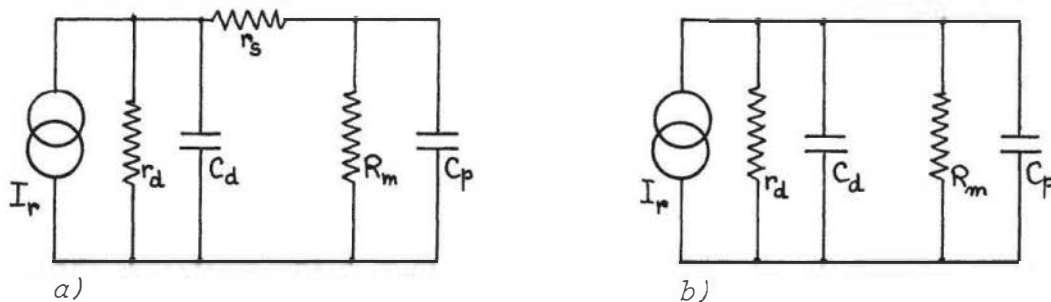


Figure 5.27 – Schéma électrique équivalent de la photodiode et du circuit de mesure associé : a) schéma complet ; b) schéma simplifié.

Afin de mettre en évidence les seuls ordres de grandeur et dans un but de simplification des formules, on néglige la résistance r_s dont la valeur est généralement inférieure à quelques dizaines d'ohms (figure 5.27b). Dans ces conditions, la constante de temps du montage a pour expression :

$$\tau = (C_d + C_p) \cdot \frac{r_d \cdot R_m}{r_d + R_m}$$

soit pour $R_m \ll r_d \cong 10^{11} \Omega$:

$$\tau = (C_d + C_p) R_m.$$

La valeur de τ et des temps qui lui sont liés (t_m et t_c) dépend donc :

- du mode d'utilisation de la photodiode, qui détermine la valeur de C_d .
- de la valeur de la résistance de charge R_m .

Pour la photodiode 4203 utilisée dans un montage où $C_p = 2\text{pF}$ et $R_m = 50\ \Omega$, le constructeur (Hewlett-Packard) indique :

- dans le mode photoconducteur : $t_m = t_c = 2,2\ \tau < 1\ \text{ns}$
- dans le mode photovoltaïque : $t_m = t_c = 2,2\ \tau = 300\ \text{ns}$.

Dans le mode photoconducteur, la diminution de la capacité C_d consécutive à la polarisation inverse entraîne une réduction importante du temps de réponse et rend donc ce mode de fonctionnement particulièrement adapté aux applications où le flux du rayonnement se présente sous forme d'impulsions très brèves (lasers déclenchés par exemple).

5.7.6 Réponse en fréquence

La diode et son circuit associé constituent un système du premier ordre auquel sont directement applicables les résultats établis aux § 2.4.3.1 et 2.5.2. L'amplitude V_1 de la tension aux bornes de R_m a pour expression :

$$V_1 = S \Phi_1 R_m \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^2}}$$

où S est la sensibilité de la diode au flux incident dont l'amplitude et la fréquence de modulation sont respectivement Φ_1 et f , f_c étant la fréquence de coupure du montage, qui est inversement proportionnelle à τ , t_m ou t_c :

$$f_c = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi(C_d + C_p)R_m} = \frac{0,35}{t_m}$$

Comme le temps de réponse, la fréquence de coupure dépend donc :

- du mode de fonctionnement : une fréquence de coupure élevée implique une faible valeur de la capacité C_d , donc un fonctionnement dans le mode photoconducteur ;
- de la valeur de la résistance de charge R_m : la fréquence de coupure est d'autant plus élevée que la résistance de charge est plus faible (*figure 5.28*).

5.7.7 Bruit de fond. Défectivité

Les diverses sources de courant de bruit dans la photodiode sont :

- le bruit Schottky : $\overline{I_{bS}^2} = 2q(I_o + I_{pm}) B$

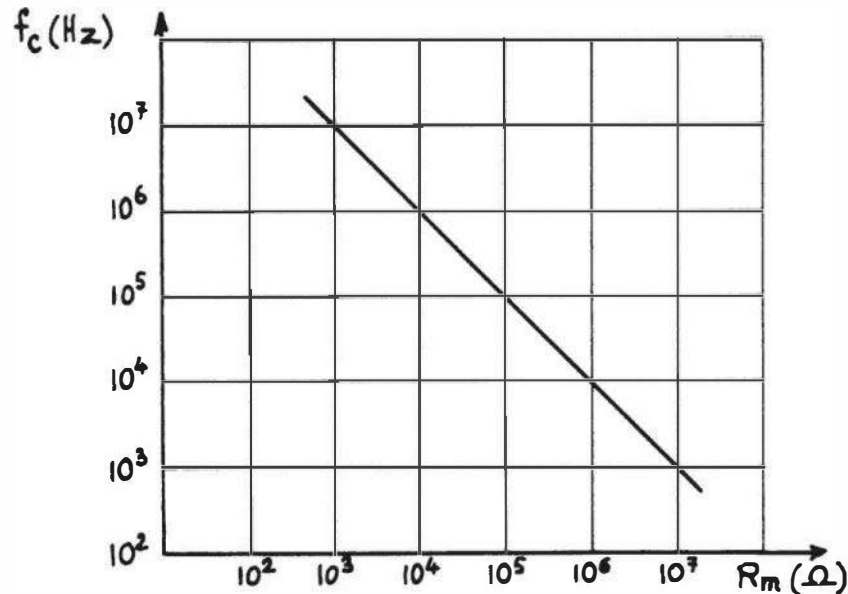


Figure 5.28 – Fréquence de coupure en fonction de la résistance de charge (Doc. Hewlett-Packard – photodiode 5082 – 4207).

où q est la charge de l'électron, I_o est le courant d'obscurité et I_{pm} le courant photoélectrique dû au flux moyen, B étant la bande passante ;

– le bruit de Johnson : $\overline{I_{bR}^2} = \frac{4k T B}{r_d}$

où k est la constante de Boltzmann, T la température absolue de la diode et r_d la résistance dynamique de sa jonction ;

- le bruit de création-recombinaison et le bruit en $1/f$, ce dernier pouvant être négligé car il n'est important qu'aux fréquences basses, très inférieures aux fréquences habituelles de modulation.

De ces sources de bruit résulte le courant total de bruit I_{bd} de la diode qui est l'un des facteurs déterminants de sa détectivité D^* .

L'ordre de grandeur de la détectivité, dans les conditions normales d'utilisation et selon le type de diode, est compris entre 10^{10} et 10^{13} cm Hz^{1/2}W⁻¹. La détectivité est maximale, en fonction de la longueur d'onde, au pic de sensibilité spectrale (λ_p) ; elle augmente quand la température de la diode diminue.

La comparaison des valeurs, d'une part du courant de bruit total I_{bd} déduit de la détectivité et d'autre part du courant de bruit de Schottky I_{bs} calculé à partir du courant d'obscurité I_o montre que ce dernier est la cause principale du bruit de la diode.

Ainsi, par exemple, pour la diode au silicium FPT 102, le fabricant (Fairchild) indique :

- surface photosensible A : $7,75 \cdot 10^{-3}$ cm²
- sensibilité spectrale $S(0,8 \mu\text{m})$: $0,6 \mu\text{A}/\mu\text{W}$
- détectivité spécifique $D^*(0,8 \mu\text{m}, 1000, 1)$: $8,8 \cdot 10^{12}$ cm Hz^{1/2}W⁻¹
- courant d'obscurité I_o : $0,1$ nA.

Ces caractéristiques sont mesurées à 25 °C, pour une polarisation inverse de 10 V. On en déduit :

– la densité spectrale du bruit total :

$$\overline{i_{bd}^2} = \frac{\overline{I_{bd}^2}}{B} = \left(\frac{\sqrt{A \cdot S}}{D^*} \right)^2 = 36 \cdot 10^{-30} \text{ A}^2 \text{ Hz}^{-1}$$

– la densité spectrale du bruit de Schottky :

$$\overline{i_{bs}^2} = \frac{\overline{I_{bS}^2}}{B} = 2qI_o = 31 \cdot 10^{-30} \text{ A}^2 \text{ Hz}^{-1}.$$

L'utilisation de la diode dans le mode photovoltaïque ($I_o = 0$) permet d'éliminer la source prépondérante de bruit qui a son origine dans le courant d'obscurité ; ce mode de fonctionnement est donc particulièrement adapté à la détection des signaux optiques de bas niveau.

Influence de la résistance de charge R_m

Cette résistance est en série avec la résistance r_s de la diode et l'ensemble délivre un courant de bruit dont la densité spectrale est :

$$\overline{i_{bR}^2} = \frac{\overline{I_{bR}^2}}{B} = \frac{4 kT}{R_m + r_s}$$

soit, dans le cas fréquent où $R_m \gg r_s$:

$$\overline{i_{bR}^2} = \frac{4 kT}{R_m}$$

Aux fréquences inférieures à la fréquence de coupure f_c , l'influence des capacités C_d et C_p peut être négligée ; dans ces conditions, le schéma électrique équivalent du montage, compte tenu des diverses sources de bruit est représenté *figure 5.29* où I_{bd} est la valeur efficace du courant de bruit total et I_{bR} est la valeur efficace du courant de bruit de la résistance de charge.

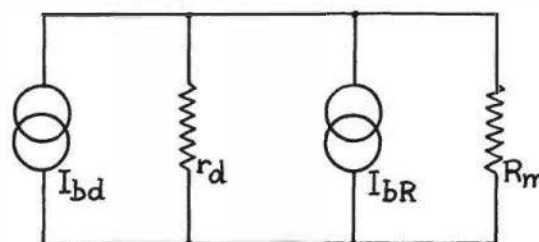


Figure 5.29 – Schéma électrique équivalent pour le bruit de la photodiode et de sa résistance de charge.

Si l'on souhaite que le bruit apporté par la résistance R_m soit inférieur au bruit propre de la diode :

$$i_{bR} < i_{bd} \quad \text{soit} \quad \sqrt{\frac{4kT}{R_m}} < \frac{\sqrt{A} \cdot S}{D^*}$$

on obtient la condition :

$$R_m > \frac{4 kT}{A S^2} \cdot (D^*)^2$$

La résistance R_m doit être d'autant plus élevée que la détectivité de la diode est meilleure. Pour la diode FPT 102, compte tenu des valeurs numériques précédemment indiquées, on obtient :

$$R_m > 4,4 \cdot 10^8 \Omega$$

Pour la réception de signaux très faibles, la méthode la plus appropriée apparaît donc la mesure de la tension V_{co} , ($R_m > r_d \cong 10^{11} \Omega$), dans le mode photovoltaïque. Cependant l'utilisation de résistances de charge aussi élevées est souvent impossible par suite de la réduction drastique de la réponse en fréquence qu'elle entraîne. C'est alors la résistance de charge R_m qui détermine le bruit du montage et sa valeur doit résulter d'un compromis entre fréquence de coupure élevée qui exige R_m faible et bruit réduit qui impose R_m grand.

5.7.8 Montages associés à la photodiode

On choisit le mode de fonctionnement de la diode en fonction des performances recherchées.

■ Mode photoconducteur

Ses caractéristiques sont :

- la linéarité;
- un temps de réponse court, et une bande passante étendue.

Exemples de montages de mesure du courant inverse I_r :

- a. Montage de base (figure 5.30a)

$$v_o = R_m \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \cdot I_r$$

L'accroissement de la résistance R_m permet de réduire le bruit, mais aux dépens de la rapidité. La grande impédance d'entrée de l'amplificateur évite une diminution de la résistance de charge effective de la diode.

- b. Montage à grande rapidité (figure 5.30b)

$$v_o = (R_1 + R_2) \cdot I_r$$

La résistance de charge de la diode est faible et égale à la résistance de bouclage ($R_1 + R_2$) divisée par le gain en boucle ouverte de l'amplificateur à la fréquence de travail ; la capacité additionnelle C_2 compense l'effet de la capacité parasite C_{p1} , à condition que $R_1 C_{p1} = R_2 C_2$. Les amplificateurs utilisés doivent avoir un courant d'entrée très faible et de dérive thermique réduite.

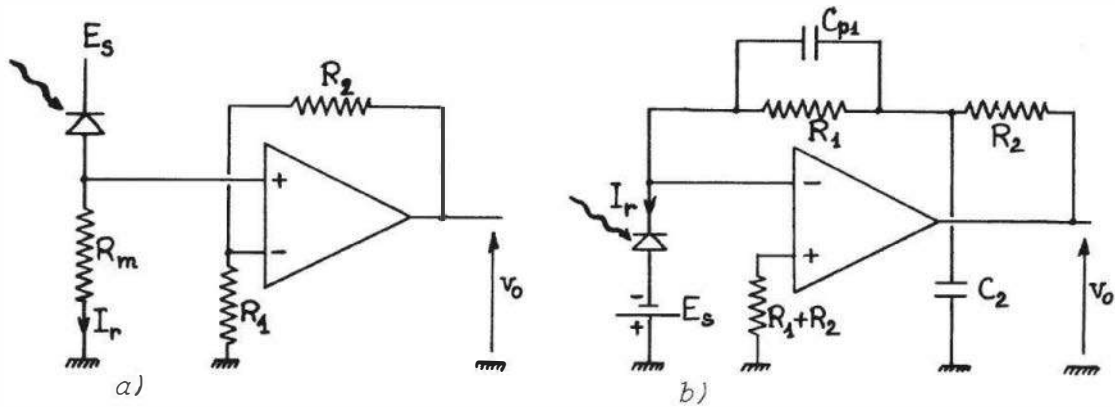


Figure 5.30 – Montages de mesure en mode photoconducteur :
a) montage de base ; b) montage à grande rapidité.

■ Mode photovoltaïque

Ses caractéristiques sont :

- un fonctionnement linéaire ou logarithmique selon la charge,
- un bruit de fond minimal,
- un temps de réponse important et une bande passante réduite,
- une sensibilité thermique importante en fonctionnement logarithmique.

a. Montage à réponse linéaire : mesure du courant de court-circuit I_{cc} (figure 5.31a)

$$v_o = R_m \cdot I_{cc}$$

b. Montage à réponse logarithmique : mesure de la tension en circuit ouvert V_{co} (figure 5.31b)

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{co}$$

5.8 Photodiode à avalanche

5.8.1 Principe physique – gain

En appliquant à la diode une tension inverse, inférieure de quelques dixièmes de volt à sa tension de claquage V_B , on confère aux porteurs créés par effet photoélectrique une énergie suffisante pour qu'ils puissent ioniser par choc des atomes de la zone de transition et créer une nouvelle paire électron-trou qui à son tour pourra reproduire

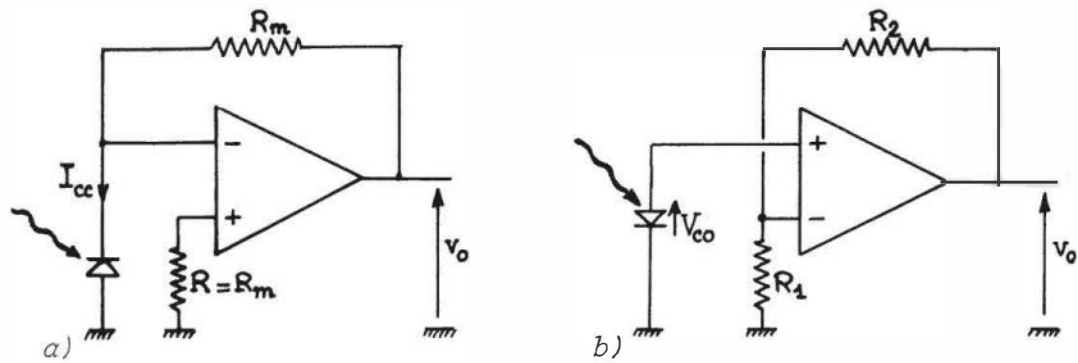


Figure 5.31 – Montages en mode photovoltaïque : a) montage à réponse linéaire ; b) montage à réponse logarithmique.

le même processus. Il y a alors multiplication des porteurs et la diode devient le siège d'un phénomène d'avalanche qui est linéaire en ce sens que le courant d'origine photoélectrique est multiplié par un facteur M (gain) contrôlable par la tension inverse $v_r = -v_d$:

$$M = K \left(1 - \frac{v_r}{V_B} \right)^{-1}$$

K étant une constante qui dépend de la réalisation de la diode. La tension de claquage V_B est comprise selon le type de diode entre 100 et 200 V ; cependant pour un même type, la dispersion des valeurs de V_B est assez importante : $\pm 20\%$ de la valeur nominale. Les valeurs maximales du gain M sont de l'ordre de 10^3 (figure 5.32). La tension V_B étant fonction de la température : $dV_B/dT = 200 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ pour les diodes au silicium, il en résulte que le gain M , à polarisation v_r constante, est lui aussi dépendant de la température ; la stabilisation thermique de la valeur de M peut être obtenue à l'aide d'un montage régulateur qui commande de façon adéquate la tension aux bornes de la diode, lorsque sa température varie.

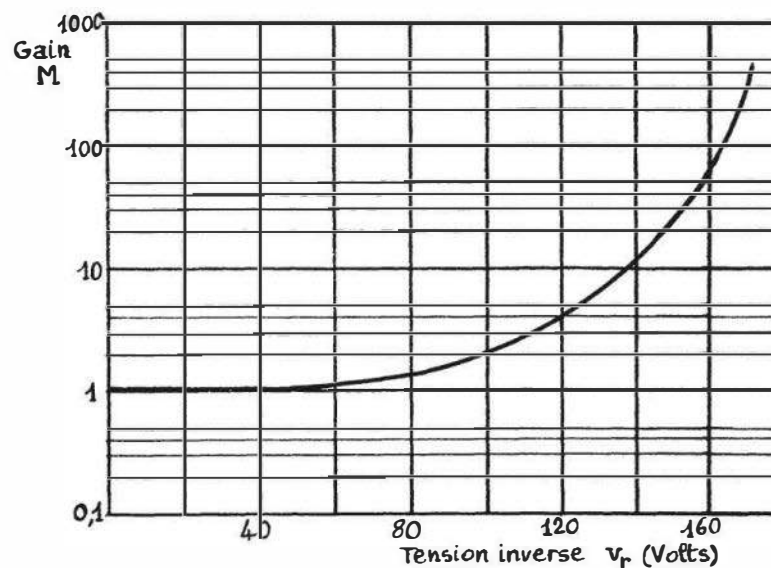


Figure 5.32 – Gain M d'une photodiode à avalanche en fonction de la tension inverse (Doc. Texas Instruments : TIED 55).

5.8.2 Courant d'obscurité

Le courant d'obscurité I_o est la somme d'un courant d'obscurité de surface I_{os} et d'un courant d'obscurité de volume I_{ov} , ce dernier subissant seul le gain M :

$$I_o = I_{os} + M \cdot I_{ov}$$

Exemple : diode TIED 59 (Constructeur Texas Instruments)

– à 25 °C : $I_{os} = 2$ nA, $I_{ov} = 60$ pA,

– soit $I_o = 8$ nA pour $M = 100$ et $I_o = 38$ nA pour $M = 600$.

Le courant d'obscurité augmente avec la température.

5.8.3 Sensibilité

Le courant d'origine photoélectrique étant multiplié par M , la sensibilité est augmentée d'autant.

Ordre de grandeur au pic de sensibilité : $S(\lambda_p) \cong 1$ à 10^2 A/W.

Il est important de noter que la sensibilité spectrale de la photodiode à avalanche peut dépendre de la fréquence de modulation du flux incident car M en dépend (*figure 5.33*).

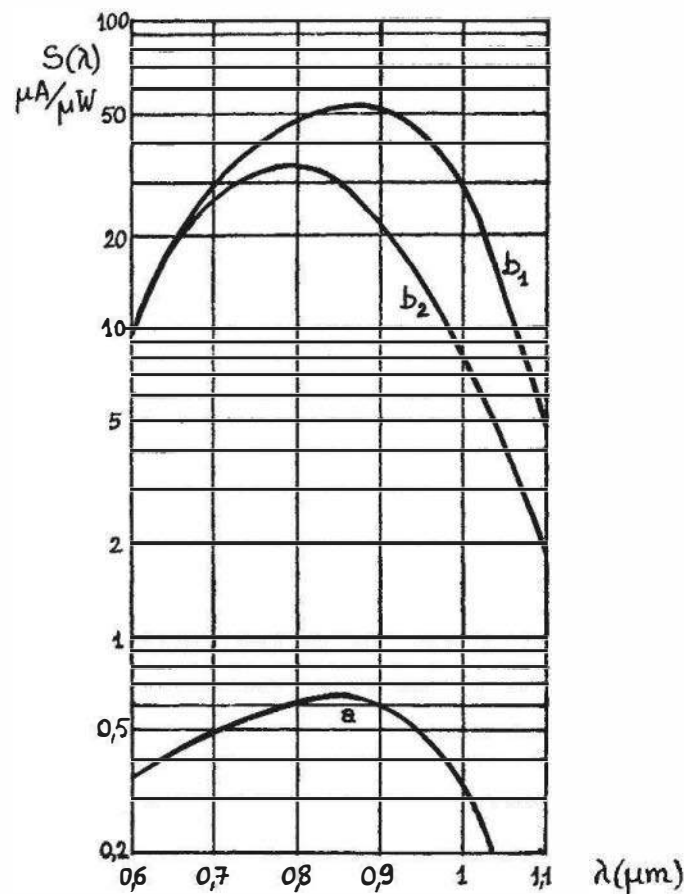


Figure 5.33 – Sensibilités spectrales comparées de photodiodes au silicium : a) photodiode normale (Fairchild : FPT 102) ; b) photodiode à avalanche (Texas Instruments TIED 55), b_1 : fréquence de modulation < 100 kHz, b_2 : fréquence de modulation = 10 MHz.

5.8.4 Temps de réponse

Comme pour la photodiode, le temps de réponse est lié à la constante de temps τ du montage :

$$\tau = (C_d + C_p)R_m$$

où C_d est la capacité de la jonction, C_p représente l'ensemble des capacités parasites et R_m est la résistance de charge.

La capacité C_d diminue à mesure qu'augmente la tension inverse appliquée à la diode et ses faibles valeurs, de l'ordre du pF, aux fortes tensions inverses utilisées, rendent possible une grande rapidité ($t_m, t_c \cong \text{ns}$).

5.8.5 Réponse en fréquence

Celle-ci est déterminée, d'une part par les éléments du schéma de montage qui fixent la fréquence f_c de coupure du circuit : $f_c = 1/2\pi(C_d + C_p)R_m$, et d'autre part, par la diminution du gain M aux fréquences élevées. L'utilisation de faibles valeurs pour la résistance de charge R_m permet, du fait des valeurs réduites de C_d , l'obtention de bandes passantes étendues : ainsi, pour $C_d = 4 \text{ pF}$, $C_p = 2 \text{ pF}$ et $R_m = 50 \Omega$ on a $f_c = 530 \text{ MHz}$.

L'évolution du gain M en fonction de la fréquence f de modulation des signaux optiques est spécifiée au moyen du produit Gain \times Bande passante = F_1 .

Aux fréquences basses, le gain maximum a une valeur sensiblement constante $M(0)$ et ceci jusqu'à la fréquence de coupure du gain f'_c :

$$f'_c = F_1 / M(0)$$

Au-delà de f'_c , le gain maximum décroît selon la loi :

$$M(f) = F_1 / f$$

La fréquence de modulation pour laquelle le gain $M = 1$ est donc égale à F_1

Ordres de grandeur :

- fréquence de gain unité F_1 : 10 à 10^2 GHz ;
- fréquence de coupure du gain $f'_c = 10^2$ à 10^3 MHz.

5.8.6 Bruit de fond. Défectivité

Pour une valeur M du gain, la puissance de bruit de la diode se trouve multipliée par un facteur M^p , avec $p \cong 2,3$, alors que la puissance du signal est multipliée par M^2 . En fait, comme dans le cas de la photodiode, le bruit prédominant est en général celui de la résistance de charge R_m ; la multiplication par M^p du bruit de la diode est dès lors sans effet appréciable sur le bruit total qui reste déterminé par R_m . Globalement, il en résulte donc une amélioration du rapport signal sur bruit.

Les valeurs de la détectivité D^* sont du même ordre de grandeur que pour les photodiodes : 10^9 à $10^{13} \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$.

5.8.7 Montages associés à la photodiode à avalanche

Il s'agit des mêmes montages que ceux utilisés avec la photodiode dans le mode photoconducteur : cependant, la sensibilité supérieure de la photodiode à avalanche permet, pour une même tension de sortie de l'amplificateur, l'emploi d'une résistance de charge ou de bouclage plus faible ce qui conduit à un accroissement de la rapidité et de la bande passante.

5.9 Phototransistor

5.9.1 Constitution et principe du fonctionnement

Il s'agit d'un transistor, en général au silicium et de type NPN, dont l'élément semi-conducteur constituant la base peut être éclairé; celle-ci n'étant en général pas électriquement accessible, aucune polarisation externe ne lui est appliquée alors qu'entre collecteur et émetteur la polarisation est normale (figure 5.34a).

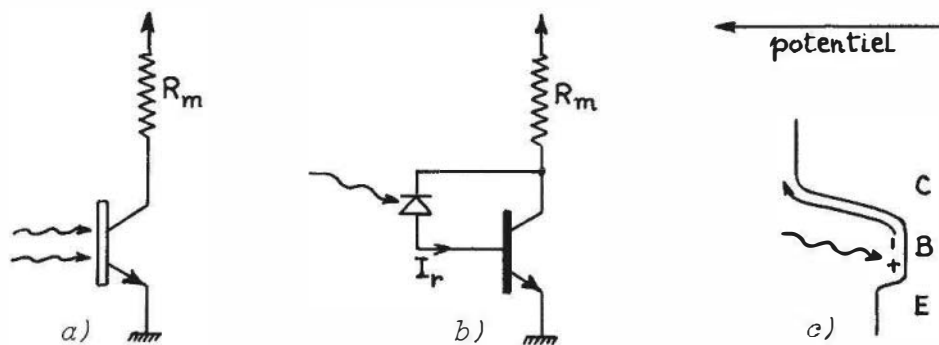


Figure 5.34 – Phototransistor : a) montage électrique ; b) représentation équivalente ; c) séparation des charges libérées par l'éclairement de la base.

Toute la tension appliquée se trouve pratiquement à la jonction base-collecteur qui est polarisée en inverse alors que la différence de potentiel entre émetteur et base n'est pas sensiblement modifiée ($V_{be} \cong 0,6$ à $0,7$ V).

Lorsque la région voisine de la jonction base-collecteur est éclairée, elle se comporte comme une photodiode en mode photoconducteur (§ 5.7.2.1) dont le courant est

$$I_r = I_o + I_p,$$

I_o étant le courant inverse d'obscurité,

$$I_p = \frac{q\eta(1-r) \cdot \exp(-\alpha X)}{hc} \cdot \lambda\Phi_o$$
 étant le courant d'origine photoélectrique dû au flux incident Φ_o ayant traversé l'épaisseur de base X et dont la longueur d'onde est λ , inférieure à λ_s longueur d'onde seuil.

Le courant I_r joue le rôle d'un courant de base et entraîne donc, par effet transistor, la circulation d'un courant collecteur I_c :

$$I_c = (\beta + 1)I_r = (\beta + 1)I_o + (\beta + 1)I_p$$

β est le gain en courant du transistor en émetteur commun,

$(\beta + 1)I_o = I_{co}$ est le courant d'obscurité du phototransistor,

$(\beta + 1)I_p = I_{cp}$ est le courant collecteur provoqué par le flux incident.

On peut donc considérer le phototransistor comme l'association d'une photodiode et d'un transistor (*figure 5.34b*) :

- la première délivrant à la base le courant photoélectrique I_p ;
- le second apportant l'amplification β .

Un examen plus précis des phénomènes montre que l'électron et le trou de chaque paire créée par le rayonnement sont séparés par le champ électrique existant au niveau de la jonction base-collecteur. Dans le cas d'un transistor NPN les électrons sont attirés vers le collecteur alors que les trous demeurent stockés dans la base (*figure 5.34c*). Les phénomènes sont alors les mêmes que si des trous avaient été injectés dans la base par une source extérieure : le potentiel de base augmente, réduisant la barrière de potentiel émetteur-base ce qui entraîne la circulation d'un courant d'électrons I_E de l'émetteur vers la base, dans laquelle il diffuse vers le collecteur.

Le schéma électrique équivalent du phototransistor fonctionnant en « petits signaux » se déduit du schéma physique de Giacoletto en plaçant entre base vraie B' et collecteur C , la source de courant photoélectrique I_p ; lorsque la base n'est pas électriquement connectée, le schéma se réduit à celui de la *figure 5.35*.

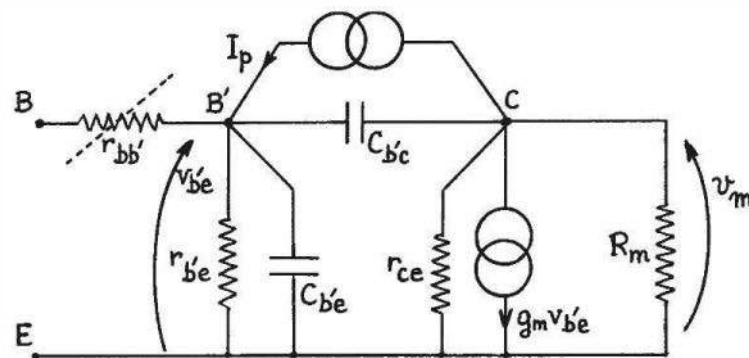


Figure 5.35 – Schéma électrique équivalent de Giacoletto pour un phototransistor à base non connectée.

Aux fréquences basses, en négligeant les capacités $C_{b'e}$ et $C_{b'c}$, on a pour la tension v_m aux bornes de la charge R_m , celle-ci étant petite devant r_{ce} :

$$v_m = -(g_m v_{b'e} + I_p) R_m$$

avec $v_{b'e} = r_{b'e} I_p$ et $g_m = \beta / r_{b'e}$
d'où :

$$v_m = -(\beta + 1) I_p \cdot R_m$$

On peut donc, aux fréquences basses assimiler le phototransistor à une source de courant $(\beta + 1) I_p$.

5.9.2 Courant d'obscurité

Le courant d'obscurité I_{co} à 25 °C est de l'ordre de 10^{-8} à 10^{-9} A ; il dépend de la tension collecteur-émetteur et de la température (*figure 5.36*). Lorsque la base est accessible, le courant d'obscurité peut être réduit en plaçant une forte résistance dans le circuit de base.

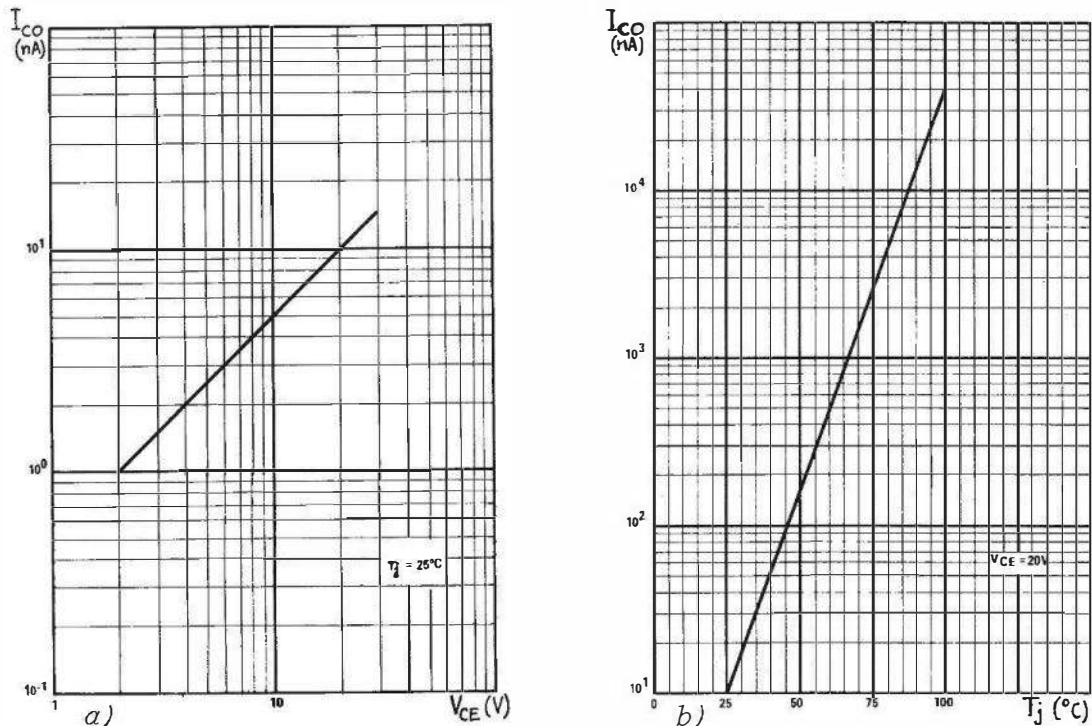


Figure 5.36 – Courant d'obscurité d'un phototransistor en fonction : a) de la tension collecteur-émetteur; b) de la température de la jonction (Doc. R.T.C. : BPW 22).

5.9.3 Sensibilité

Recevant un flux Φ_o , de longueur d'onde $\lambda < \lambda_{\text{seuil}}$, la diode base-collecteur délivre un courant photoélectrique I_p qui entraîne, dans le phototransistor la circulation d'un courant $I_{cp} = (\beta + 1)I_p$ dont l'expression se déduit de celle de I_p (§ 5.7.2.1) :

$$I_{cp} = \frac{(\beta + 1)q\eta(1 - r) \exp(-\alpha X)}{h c} \lambda \cdot \Phi_o$$

Le réseau $I_c : f(V_{CE})$ se présente comme celui d'un transistor ordinaire, le paramètre I_B étant remplacé par le flux incident Φ_o ou par l'éclairement E_o (figure 5.37). Pour un flux Φ_o donné, la courbe de réponse spectrale est déterminée par la nature de la diode base-collecteur : matériau constitutif, en général le silicium, et son dopage (figure 5.38). À une longueur d'onde donnée, le courant collecteur I_c n'est pas une fonction parfaitement linéaire du flux ou de l'éclairement car le gain β dépend du courant I_c et par conséquent du flux reçu : la sensibilité $\Delta I_c / \Delta \Phi_o$ dépend donc de Φ_o . Ainsi, pour le phototransistor BPW 22 (fabricant : RTC – Compelec) la sensibilité est multipliée par 1,6 lorsque l'éclairement passe de 1 mW/cm² à 8 mW/cm².

Ordre de grandeur de la sensibilité spectrale à la longueur d'onde de pic :

$$S(\lambda_p) \text{ de } 1 \text{ à } 100 \text{ A/W.}$$

La sensibilité totale est généralement établie pour le rayonnement d'un filament de tungstène de température de couleur voisine de 2 850 K ; inférieure à la sensibilité spectrale, dans un rapport qui dépend de la longueur d'onde de seuil et qui est de

3 à 10 pour les phototransistors au silicium, la sensibilité totale diminue en même temps que la température de couleur du filament (*figure 5.39a*) ; la sensibilité totale dépend, comme la sensibilité spectrale, du flux incident (*figure 5.39b*).

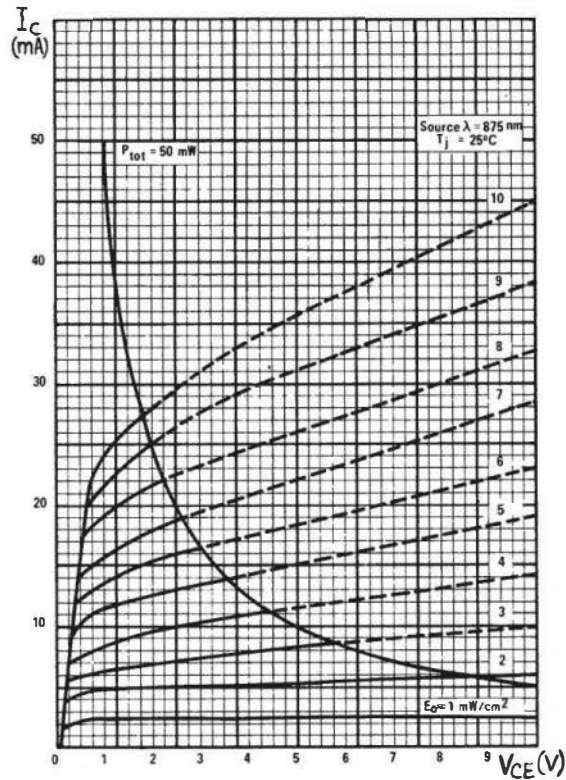


Figure 5.37 – Réseau de caractéristiques (Doc. R.T.C. : phototransistor BPW : 22)

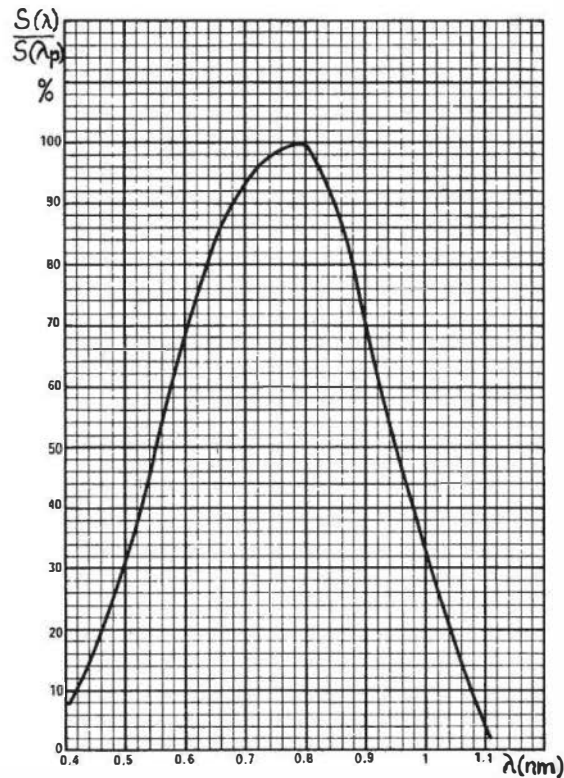


Figure 5.38 – Courbe de réponse spectrale (Doc. R.T.C. : phototransistor BPW : 22)

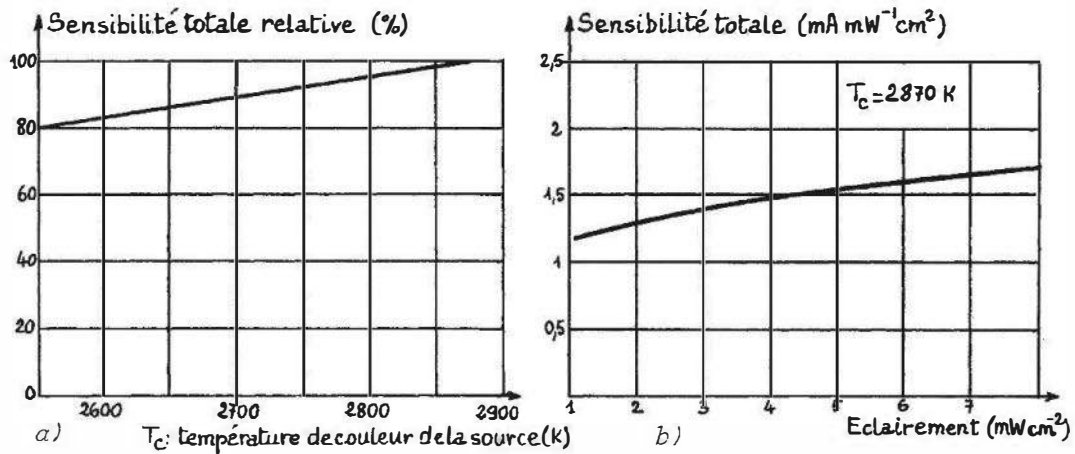


Figure 5.39 – Sensibilité totale d'un phototransistor en fonction : a) de la température de couleur de la source ; b) de l'éclairement (Doc. Motorola : MRD 300).

Comme dans le cas du transistor ordinaire, l'amplification est quasi linéaire pour les « petits signaux » : variations $\Delta\Phi$ faibles superposées à une valeur constante Φ_0 nettement plus importante.

Selon le même principe, la linéarité est améliorée si les variations du courant collecteur d'origine photoélectrique sont superposées à une valeur constante et très supérieure du courant collecteur I_c obtenue par polarisation fixe de la base – lorsque celle-ci est électriquement accessible. Le courant I_c et donc aussi la sensibilité sont fonctions de la température car β ainsi que la courbe de sensibilité spectrale en dépendent ; l'ordre de grandeur de cette sensibilité thermique est :

$$\frac{1}{I_c} \cdot \frac{d I_c}{d T} \cong 0,67 \cdot 10^{-2} / ^\circ\text{C}$$

Si l'éclairement est suffisamment intense, le transistor peut être amené à saturation : la tension collecteur-émetteur $V_{CE)_{\text{sat}}}$ est de l'ordre de 0,2 V et le courant I_c est fixé non plus par l'éclairement mais par le circuit électrique :

$$I_c = \frac{E_s - V_{CE)_{\text{sat}}}}{R_m}$$

E_s étant la tension de la source de polarisation et R_m la résistance du circuit collecteur.

5.9.4 Temps de réponse

Les divers temps de réponse peuvent être calculés en représentant le transistor par son schéma équivalent de Giacoletto associé à sa charge R_m . Les valeurs des éléments constitutifs du schéma de Giacoletto dépendant du point de fonctionnement, on constate que :

- le temps de retard t_{dm} , les temps de montée t_m et de chute t_c diminuent quand le courant collecteur, au point de fonctionnement augmente (*figure 5.40*) ;

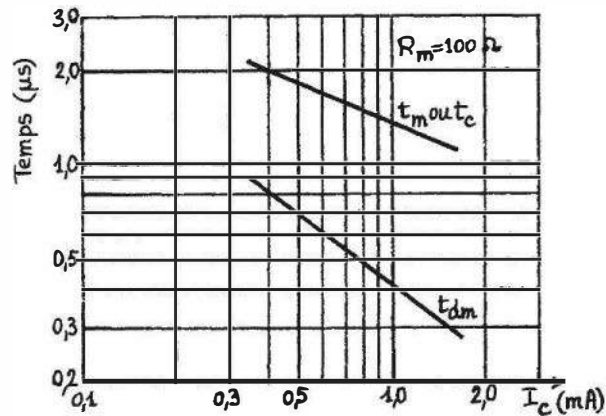


Figure 5.40 – Temps de réponse du phototransistor en fonction du courant de collecteur (Doc. Motorola. MRD 300).

- les temps de montée t_m et de chute t_c augmentent avec la résistance de charge R_m ; il en est de même pour le temps de retard t_{dm} lorsque la résistance est supérieure au $k\Omega$.

Quand le transistor est saturé, il y a lieu de tenir compte de la charge stockée : le temps de déstockage t_{dc} augmente avec le courant I_c , tandis que t_m et t_c diminuent. Selon le type de transistor, son point de fonctionnement et sa charge, ces divers temps varient de quelques μs à quelques dizaines de μs .

5.9.5 Réponse en fréquence

La charge étant une résistance R_m , l'effet Miller dû à la capacité $C_{b'c}$ ramène en parallèle sur $r_{b'e}$ et $C_{b'e}$ la capacité $C_{b'c}(1 + g_m R_m)$. La fréquence f_c de coupure de l'entrée, qui est aussi pratiquement celle du transistor, est donc :

$$f_c = \frac{g_{b'e}}{2\pi \{C_{b'e} + C_{b'c}(1 + g_m R_m)\}}$$

f_c dépend de la charge R_m et du point de fonctionnement : sa valeur est généralement comprise entre quelques dizaines et quelques centaines de kHz.

5.9.6 Bruit de fond

En ce qui concerne la puissance équivalente de bruit ou la détectivité, le phototransistor ne présente aucun avantage par rapport à la photodiode. Ceci peut s'expliquer, très schématiquement, puisque le signal comme le bruit qui sont produits dans la photodiode équivalente à la jonction base-collecteur, reçoivent la même amplification.

5.9.7 Montages associés au phototransistor

Le phototransistor peut être utilisé soit en commutation, soit en régime linéaire :

- en commutation, il présente par rapport à la photodiode l'intérêt de pouvoir commander directement le passage de courants relativement importants ;

- en régime linéaire par contre, et bien qu'il ait l'avantage d'apporter sa propre amplification, on lui préfère la photodiode dont le fonctionnement est plus linéaire et donc source de moins de distorsions.

■ Phototransistor en commutation

L'information est dans ce cas binaire : rayonnement présent ou non, ou bien éclairement supérieur ou non à un seuil. Le transistor bloqué ou saturé assure la commande directe ou après amplification d'un relais, de portes logiques, d'un thyristor ou d'un triac (*figure 5.41*).

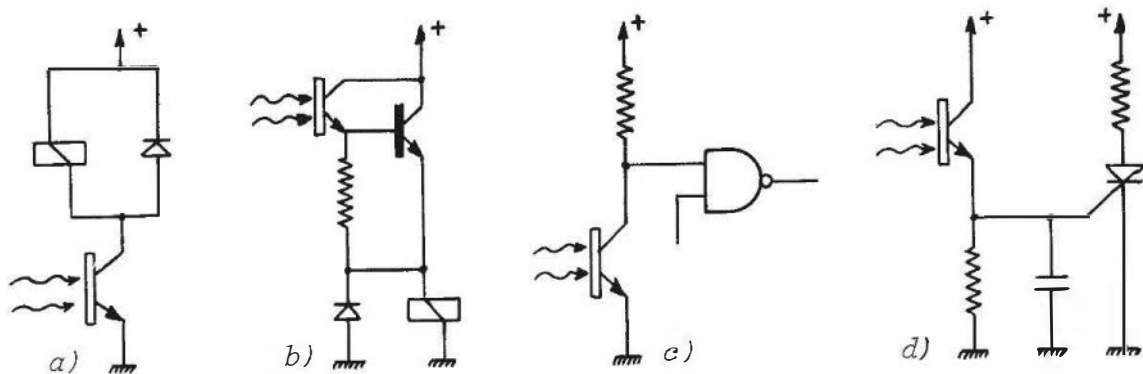


Figure 5.41 – Exemples d'utilisation du phototransistor en commutation pour la commande : a) d'un relais ; b) d'un relais après amplification ; c) d'une porte logique ; d) d'un thyristor.

La rapidité de commutation qui est limitée par la résistance de charge du phototransistor peut être notablement améliorée si l'on fait suivre celui-ci d'un montage à faible impédance d'entrée :

- montage base commune (*figure 5.42a*),
- convertisseur courant-tension (*figure 5.42b*).

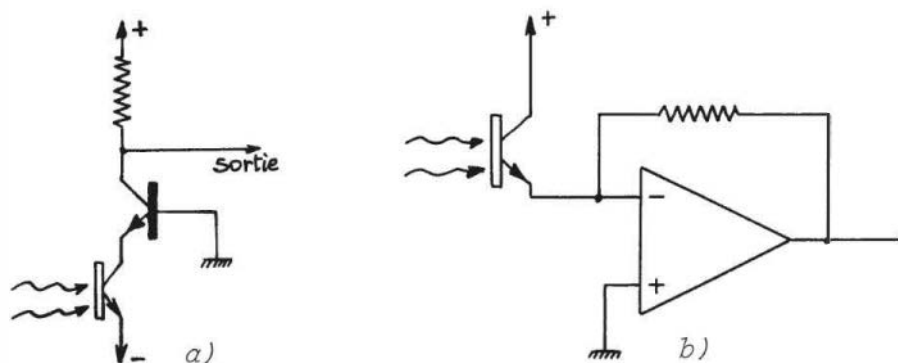


Figure 5.42 – Montages permettant d'augmenter la vitesse de commutation : a) étage base commune ; b) convertisseur courant-tension.

■ Phototransistor en régime linéaire

Il y a deux types d'applications :

- la mesure des éclairements constants où le phototransistor permet la réalisation de luxmètres simples (*figure 5.43a*)

– la réception de signaux modulés, de la forme :

$$\Phi(t) = \Phi_0 + \Phi_1(t)$$

La modulation $\Phi_1(t)$ doit avoir une amplitude assez faible,

- d'une part, pour ne pas amener le phototransistor en saturation, ni le bloquer,
- d'autre part, pour que la sensibilité puisse être considérée comme constante.

Dans ces conditions, le courant collecteur du phototransistor est de la forme :

$$i_c(t) = I_c(\Phi_0) + S \cdot \Phi_1(t)$$

Les phototransistors à base électriquement accessible (*figure 5.43b*) ont l'avantage de permettre, par fixation de la polarisation de base, le choix d'un point de fonctionnement assurant une linéarité optimale.

L'augmentation de la bande passante s'obtient, comme la réduction des temps de commutation, en diminuant la charge du phototransistor en le faisant suivre soit d'un montage base commune, soit d'un convertisseur courant-tension (*figure 5.42*). Le courant d'obscurité d'un phototransistor T_1 peut être éliminé de la charge en utilisant un second phototransistor T_2 identique à T_1 et apparié en courant d'obscurité. T_2 n'est pas éclairé mais se trouve à la même température que T_1 : le courant d'obscurité qui est commun ne traverse donc pas la charge (*figure 5.43c*).

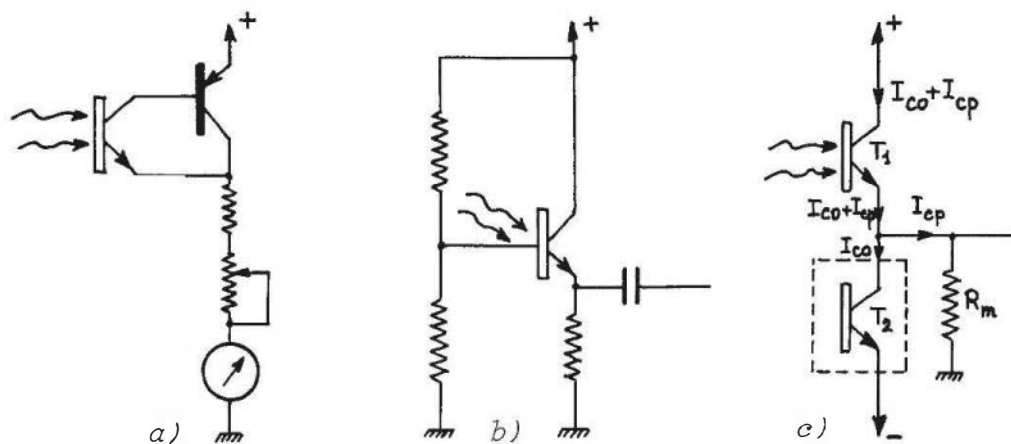


Figure 5.43 – Phototransistor en régime linéaire : a) schéma d'un luxmètre ; b) choix du point de fonctionnement par polarisation de la base lorsqu'elle est accessible ; c) annulation dans la charge du courant d'obscurité.

5.9.8 Phototransistor à effet de champ ou photofet

Dans un transistor à effet de champ à jonction, la commande du courant drain I_D s'effectue par la tension V_{GS} entre gate et source qui, polarisant en inverse la jonction PN entre gate et canal, détermine la largeur du canal et par suite le courant drain :

$$I_D = I_{DSS} \cdot (1 + V_{GS}/V_p)^2$$

où I_{DSS} est le courant drain pour $V_{GS} = 0$ et V_p est la tension de pincement, du signe de V_{DS} et, par suite, de signe contraire à V_{GS} .

La jonction PN éclairée constitue une photodiode en mode photoconducteur parcourue par le courant inverse I_r :

$$I_r = I_o + I_p \quad \text{avec} \quad I_p = S_g \Phi$$

I_o est le courant d'obscurité, I_p est le courant photoélectrique, S_g la sensibilité de la diode gate-canal au rayonnement incident de flux Φ .

Le courant I_r traversant la résistance R_g du circuit de gate détermine la tension V_{GS} et par conséquent le courant drain (figure 5.44)

$$V_{GS} = R_g (I_o + I_p) - E_g \quad (E_g : \text{polarisation continue de gate}).$$

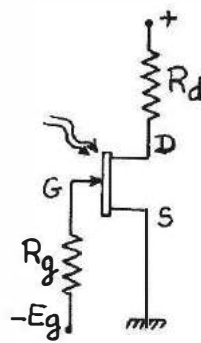


Figure 5.44 – Photofet. Montage source commune.

Pour de petites variations ΔI_p du courant photoélectrique :

$$\Delta V_{GS} = R_g \cdot \Delta I_p \quad \text{et} \quad \Delta I_D = g_m \cdot \Delta V_{GS} + \Delta I_p = (g_m \cdot R_g + 1) \Delta I_p$$

$g_m \cdot \Delta V_{GS}$ exprime la variation de I_D entraînée par la variation de V_{GS} , g_m étant la transconductance du transistor; ΔI_p est la contribution au courant drain des paires électron-trou créées par l'effet photoélectrique.

Le photofet apporte, par rapport à la photodiode, un gain $G = \Delta I_D / \Delta I_p$ qui est réglable par R_g et qui peut être considérable :

$$G = g_m \cdot R_g + 1 \quad \text{pour} \quad g_m = 10^{-3} \text{ A/V} \quad \text{et} \quad R_g : 10^6 \Omega, \quad \text{on a : } G = 10^3.$$

La sensibilité S_d du courant drain au flux incident a pour expression :

$$S_d = \Delta I_D / \Delta \Phi = (\Delta I_D / \Delta I_p) \cdot (\Delta I_p / \Delta \Phi) = G \cdot S_g$$

Le signal pris aux bornes de la résistance de drain R_d a pour valeur :

$$\Delta v_m = -R_d \cdot \Delta I_D = -R_d \cdot G \cdot S_g \cdot \Delta \Phi$$

Pour des variations importantes du flux optique, la relation quadratique entre I_D et V_{GS} entraîne un fonctionnement non-linéaire. Les temps de réponse ainsi que la réponse en fréquence sont calculables à partir du schéma électrique équivalent (figure 5.45).

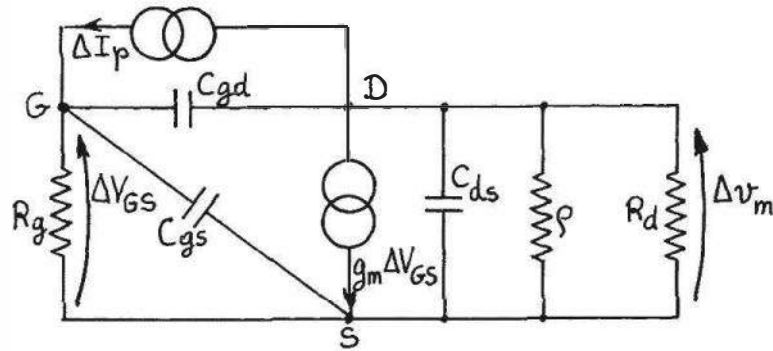


Figure 5.45 – Schéma électrique équivalent au photofet.

5.10 Capteurs photoémisifs

Dans ce type de capteurs, la traduction du signal optique en signal électrique est assurée par le phénomène de photoémission qui consiste en l'extraction hors d'un matériau, qui est la cible du rayonnement et qui constitue la photocathode, d'un nombre d'électrons proportionnel au nombre de photons incidents. Les électrons primaires ainsi émis par la photocathode et qui forment le courant cathodique peuvent ensuite :

- soit être collectés directement par une anode : phototube à vide ;
- soit être à l'origine d'un processus multiplicatif qui entraîne une amplification du courant primaire :
 - ionisation par chocs des molécules d'un gaz : phototube à gaz,
 - émission secondaire : photomultiplicateur.

5.10.1 Mécanisme de la photoémission – matériaux photoémisifs

Il y a lieu de distinguer trois étapes dans le phénomène de photoémission :

- libération, par le photon absorbé, d'un électron à l'intérieur du matériau,
- déplacement vers la surface de l'électron libéré,
- émission de l'électron au-delà de la surface.

Dans le cas d'un semi-conducteur intrinsèque, la libération d'un électron exige que l'énergie du photon incident soit au moins égale à E_g , largeur de bande interdite ; en fait cette énergie n'est pas suffisante pour permettre sa sortie hors du matériau.

Le mouvement des électrons libérés est aléatoire et se fait dans toutes les directions : seule une faible fraction d'entre eux atteint la surface ; en outre, au cours de leur déplacement les électrons subissent des collisions soit avec d'autres électrons soit avec des phonons entraînant une perte plus ou moins importante de leur énergie.

L'émission d'un électron arrivé en surface n'est possible que s'il peut franchir la barrière de potentiel séparant le semi-conducteur de l'extérieur et qui est égale à l'affinité électronique E_a .

Le rendement quantique η (nombre moyen d'électrons émis par photon incident) dépasse rarement 30 % et est le plus souvent inférieur à 10 %.

C'est la valeur du rendement quantique dans le domaine spectral d'utilisation qui est le critère de sélection des matériaux employés. Ceux-ci sont principalement de deux types : les composés de métaux alcalins et les alliages ternaires III-V.

Composés de métaux alcalins

AgOCs sensible dès l'infrarouge ;

Cs₃Sb, (Cs) Na₂KSb, K₂CsSb sensibles dans le visible et aux longueurs d'ondes inférieures ;

Cs₂Te, Rb₂Te, CsI dont le seuil de sensibilité est dans l'ultraviolet. Les rendements quantiques varient, selon la composition exacte, de 1 à 20 %.

Alliages ternaires III-V

Ils sont constitués d'éléments des 3^e et 5^e colonnes de la classification périodique :

GaAs_xSb_{1-x}, Ga_{1-x}In_xAs, InAs_xP_{1-x}.

Le seuil de ces alliages est dans l'infrarouge ($\lambda \cong 1 \mu\text{m}$) et dépend de leur composition (x) ; ils présentent une affinité électronique E_a faible ou négative facilitant l'émission électronique : leur rendement quantique peut atteindre 30 %.

5.10.2 Courant cathodique

Il y a deux techniques de réalisation de la cathode (*figure 5.46*) :

- dépôt du composé photoémisif sur un support métallique, l'ensemble étant placé à l'intérieur de l'enveloppe : les électrons primaires sont émis par la surface cathodique éclairée ;
- dépôt d'une couche mince ($\cong 100 \text{ \AA}$) du composé photoémisif sur une partie de la face interne de l'enveloppe : les électrons primaires sont émis par la surface opposée à la surface éclairée. C'est cette dernière configuration qui est la plus fréquemment utilisée car elle permet une localisation très précise de la photocathode par rapport au rayonnement incident.

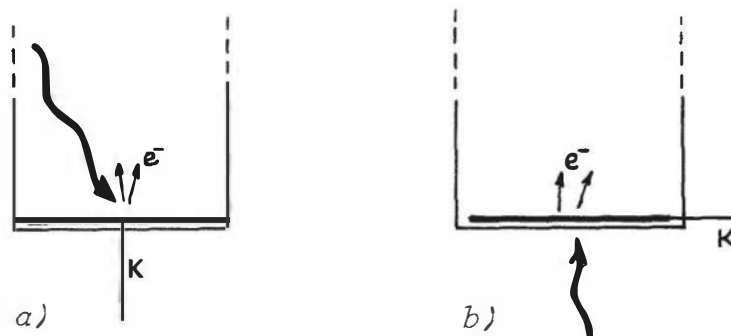


Figure 5.46 – Types de réalisation de la photocathode : a) émission par la face éclairée ; b) émission par la face opposée.

■ Courant d'obscurité

C'est l'émission thermoélectronique de la cathode qui est la source principale du courant d'obscurité cathodique I_{k0} ; la valeur de ce courant, fonction croissante de

la température, est donnée par la loi de Richardson Dushman :

$$I_{ko} = A C T^2 \exp\left(\frac{-W_s}{k T}\right)$$

où A (m^2) est la surface de la photocathode,

C est une constante : $C = 1,20 \cdot 10^6$ (MKSA)

W_s est le travail de sortie, égal à la différence d'énergie entre le vide et le niveau de Fermi du matériau photoémisif.

Le courant d'obscurité est d'autant plus important que W_s est plus faible et par conséquent, la longueur d'onde de seuil est plus élevée.

Le *tableau 5.3* indique pour différents matériaux photoémisifs l'ordre de grandeur du courant d'obscurité ainsi que la longueur d'onde de seuil.

Tableau 5.3

Matériau	AgOCs	Na ₂ KSb (Cs)	Cs ₃ Sb	K ₃ Sb
Courant d'obscurité à 20 °C en A/cm ²	10 ⁻¹²	10 ⁻¹⁵	10 ⁻¹⁵	10 ⁻¹⁶ – 10 ⁻¹⁷
Longueur d'onde de seuil (nm)	1 200	870	670	550

■ Sensibilité

Aux grandes longueurs d'onde, le seuil de sensibilité est déterminé par la nature de la cathode photoémisive qui fixe son rendement quantique $\eta(\lambda)$. Aux courtes longueurs d'onde par contre, la limitation est imposée par l'absorption de l'enveloppe ou de la fenêtre, spécifiée par son coefficient de transmission $T(\lambda)$; dans l'ultra-violet c'est LiF qui transmet le mieux, jusqu'à 0,1 μm (*figure 5.47*).

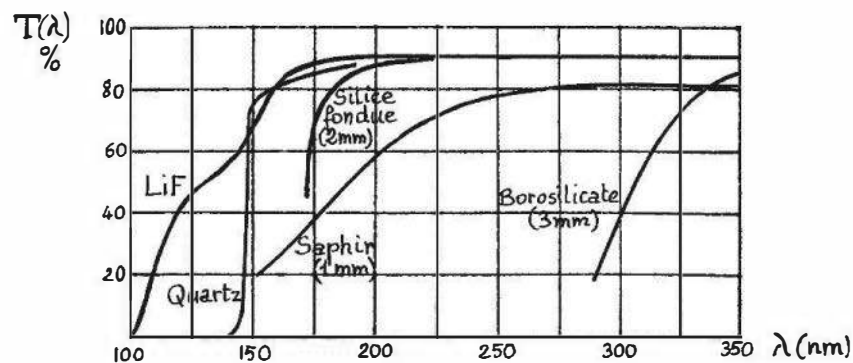


Figure 5.47 – Coefficient de transmission $T(\lambda)$ de divers matériaux pour fenêtre en fonction de la longueur d'onde.

L'association d'un matériau photoémisif et d'un matériau d'enveloppe définit la réponse spectrale et est répertoriée par une désignation conventionnelle S_{λ} .

Exemples :

Désignation	Matériau photoémisif	Matériau d'enveloppe
S ₁	AgOCs	verre à la soude
S ₁₁	Cs ₃ Sb	verre à la soude
S ₁₃	Cs ₃ Sb	quartz fondu
S ₂₀	Na ₂ KSb (Cs)	verre à la soude
S ₂₃	Rb ₂ Te	quartz fondu

Le flux incident $\Phi(\lambda)$, à la longueur d'onde λ , correspond à n_i photons :

$$n_i = \frac{\Phi(\lambda)}{h\nu} = \frac{\Phi(\lambda) \cdot \lambda}{hc}$$

Le nombre n_t de photons transmis par la fenêtre et arrivant sur la photocathode est :

$$n_t = T(\lambda) n_i.$$

Le rendement quantique à la longueur d'onde λ étant $\eta(\lambda)$, le nombre n_e d'électrons primaires émis chaque seconde par la cathode et formant le courant cathodique I_k est :

$$n_e = \eta(\lambda) \cdot n_t \quad \text{d'où} \quad I_k = q n_e$$

q étant la valeur absolue de la charge de l'électron ($q : 1,6 \cdot 10^{-19}$ C).

L'ensemble des relations précédentes permet d'explicitier l'expression du courant cathodique :

$$I_k = \frac{q\eta(\lambda) \cdot T(\lambda) \cdot \lambda}{hc} \cdot \Phi(\lambda).$$

Le courant cathodique étant proportionnel au flux incident, la sensibilité spectrale de la cathode associée à son enveloppe a pour expression :

$$S_k(\lambda) = \frac{\Delta I_k}{\Delta \Phi(\lambda)} = \frac{q\eta(\lambda) \cdot T(\lambda) \cdot \lambda}{hc}$$

Sur la *figure 5.48* est indiquée la variation de la sensibilité spectrale en fonction de λ pour diverses cathodes, associées à leurs enveloppes.

Ordre de grandeur de la sensibilité spectrale à la longueur d'onde de pic :

$$S_k(\lambda_p) \text{ de } 10 \text{ à } 100 \text{ mA/W.}$$

En fonction du flux incident la sensibilité demeure constante, assurant la linéarité du fonctionnement tant que le courant moyen n'atteint pas le maximum spécifié par le constructeur et qui dépend de la nature de la photocathode. Aux densités élevées du courant, l'échauffement de la cathode peut en effet entraîner des modifications temporaires ou définitives de ses caractéristiques d'émission.

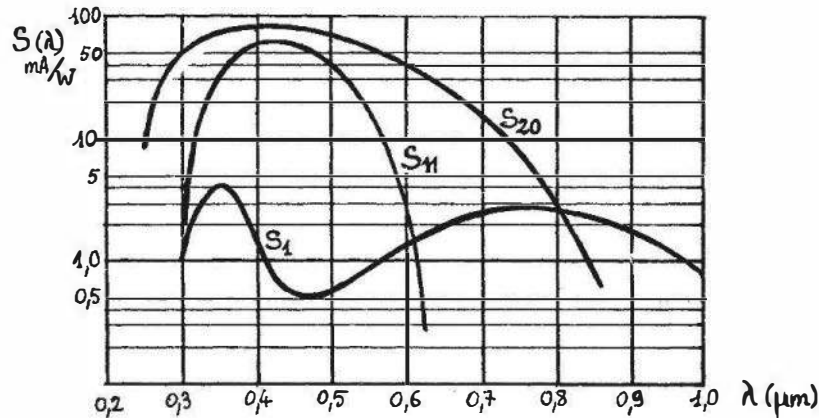


Figure 5.48 – Sensibilité de diverses associations de matériaux d'enveloppe et de photocathode.

5.10.3 Cellule à vide

Une cathode photoémisive et une anode sont placées à l'intérieur d'une enveloppe dont une fenêtre au moins est transparente et où règne un vide de l'ordre de : 10^{-6} à 10^{-8} mm de mercure. La forme et la disposition relative de ces électrodes tendent à assurer d'une part, la réception d'un flux maximal par la cathode, en évitant que l'anode ne fasse ombre, et d'autre part, la collecte par l'anode de la quasi-totalité des électrons émis par la cathode (figure 5.49).

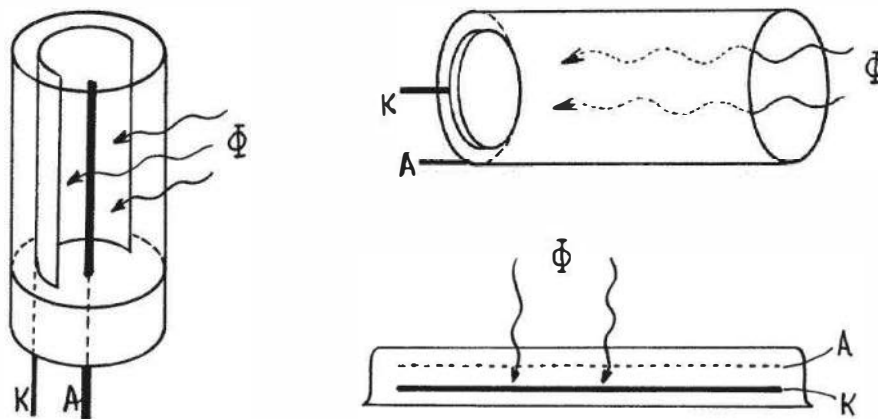


Figure 5.49 – Exemples de réalisation de cellules photoémisives à vide.

■ Relation courant-tension anodique

Le montage de base de la cellule est indiqué figure 5.50a. La variation du courant anodique I_a en fonction de la tension anode-cathode V_{ak} pour différents éclairagements est représentée figure 5.50b.

On observe sur ces courbes deux régions :

- la zone de charge d'espace où le courant augmente rapidement en fonction de la tension V_{ak} . Une partie des électrons émis par la cathode constitue la charge d'espace : celle-ci tend à repousser vers la cathode les électrons nouvellement émis, limitant le courant anodique.

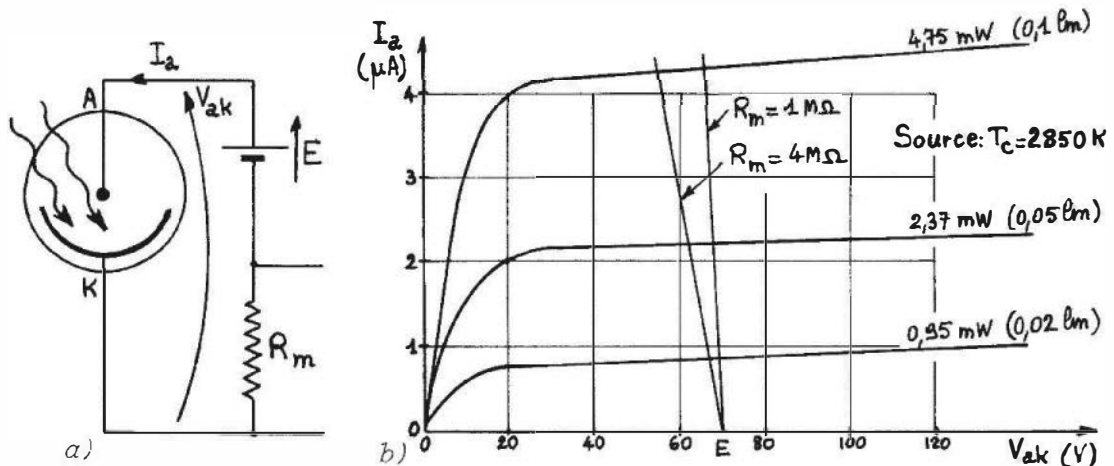


Figure 5.50 – Cellule photoémissive à vide : a) montage de base ; b) caractéristiques statiques et droites de charge.

- L'influence de la charge d'espace est réduite à mesure qu'augmente la tension V_{ak} ;
- la zone de saturation où le courant ne dépend que très faiblement de la tension V_{ak} : l'ensemble des charges émises par la cathode est collecté par l'anode. Le courant I_a dans cette zone n'est pratiquement fonction que du flux incident ; le très faible accroissement de courant observé est dû :
 - à l'abaissement du travail de sortie par effet Schottky,
 - au courant d'ions du gaz résiduel produits par les chocs des électrons accélérés par la tension V_{ak} .

C'est dans la zone de saturation que doit être placée la droite de charge de la résistance R_m dont l'équation est :

$$I_a = \frac{E_s - V_{ak}}{R_m} \quad (\text{figure 5.50b}).$$

Utilisé dans la zone de saturation, le tube se comporte comme une source de courant dont la valeur ne dépend que du flux reçu ; sa résistance interne ρ qui est très grande se déduit de la pente des caractéristiques dans la zone de saturation :

$$\frac{1}{\rho} = \left(\frac{d I_a}{d V_{ak}} \right)_{\Phi}, \quad \rho \text{ est de l'ordre de } 10^{10} \Omega.$$

Compte tenu de sa charge R_m et de la capacité parasite C_p , interélectrode en particulier, le schéma électrique équivalent du montage de base est représentable comme sur la figure 5.51.

■ Courant d'obscurité

Celui-ci a deux causes principales :

- l'émission thermélectronique de la cathode (§ 5.10.2.1) ;
- le courant de fuite entre électrodes, qui peut être minimisé par construction, en éloignant les sorties d'électrodes et par un montage soigné évitant les dépôts conducteurs (eau par exemple).

Ordre de grandeur du courant d'obscurité : 10^{-8} à 10^{-13} A.

■ Sensibilité

Le courant anodique dans la zone de saturation est pratiquement égal au courant cathodique et l'expression de la sensibilité spectrale de la cellule comme sa valeur sont donc identiques à celles du courant cathodique (§ 5.10.2.2) ; il en résulte une excellente linéarité du fonctionnement et des valeurs de sensibilité qui, à la longueur d'onde de pic, sont de l'ordre de 10 à 100 mA/W. Le coefficient de température de la sensibilité est généralement très faible.

■ Rapidité

Le temps de transit des électrons est d'autant plus court que la tension V_{ak} est plus élevée : il peut être inférieur à 10^{-9} s. Ce n'est donc pas, en général, le temps de transit qui détermine la rapidité de réponse mais plutôt la constante de temps électrique de la cellule et des circuits associés ; du schéma équivalent du montage de base (figure 5.51) et compte tenu de ce que $\rho \gg R_m$, on déduit :

- constante de temps : $\tau = R_m \cdot C_p$,
- temps de montée t_m , ou de chute t_c : $t_m = t_c = 2,2 R_m \cdot C_p$,
- fréquence de coupure : $f_c = \frac{1}{2\pi R_m \cdot C_p}$.

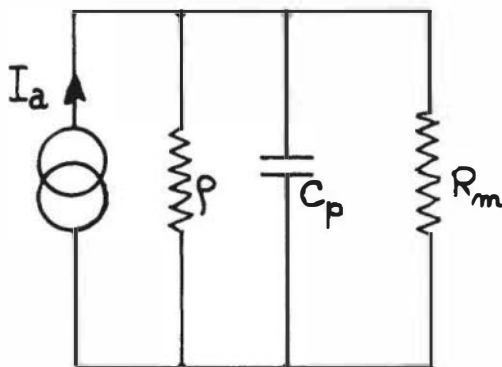


Figure 5.51 – Schéma électrique équivalent.

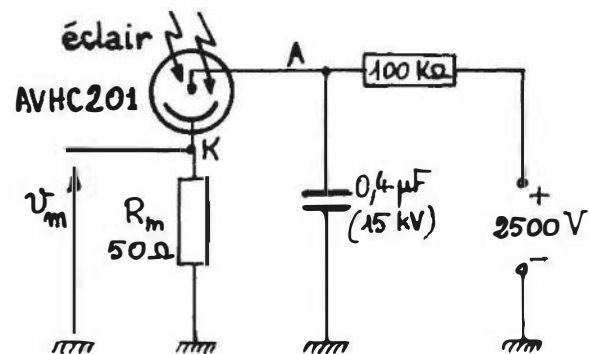


Figure 5.52 – Montage de mesure de flux impulsionnels importants (Doc. R.T.C.).

Ordres de grandeur.

Il y a lieu de distinguer :

- les cellules destinées à la mesure de faibles flux auxquelles on associe des résistances R_m élevées (1 à 100 M Ω) de façon à obtenir à leurs bornes une tension de mesure appréciable ;
- les cellules pour mesure de flux impulsionnels importants qui sont susceptibles de délivrer un courant de crête intense et dont la résistance R_m peut être réduite, 50 Ω par exemple (figure 5.52).

Exemples.

- Cellule 150 TV (constructeur RTC) destinée à la photométrie.
Courant crête maximum : 25 μ A,

$$R_m : 1 \text{ M}\Omega, C_p : 20 \text{ pF},$$

$$t_m = t_c = 44 \text{ }\mu\text{s}, f_c : 8 \cdot 10^3 \text{ Hz.}$$

- Cellule AVHC 201 (constructeur RTC) pour mesure d'impulsions lumineuses intenses : Courant crête maximum : 30 A,

$$R_m : 50 \text{ }\Omega, C_p : 30 \text{ pF},$$

$$t_m = t_c = 3,3 \text{ ns}, f_c = 100 \text{ MHz.}$$

■ Bruit de fond

Le bruit de fond de la cellule a deux origines principales :

- le bruit de Schottky du courant d'obscurité I_{ao} dont la densité spectrale est :

$$\overline{i_{bS}^2} = 2 q I_{ao},$$

- le bruit de Johnson de la résistance interne ρ du tube dont la densité spectrale est :

$$\overline{i_{b\rho}^2} = \frac{4kT}{\rho}.$$

La densité spectrale du courant de bruit total de la cellule est donc :

$$\overline{i_{bc}^2} = \overline{i_{bS}^2} + \overline{i_{b\rho}^2}$$

La résistance de charge R_m apporte un bruit de Johnson dont la densité spectrale est :

$$\overline{i_{bR}^2} = \frac{4kT}{R_m}.$$

Le bruit de la résistance R_m est inférieur au bruit propre de la cellule à condition que :

$$R_m > \frac{4kT}{\overline{i_{bS}^2} + \overline{i_{b\rho}^2}}$$

Pour $I_{ao} = 10 \text{ pA}$ et $\rho = 10^{10} \text{ }\Omega$ la condition précédente devient :

$$R_m > 3 \cdot 10^9 \text{ }\Omega.$$

De telles valeurs de résistance, qui ne sont utilisables qu'aux très faibles éclaircissements à cause de la chute ohmique qu'elles provoquent, limitent considérablement la rapidité de réponse ; c'est pourquoi, les valeurs habituellement employées étant très inférieures, $R_m \leq 100 \text{ M}\Omega$, la résistance R_m est alors la source principale de bruit du montage.

■ Applications

La possibilité de choisir un type de photocathode adapté au domaine spectral du rayonnement reçu, la linéarité et la très faible sensibilité thermique sont les qualités principales des cellules photoémisives à vide qui les destinent particulièrement à la photométrie. En outre, la possibilité pour certaines cellules de délivrer des courants de crête très intenses permet la réception et la mesure de flux impulsionnels élevés fournis, par exemple, par des lampes flash ou des lasers.

5.10.4 Cellule à gaz

Elle est constituée comme une cellule à vide mais l'enveloppe est remplie d'un gaz rare, généralement de l'argon, à faible pression : 10^{-1} à 10^{-2} mm de mercure. Lorsque la tension anodique est suffisamment élevée, les électrons émis par la cathode amorcent un processus d'ionisation par chocs des atomes de gaz : il en résulte une multiplication par un facteur de l'ordre de 5 à 10 du courant cathodique.

■ Relation courant-tension anodique (figure 5.53a)

En dessous d'environ 20 V, le réseau des caractéristiques est identique à celui d'une cellule à vide, les électrons émis par la photocathode n'étant pas suffisamment accélérés pour ioniser le gaz. Au-delà de 20 V, le processus de multiplication s'amorce et il croît en importance avec la tension anodique (*figure 5.53b*) ; cette dernière est généralement limitée à 90 V afin d'éviter l'amorçage d'une décharge auto-entretenu qui conduirait à la destruction de la photocathode.

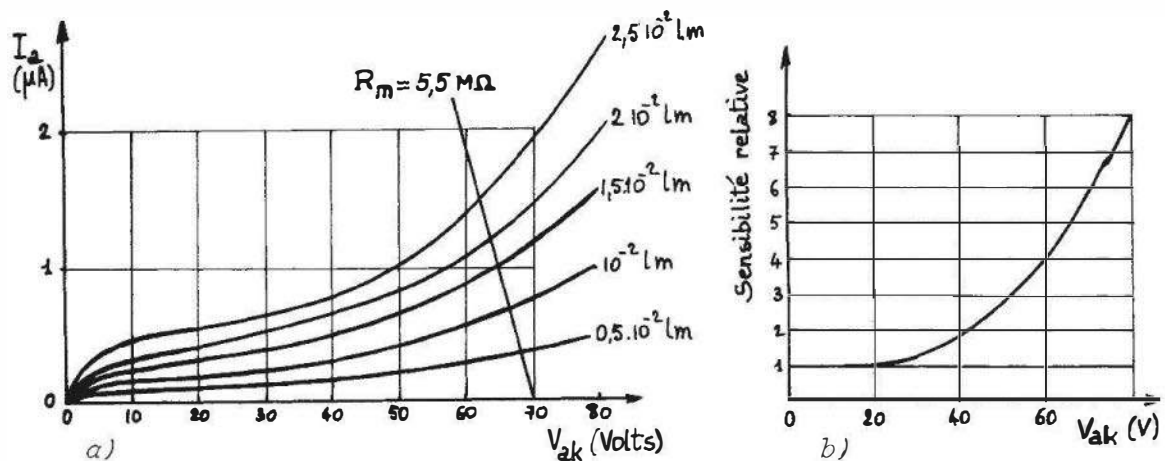


Figure 5.53 – Cellule photoémisive à gaz : a) caractéristiques statiques et droite de charge ; b) influence de la tension anodique sur la sensibilité.

■ Propriétés de la cellule à gaz

La sensibilité de 5 à 10 fois supérieure à celle de la cellule à vide augmente avec le flux incident, entraînant un fonctionnement non linéaire. En outre, la sensibilité décroît dans le temps par suite de la dégradation de la cathode soumise au bombardement des ions positifs.

La rapidité est limitée par l'accroissement du temps de transit dû aux chocs et par la faible mobilité des ions positifs ; la bande passante est de l'ordre de 10^3 à 10^4 Hz, correspondant à des temps de montée ou de chute de l'ordre de la milliseconde. Non-linéarité, stabilité médiocre et mauvaise réponse en fréquence sont les raisons de l'abandon de ce type de cellule qui peut être avantageusement remplacé par le phototransistor.

5.10.5 Photomultiplicateur

■ Principe – Constitution

Lorsque la surface d'un solide est bombardée par des électrons d'énergie suffisante, elle peut émettre à son tour des électrons : c'est l'**émission secondaire**. Lorsque le nombre d'électrons émis est supérieur au nombre d'électrons incidents, il y a une possibilité d'amplification du signal primaire qui trouve son application dans les photomultiplicateurs.

Le signal électronique primaire est constitué des électrons émis sous l'influence du rayonnement incident par une photocathode placée dans le vide. Ces électrons sont focalisés, en général électrostatiquement, sur la première d'une série d'électrodes – les dynodes – recouvertes d'un matériau dont l'émission secondaire est importante. Les potentiels des dynodes successives, fournis par un pont résistif, vont en croissant si bien que les électrons secondaires émis par la k^{e} dynode sont attirés par la $(k+1)^{\text{e}}$ où chacun d'eux provoque à son tour l'émission de plusieurs électrons secondaires (*figure 5.54*). Si chaque électron frappant une dynode libère en moyenne δ électrons secondaires, un ensemble de n dynodes, dont les différences de potentiel successives sont égales, entraînera en principe la multiplication par $M = \delta^n$ du nombre des électrons primaires. En réalité,

- d'une part, tous les électrons émis par la cathode n'atteignent pas la première dynode : soit η_c l'efficacité de collection ;
- d'autre part, tous les électrons issus d'une dynode n'atteignent pas la dynode suivante : soit η_t l'efficacité de transfert.

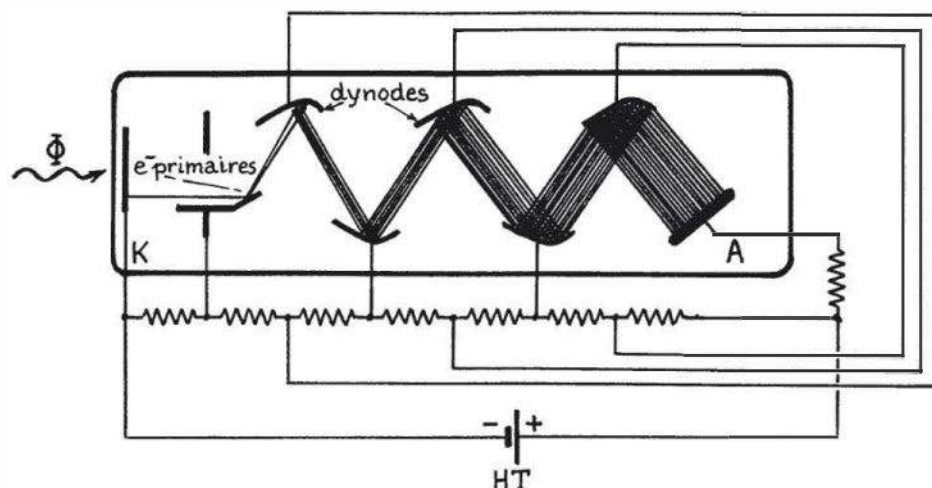


Figure 5.54 – Schéma de principe d'un photomultiplicateur.

Une expression plus exacte du gain M est dès lors :

$$M = \eta_c (\eta_t \cdot \delta)^n.$$

Ordres de grandeur :

n , nombre de dynodes : 5 à 15,

δ , coefficient d'émission secondaire : 5 à 10,

η_c et η_t , efficacités de collection et de transfert : supérieures à 90 %,

M , gain du photomultiplicateur : 10^6 à 10^8 .

La forme des dynodes, leur répartition spatiale ainsi que le système de focalisation (*figure 5.55*) visent à assurer au mieux :

- l'efficacité de collecte et de transfert des électrons émis par la photocathode et les dynodes ;
- l'égalisation des temps de transit électronique, car leur dispersion limite la rapidité intrinsèque du photomultiplicateur.

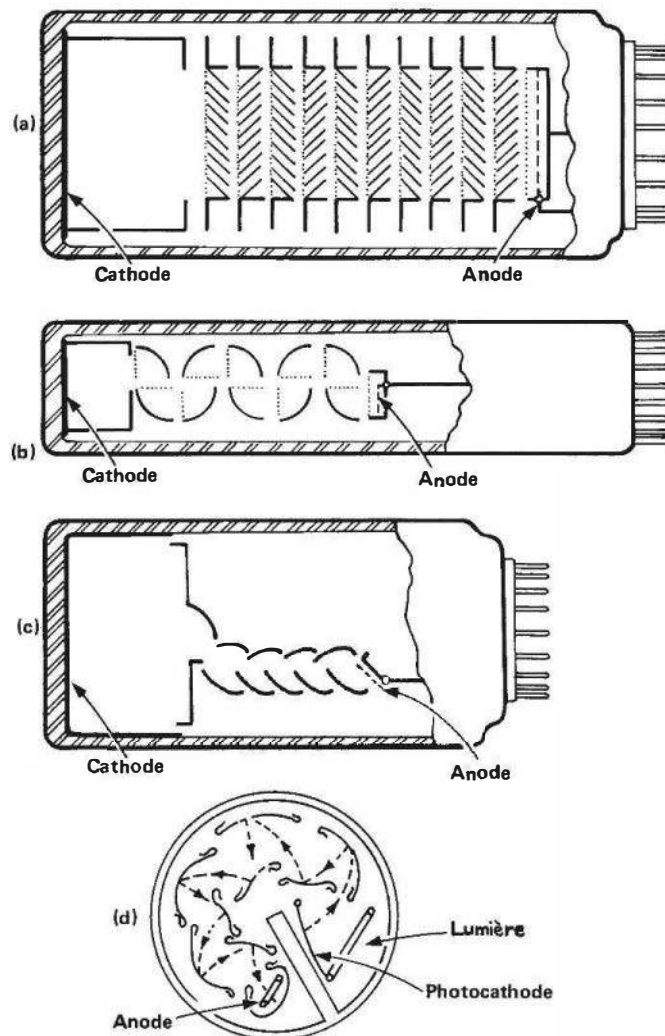


Figure 5.55 – Principaux types de tubes photomultiplicateurs : a) dynodes en « persiennes » ; b) dynodes en « boîte » ; c) structure linéaire focalisée ; d) structure circulaire focalisée ou en cage d'écureuil.

■ Coefficient d'émission secondaire

Le processus qui aboutit à l'émission secondaire présente des points communs avec celui de la photoémission : comme dans ce cas, il y a libération d'électrons au sein d'un matériau dans lequel ces électrons se déplacent avant, éventuellement, de pouvoir s'en échapper. C'est pourquoi les matériaux dont l'émission secondaire est importante sont les mêmes ou du même type que ceux dont la photoémission est appréciable :



Soit :

- $n(x)$, le nombre d'électrons secondaires libérés par un électron primaire à la profondeur x d'un matériau d'épaisseur d ;
- $p(x)$, la probabilité de sortie d'un électron libéré à la profondeur x ; le coefficient d'émission secondaire a pour expression :

$$\delta = \int_0^d n(x) \cdot p(x) \, dx$$

Le calcul d'une expression théorique de δ peut être mené à l'aide des hypothèses suivantes :

- $n(x)$ est proportionnel à la diminution par unité de longueur de l'énergie $W_p(x)$ de l'électron primaire :

$$n(x) = -a \frac{d W_p(x)}{d x}$$

- la diminution, par unité de longueur, de l'énergie $W_p(x)$ est une fonction de cette énergie, de la forme :

$$\frac{d W_p(x)}{d x} = -b \cdot (W_p(x))^{-\alpha}$$

- la probabilité de sortie d'un électron libéré à la profondeur x varie selon la loi :

$$p(x) = p_0 \cdot \exp\left(-\frac{x}{L}\right)$$

- les valeurs des termes constants : a, b, α, p_0, L dépendant du matériau considéré.

La loi de variation de δ en fonction de l'énergie de l'électron primaire incident que l'on peut ainsi calculer est conforme à celle qui est expérimentalement observée (*figure 5.56*) et qui est caractérisée par un maximum de δ pour une énergie de l'électron primaire de l'ordre de quelques 10^2 eV.

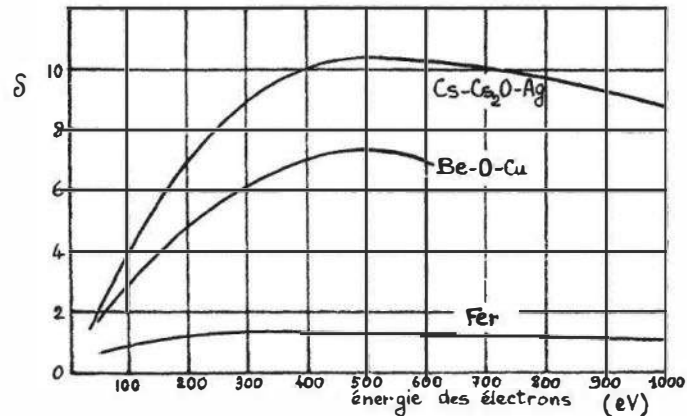


Figure 5.56 – Coefficient d'émission secondaire δ en fonction de l'énergie de l'électron primaire.

La différence de potentiel V qui est appliquée entre dynodes est au plus égale à celle correspondant au maximum de δ : dans ces conditions δ est une fonction croissante de V dont l'expression est déduite des courbes expérimentales :

$$\delta = 0,2 V^{0,7} \text{ pour } \text{Cs}_3\text{Sb},$$

$$\delta = 0,025 V \text{ pour } \text{AgOMg}.$$

■ Montage de base

La réalisation d'un montage de mesure utilisant un photomultiplicateur nécessite :

- d'une part, la détermination du circuit d'alimentation des dynodes ;
- d'autre part, le choix d'une charge anodique R_m .

Circuit d'alimentation des dynodes

Destiné à fournir à chaque dynode un potentiel convenable, il est constitué d'un pont diviseur résistif auquel est appliquée la haute tension V_{HT} , chaque dynode se trouvant reliée en un point déterminé du pont (*figure 5.57*).

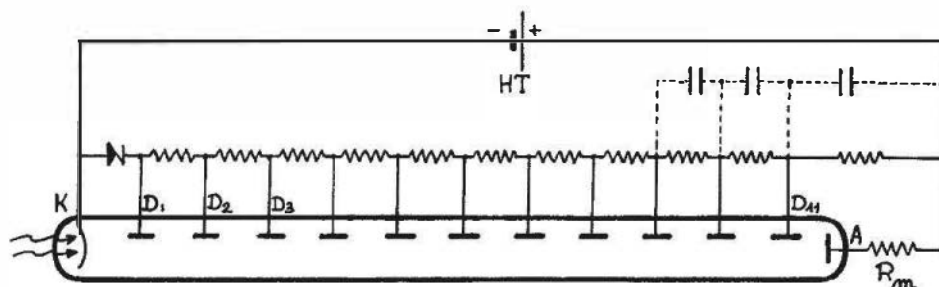


Figure 5.57 – Alimentation des dynodes d'un photomultiplicateur.

La différence de potentiel entre dynodes dépend du type de photomultiplicateur et du gain recherché : elle peut varier de quelques dizaines à quelques centaines de volts. Cependant, la tension V_{kd_1} , entre cathode et première dynode, doit être fixée plus précisément car c'est d'elle que dépend d'abord l'efficacité de collecte des

électrons émis par la cathode et donc aussi la proportionnalité entre courant et flux incident ; c'est pourquoi elle est fréquemment stabilisée à l'aide d'une diode Zener ce qui la rend indépendante de la valeur de la haute tension lorsque celle-ci est modifiée lors d'un réglage de gain. Le courant I dans le pont doit être très supérieur au courant anodique moyen \bar{I}_a afin que la répartition des potentiels de dynodes et donc le gain ne soient pas sensiblement affectés par la circulation des courants de dynodes dus à leur émission secondaire ; on fixe souvent :

$$I > 100 \bar{I}_a$$

I étant en général compris entre 0,1 et 1 mA.

Pour la même raison, dans le cas des flux impulsionnels élevés, il y a intérêt à découpler par des condensateurs les résistances alimentant les dernières dynodes qui sont celles dont l'appel de courant est le plus important ; il faut alors tenir compte de la constante de temps ainsi introduite qui fixe une limite à la fréquence maximale de récurrence de ces signaux.

La masse peut être placée soit du côté anode, soit du côté cathode. Dans le premier cas, le signal de mesure pris sur la charge anodique peut être appliqué directement à la chaîne de mesure : ce montage convient pour la mesure d'éclairements très lentement variables.

Dans le second cas, la charge anodique doit être découplée de la chaîne de mesure par un condensateur et le montage n'est donc utilisable que dans le cas de flux à variation rapide ; on observe que la mise à la masse de la cathode réduit les fluctuations du courant d'obscurité et par conséquent le bruit de fond.

La valeur de la haute tension qui est généralement comprise entre 700 et 3 000 V détermine le gain M du photomultiplicateur et doit donc être stabilisée ; on a pratiquement :

$$\frac{dM}{M} = n \cdot \frac{dV_{HT}}{V_{HT}}$$

n étant le nombre de dynodes ; pour $n = 10$, une stabilité de 1 % du gain M nécessite donc une tension V_{HT} stabilisée à 0,1 %.

Choix de la charge anodique (figure 5.58)

La solution la plus simple consiste à placer dans le circuit anodique une résistance R_m aux bornes de laquelle est prise la tension de mesure $v_m = R_m I_a$.

L'augmentation de R_m est limitée afin d'éviter une variation trop importante de la différence de potentiel entre l'anode et la dernière dynode : on se fixe en général : $R_m I_{a \max} < 10$ V. Une autre solution, qui n'a pas l'inconvénient précédent, est d'utiliser un montage convertisseur courant-tension.

■ Courant anodique d'obscurité

Le courant anodique I_{ao} qui est recueilli en l'absence de tout flux incident a pour origines :

- l'émission thermoélectronique de la cathode qui est cause principale du courant cathodique d'obscurité I_{ko} ;

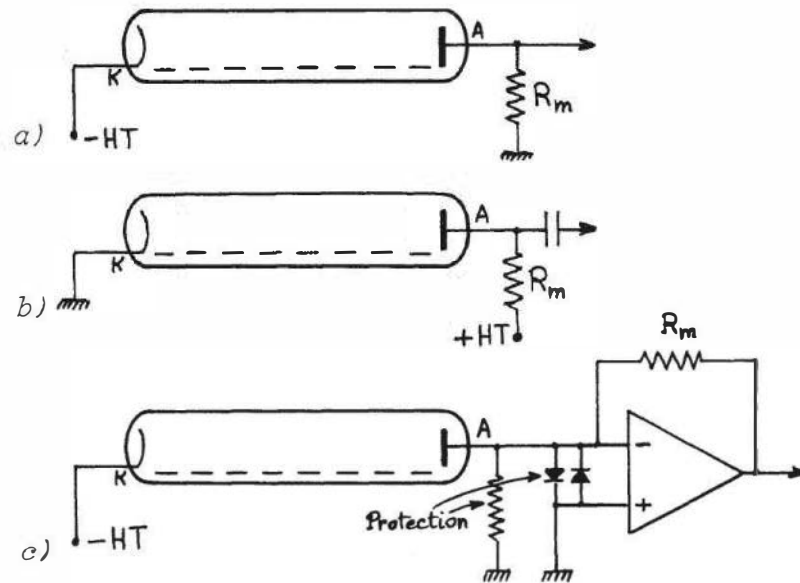


Figure 5.58 – Divers types de liaisons à la charge anodique : a) liaison directe ; b) liaison capacitive ; c) convertisseur courant-tension.

- les courants de fuite éventuels entre les diverses électrodes : ceux ci peuvent être réduits à un niveau négligeable en évitant l'humidité sur l'embase du tube ou sa pollution ; dans ces conditions, on a sensiblement :

$$I_{ao} = M \cdot I_{ko}$$

- M étant le gain du photomultiplicateur.

Le courant d'obscurité I_{ao} est donc fonction :

- comme le gain M , de la valeur de la haute tension appliquée ainsi que de sa répartition entre les différentes dynodes ;
- comme le courant I_{ko} , de la température de la cathode, un refroidissement à $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$ permet généralement de réduire le courant I_{ko} à des valeurs 10 à 100 fois inférieures à celles de l'ambiante.

Le courant I_{ao} peut présenter des dérives lentes après des variations brusques soit des tensions d'alimentation – en particulier à la mise sous tension – soit du flux reçu.

En plus du courant I_{ao} , on observe aussi en sortie des impulsions de courant erratiques qui sont dues à l'émission cathodique que provoquent :

- le rayonnement cosmique, la radioactivité naturelle du verre ;
- les décharges dans le tube, le bombardement de la cathode ou des dynodes par les ions du gaz résiduel.

Ce type de bruit impulsionnel entraîne évidemment un risque d'erreur lors de la réception de signaux optiques faibles et eux-mêmes impulsionnels : comptage de photons par exemple. Cependant la distribution des amplitudes des impulsions de bruit est généralement très différente de celle des impulsions de signal dues à des photoélectrons uniques : les impulsions dues au rayonnement cosmique, à la radioactivité naturelle ou au bombardement ionique de la cathode ont, en moyenne,

des amplitudes plus grandes que celles des photoélectrons, alors que c'est l'inverse pour les impulsions produites par le bombardement ionique des dynodes. C'est pourquoi, il est possible de discriminer impulsions de bruit et de signal en ne transmettant à la chaîne de mesure que les seules impulsions dont la hauteur est comprise entre les niveaux moyens minimum et maximum des impulsions de photoélectrons.

■ Sensibilité

Le courant anodique I_a résulte de l'amplification – de gain M – par l'ensemble des dynodes, du courant I_k fourni par la cathode photoémissive :

$$I_a = M \cdot I_k$$

Le gain M dépend du matériau recouvrant les dynodes, de leur répartition, de leur nombre et de la haute tension V_{HT} qui leur est appliquée (figure 5.59).

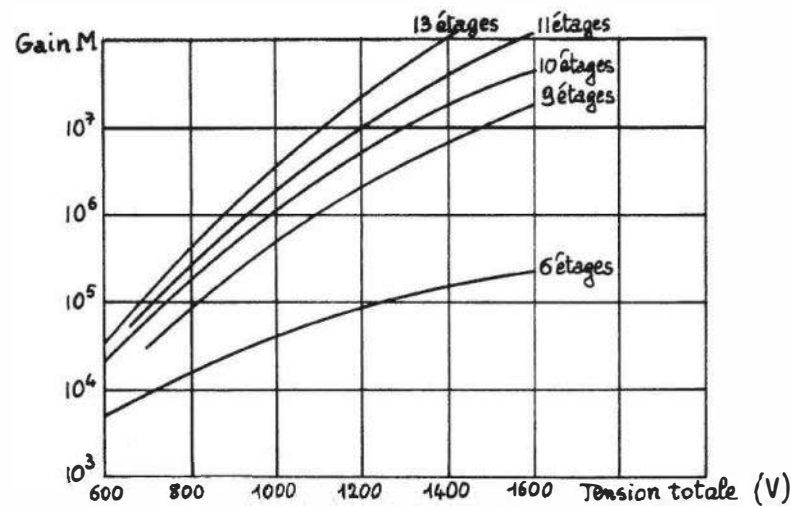


Figure 5.59 – Gain M en fonction de la haute tension et du nombre de dynodes (Doc. EMI : dynodes à l'antimoine de césium).

Le courant cathodique pour un flux monochromatique $\Phi(\lambda)$ est fonction, en particulier, du rendement quantique $\eta(\lambda)$ du matériau photoémisif et du coefficient de transmission $T(\lambda)$ de la fenêtre transparente :

$$I_k = \frac{q\eta(\lambda) \cdot T(\lambda) \cdot \lambda}{hc} \cdot \Phi(\lambda)$$

Pour un photomultiplicateur donné, on a donc :

$$I_a = M(V_{HT}) \cdot \frac{q\eta(\lambda) \cdot T(\lambda) \cdot \lambda}{hc} \cdot \Phi(\lambda)$$

Dans la mesure où le courant I_a ne dépasse pas un maximum spécifié, le gain M est indépendant de I_a et le photomultiplicateur est linéaire ; sa sensibilité spectrale anodique $S_a(\lambda)$ a pour expression :

$$S_a(\lambda) = \frac{\Delta I_a}{\Delta \Phi(\lambda)} = M(V_{HT}) \cdot \frac{q\eta(\lambda) \cdot T(\lambda) \cdot \lambda}{hc}$$

soit :

$$S_a(\lambda) = M(V_{HT}) \cdot S_k(\lambda)$$

$S_k(\lambda)$ étant la sensibilité spectrale cathodique.

Ordres de grandeur :

$$\begin{aligned} M &: 10^5 \text{ à } 10^8, \\ S_k(\lambda_p) &: 10 \text{ à } 100 \text{ mA/W}, \\ S_a(\lambda_p) &: 10^3 \text{ à } 10^7 \text{ A/W}, \end{aligned}$$

λ_p étant la longueur d'onde de pic de la sensibilité spectrale.

La sensibilité considérable des photomultiplicateurs les rend particulièrement aptes à la mesure de très faibles flux lumineux : le comptage de photons est possible ; par contre, il faut absolument éviter l'exposition à la lumière ambiante même très faible car le courant anodique qui en résulterait serait très supérieur au maximum tolérable.

Exemple. Photomultiplicateur XP 2020 (constructeur R.T.C.)

- Sensibilité cathodique à $\lambda_p = 400 \text{ nm}$: 85 mA/W,
- Gain M : 10^8 ,
- Courant anodique maximal en régime permanent : 0,2 mA,
- Surface de la photocathode : 16 cm².

On en déduit :

- le flux correspondant au courant anodique maximal : $2,3 \cdot 10^{-11} \text{ W}$ soit un éclairement maximal de $1,4 \cdot 10^{-12} \text{ W/cm}^2$;
- le flux correspondant à un courant anodique de 10^{-9} A : $1,1 \cdot 10^{-16} \text{ W}$ soit un éclairement de $0,7 \cdot 10^{-17} \text{ W/cm}^2$.

La linéarité se dégrade aux courants anodiques importants produits par les flux impulsionnels élevés, par suite de la formation de charges d'espace entre les dernières dynodes : le courant crête maximum admissible, pour un écart de linéarité donné dépend du matériau déposé sur les dynodes et de leur configuration (*figure 5.60*).

Il y a lieu, enfin, de noter que la stabilité du courant anodique peut être affectée :

- de dérives lentes, après application d'un premier signal lumineux ;
- de fatigue, qui est une décroissance de la sensibilité, consécutive à une circulation prolongée de courants anodiques relativement intenses ; cet effet est évité en limitant le courant anodique moyen à des valeurs inférieures à 1 μA .

La variation thermique de la sensibilité dépend, en grandeur et en signe, du matériau de cathode et de la longueur d'onde : elle est de l'ordre de $\pm 0,1$ à 1 % par °C ; en photométrie de précision, le photomultiplicateur doit être placé dans une enceinte à température stabilisée.

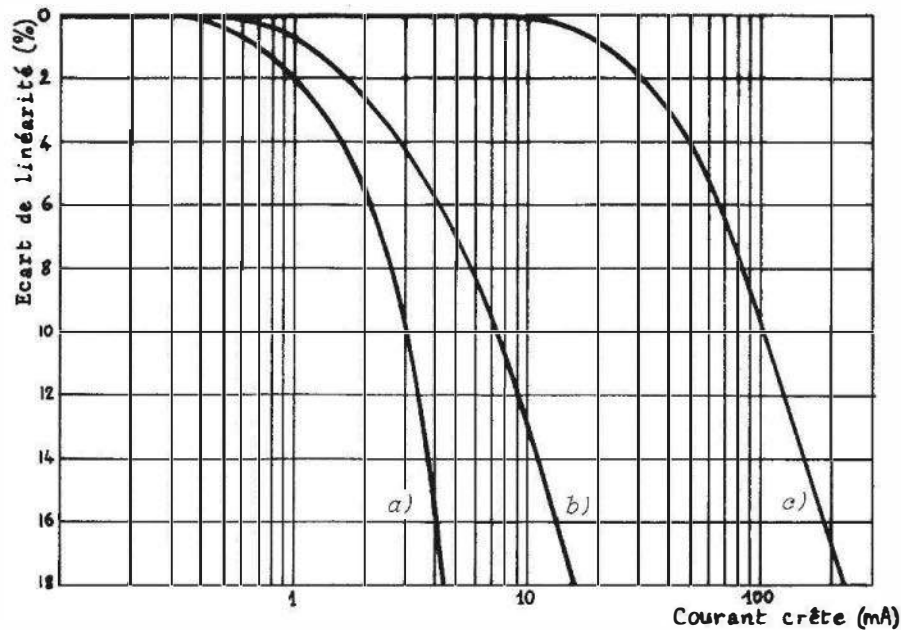


Figure 5.60 – Écart de linéarité en fonction du courant anodique de crête et pour différentes configurations de dynodes : a) dynodes en « boîte » ; b) en persienne (Cs_3Sb) ; c) structure linéaire focalisée (BeOCu) (Doc. EMI).

■ Temps de réponse. Réponse en fréquence

La rapidité intrinsèque du photomultiplicateur est déterminée par la dispersion du temps de transit des électrons entre la photocathode, les dynodes et l'anode. Le temps de transit moyen, τ_{tr} , entre cathode et anode dépend, pour une structure de dynodes donnée, de la valeur V_{HT} de la haute tension :

$$\tau_{tr} = \frac{\text{Constante}}{\sqrt{V_{HT}}}$$

τ_{tr} est généralement compris entre 10 et 100 ns.

La dispersion $\Delta\tau_{tr}$ est la conséquence d'une part de la distribution des vitesses initiales des électrons émis par la cathode et les dynodes et d'autre part des différences de longueur des diverses trajectoires électroniques de la cathode à l'anode : selon les types de photomultiplicateurs et la haute tension qui leur est appliquée $\Delta\tau_{tr}$ varie de 10^{-9} à 10^{-11} s.

En réponse à une brusque variation du signal incident, les temps de montée t_m ou de chute t_c du courant anodique sont du même ordre que $\Delta\tau_{tr}$; lorsque le signal incident est modulé, la sensibilité du photomultiplicateur décroît dès lors que la période de modulation devient de l'ordre de $\Delta\tau_{tr}$, ce qui, selon les cas, correspond à des fréquences comprises entre quelques 10^2 MHz et quelques GHz.

Une autre limitation de la rapidité peut provenir de la constante de temps électrique du photomultiplicateur associée à sa charge anodique R_m ; le schéma électrique équivalent de cet ensemble est représenté *figure 5.61*, où :

- I_a est le courant anodique,
- R_d est la résistance interne du photomultiplicateur : $R_d > 10^{12} \Omega$,

- C_p représente l'ensemble des capacités parasites entre anode et masse.

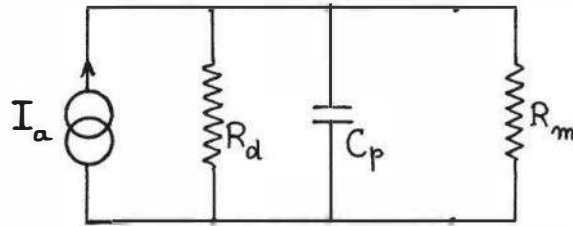


Figure 5.61 – Schéma électrique équivalent d'un tube photomultiplicateur et de sa résistance de charge R_m .

On établit aisément que, dans le cas général où $R_m \ll R_d$, la constante de temps a pour expression : $\tau = R_m \cdot C_p$; il en résulte :

- les temps de montée t'_m , et de chute t'_c , dus au montage :

$$t'_m = t'_c = 2,2 R_m \cdot C_p ;$$

- la fréquence de coupure due au montage :

$$f'_c = \frac{1}{2\pi R_m \cdot C_p}.$$

Pour $R_m = 50 \Omega$, $C_p = 10 \text{ pF}$:

$$t'_m = t'_c = 0,5 \text{ ns} \quad f'_c = 700 \text{ MHz}.$$

Cet exemple numérique montre que l'utilisation d'une résistance anodique relativement faible qui est rendue possible par le gain élevé du photomultiplicateur, permet de réduire suffisamment la constante de temps électrique pour qu'elle n'affecte pas la rapidité effective qui est dès lors pratiquement égale à la rapidité intrinsèque du photomultiplicateur.

■ Bruit de fond – Détectivité

Les deux sources de bruit principales du photomultiplicateur sont :

- le courant d'obscurité cathodique I_{ko} ;
- les fluctuations de l'émission secondaire des dynodes.

Des fluctuations du courant I_{ko} résulte le bruit de Schottky que l'on traduit par un courant de bruit dont la valeur efficace est, pour une bande passante B :

$$I_{bk} = \sqrt{2q I_{ko} B}$$

Ce courant amplifié par le gain M du photomultiplicateur a pour valeur sur l'anode :

$$I'_{ba} = M \cdot I_{bk}$$

L'influence sur le bruit des fluctuations de l'émission secondaire peut être prise en compte en multipliant le bruit d'origine cathodique par un facteur m , généralement compris entre 1,1 et 1,5 et qui a pour expression :

$$m = 1 + \frac{\delta}{\delta_1(\delta - 1)}$$

δ_1 étant le coefficient d'émission de la première dynode et δ celui de chacune des autres dynodes.

La valeur efficace du courant anodique de bruit I_{ba} a donc pour expression :

$$I_{ba} = mI'_{ba} = m \cdot M \cdot I_{bk}$$

$$\text{soit } I_{ba} = \left(1 + \frac{\delta}{\delta_1(\delta - 1)}\right) \cdot M \cdot \sqrt{2q I_{ko} B}.$$

Pour un gain global M donné, une réduction du courant de bruit I_{ba} peut être obtenue :

- en donnant au coefficient δ_1 de la première dynode une valeur maximale ;
- en refroidissant la cathode pour réduire son courant d'obscurité I_{ko} .

Le courant de bruit de Johnson de la résistance de charge R_m a pour valeur efficace :

$$I_{bR} = \sqrt{\frac{4k T B}{R_m}}.$$

Le bruit de la résistance R_m ne sera pas prédominant à condition que :

$$I_{bR} < I_{ba}$$

soit

$$R_m > \frac{2 kT}{(mM)^2 \cdot q I_{ko}}.$$

Application numérique :

$$\text{pour : } m = 1,2, \quad M = 10^7, \quad I_{ko} = 10^{-16} \text{ A}, \quad T = 25 \text{ }^\circ\text{C},$$

$$\text{on a : } R_m > 3,5 \Omega.$$

Cette condition est pratiquement toujours réalisée et cela, sans imposer de limite à la rapidité : c'est donc le bruit propre du photomultiplicateur qui détermine le niveau ultime du signal minimal détectable.

La puissance équivalente de bruit a pour expression :

$$\text{P.E.B.} = \frac{I_{ba}}{S_a \cdot \sqrt{B}} = \frac{m \cdot \sqrt{2q I_{ko}}}{S_k}.$$

Pour $S_k = 10 \text{ mA/V}$, $m = 1,2$ et $I_{k_0} = 10^{-16} \text{ A}$, on a :

$$\text{P.E.B.} = 6,7 \cdot 10^{-16} \text{ W.Hz}^{-1/2}.$$

En réduisant I_{k_0} par refroidissement de la cathode, des valeurs de P.E.B. de l'ordre de $10^{-17} \text{ W.Hz}^{-1/2}$ peuvent être atteintes.

La détectivité spécifique $D^* = \sqrt{A}/\text{P.E.B.}$, A étant la surface sensible de la photocathode, a pour expression explicite, déduite des relations précédentes :

$$D^* = \frac{q^{1/2} \eta(\lambda) \cdot T(\lambda) \cdot \lambda}{mhc \cdot (2j_{k_0})^{1/2}}$$

où j_{k_0} est la densité de courant cathodique d'obscurité.

Les valeurs de D^* varient selon le type de photomultiplicateur et les conditions d'utilisation entre 10^{11} et $10^{16} \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$.

■ Applications du photomultiplicateur

L'intérêt du photomultiplicateur réside d'abord dans sa grande sensibilité associée à un bruit de fond minimal et une rapidité élevée : ces qualités le désignent tout particulièrement pour la détection des signaux optiques de très bas niveaux, continus ou pulsés :

- radiométrie astronomique, spectrophotométrie ;
- télémétrie par laser, lidar (radar optique).

En outre, la possibilité de choisir un ensemble photocathode-fenêtre permet d'adapter au mieux sa courbe de réponse spectrale au spectre du rayonnement étudié.

Cependant, l'encombrement, la fragilité, le prix et la nécessité d'une alimentation haute tension stabilisée fixent des limites à son emploi.

5.11 Détecteurs thermiques

5.11.1 Caractères généraux

Dans le cas des capteurs optiques étudiés précédemment la modification des propriétés électriques est la conséquence première et immédiate de l'action de la lumière qui, par effet photoélectrique, transfère directement l'énergie de ses photons aux électrons libérés ; dans le cas des détecteurs thermiques le phénomène primaire est la conversion de l'énergie lumineuse absorbée en énergie d'agitation thermique du réseau que traduit l'augmentation de température du détecteur et dont la modification des propriétés électriques est la conséquence.

Les grandeurs électriques dont la variation thermique est mise à profit pour la mesure des flux sont :

- la résistance d'éléments métalliques ou semi-conducteurs (bolomètres) ;
- la f.é.m. de Seebeck de couples de conducteurs de nature différente ;
- la polarisation électrique spontanée de substances pyroélectriques.

L'absorption du rayonnement est favorisée par le noircissement de la surface réceptrice à l'aide d'un dépôt (noir de platine, par exemple) dont l'émissivité e est voisine de 1. L'absorption demeure importante dans un très large domaine spectral, couvrant plusieurs décades en longueur d'onde et incluant généralement l'ensemble du spectre infrarouge ($0,8 \mu\text{m} < \lambda < 1 \text{ mm}$) : c'est là, la propriété caractéristique des détecteurs thermiques qui est à l'origine de leurs applications spécifiques.

5.11.2 Relation entre échauffement et flux incident

Le bilan global des transferts d'énergie au niveau du détecteur est traduit par l'équation :

$$K \cdot \frac{dT}{dt} = e \cdot \Phi - G_{\theta} \cdot (T - T_a)$$

où :

K est la capacité calorifique du détecteur,

G_{θ} est la conductance thermique entre le détecteur de température T et le milieu ambiant de température T_a ,

Φ est le flux du rayonnement incident dont la fraction e est absorbée par le détecteur.

Cette équation permet le calcul de l'échauffement $\Delta T = T - T_a$ du détecteur.

Cas d'un flux Φ constant : $\Phi = \Phi_0$

La solution de l'équation des transferts d'énergie est :

$$\Delta T = \frac{e \Phi_0}{G_{\theta}} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_t}\right) \right)$$

où τ_t , constante de temps thermique, a pour expression : $\tau_t = \frac{K}{G_{\theta}}$.

Cas d'un flux Φ modulé : $\Phi = \Phi_0 + \Phi_1 \cos \omega t$

L'échauffement du capteur a pour loi de variation :

$$\Delta T = \frac{e \Phi_0}{G_{\theta}} \cdot \left(1 - \exp\left(-\frac{t}{\tau_t}\right) \right) + \frac{e \Phi_1}{G_{\theta} \sqrt{1 + \omega^2 \tau_t^2}} \cdot \left(\cos(\omega t - \psi) - \frac{\exp(-t/\tau_t)}{\sqrt{1 + \omega^2 \tau_t^2}} \right)$$

où :

$$\psi = \text{Arctg}(\omega \tau_t)$$

Si l'on fait abstraction d'une part du régime transitoire dont l'évolution est déterminée par la constante de temps thermique τ_t , et d'autre part de l'échauffement constant dû à Φ_0 , le régime permanent sinusoïdal associé à la modulation a pour amplitude :

$$\Delta T_1 = \frac{e \Phi_1}{G_{\theta} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}}$$

en posant : pulsation de coupure thermique, $\omega_t = \frac{1}{\tau_t} = \frac{G_\theta}{K}$.

Des équations précédentes il découle que :

- l'échauffement en régime permanent est d'autant plus important que la conductance thermique G_θ est plus faible ;
- la constante de temps thermique, par contre, est d'autant plus réduite que la conductance thermique G_θ est plus élevée et que la capacité calorifique K est plus petite.

Si l'on recherche un échauffement maximal, on peut réduire G_θ en minimisant les pertes thermiques par convection et conduction en plaçant le détecteur sous vide dans un boîtier et en l'isolant thermiquement de son support ; il faut dans ce cas tenir compte de l'influence du facteur de transmission de la fenêtre sur la courbe de réponse spectrale du détecteur. Lorsque, par contre, c'est la rapidité de réponse qui est primordiale, la conductance thermique est augmentée en laissant le détecteur dans l'air et en le fixant par une colle, isolante électriquement mais conductrice thermiquement, sur un bloc métallique qui fait fonction de radiateur.

Pour un détecteur qui a la forme d'une plaquette dont la face absorbante est de surface A , dont l'épaisseur est d et la chaleur volumique c' , on a :

$K = A \cdot d \cdot c'$, $G_\theta = A \cdot g_\theta$, g_θ étant la conductance thermique par unité de surface, et la constante de temps thermique a pour expression :

$$\tau_t = \frac{d \cdot c'}{g_\theta}.$$

La minimisation de τ_t requiert donc en particulier :

- une épaisseur d faible ;
- une chaleur volumique c' réduite ce qui, dans certains cas, est obtenu par refroidissement du détecteur puisqu'en règle générale, c' décroît quand la température diminue.

5.11.3 Bolomètre. Caractéristiques métrologiques

Il s'agit d'un capteur résistif de température (§ 6.3) qui permet la détermination d'un flux de rayonnement absorbé à partir de la variation de résistance due à l'échauffement provoqué. L'élément sensible, métallique ou semiconducteur, est sous la forme d'un ruban, d'une couche mince ou d'une plaquette dont la surface exposée au rayonnement est noircie.

La variation de résistance due au flux absorbé est mesurable par l'une des méthodes générales décrites au chapitre 3 ; en particulier l'emploi du pont de Wheatstone permet de compenser les variations de température ambiante en utilisant un second bolomètre, identique au bolomètre de mesure mais qui n'est pas éclairé et qui constitue une branche du pont contiguë à celle du bolomètre de mesure.

L'échauffement ΔT du bolomètre est généralement faible en sorte que sa variation de résistance ΔR est petite devant sa résistance d'obscurité R_o ; dans ces conditions on peut écrire :

$$\Delta R = \alpha_R R_o \Delta T$$

et la tension de déséquilibre du pont de Wheatstone dont les quatre résistances sont égales à l'équilibre est :

$$v_m = \frac{E_s}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R_0} = \frac{E_s}{4} \cdot \alpha_R \cdot \Delta T.$$

En considérant le cas général d'un flux modulé, on a établi précédemment qu'en régime permanent l'amplitude de variation de la température a pour expression :

$$\Delta T_1 = \frac{e \Phi_1}{G_\theta \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}}.$$

d'où résulte, dans ce cas, l'amplitude de la tension de mesure :

$$V_m = \frac{E_s}{4} \cdot \alpha_R \frac{e \Phi_1}{G_\theta \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}}.$$

Si la sensibilité thermique α_R de la résistance demeure constante dans le domaine des échauffements produits, le fonctionnement est linéaire et la sensibilité a pour valeur :

$$S = \frac{V_m}{\Phi_1} = \frac{E_s}{4} \cdot \alpha_R \frac{e}{G_\theta \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}}.$$

La bande passante du détecteur est limitée supérieurement par la fréquence de coupure $f_t = G_\theta/2\pi K$; dans la bande passante, pour $f < f_t$, la sensibilité a pour valeur :

$$S = \frac{E_s}{4} \cdot \alpha_R \cdot \frac{e}{G_\theta}.$$

L'accroissement de la tension E_s d'alimentation du pont qui entraîne une augmentation de la sensibilité est limité car l'échauffement ΔT_j du bolomètre par l'effet Joule entraîne d'une part, un accroissement du bruit et d'autre part, dans le cas des semi-conducteurs, une réduction de la sensibilité thermique α_R . On se fixe, en général, un échauffement maximal par effet Joule, ΔT_{jM} , auquel correspond une valeur maximale E_{sM} de la tension d'alimentation qui est telle que :

$$\Delta T_{jM} = \frac{1}{G_\theta} \cdot \frac{E_{sM}^2}{4R_0}.$$

La valeur maximale de la sensibilité a dans ces conditions pour expression :

$$S_M = \frac{\alpha_R \cdot e}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_0 \cdot \Delta T_{jM}}{G_\theta \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2\right)}}$$

soit, dans la bande passante :

$$S_M = \frac{\alpha_R \cdot e}{2} \cdot \sqrt{\frac{R_o \cdot \Delta T_{jM}}{G_\theta}}$$

Un bolomètre de sensibilité élevée requiert en particulier :

- une résistance R_o grande, de sensibilité thermique α_R importante ;
- une conductance thermique G_θ faible, ce qui va à l'encontre de la rapidité.

La source prédominante de bruit du bolomètre est généralement le bruit de Johnson de sa résistance dont la tension de bruit a pour valeur efficace :

$$E_b = \sqrt{4 kTR_o B}$$

On en déduit :

- la puissance équivalente de bruit

$$\text{P.E.B.} = \frac{E_b}{S_M \sqrt{B}} = \frac{4}{\alpha_R \cdot e} \cdot \sqrt{\frac{kT \cdot G_\theta \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2\right)}{\Delta T_{jM}}}$$

- la détectivité spécifique :

$$D^* = \frac{\sqrt{A}}{\text{P.E.B.}}, \quad A \text{ étant l'aire de la surface réceptrice,}$$

$$\text{soit} \quad D^* = \frac{\alpha_R \cdot e}{4} \cdot \sqrt{\frac{\Delta T_{jM}}{kT \cdot g_\theta \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2\right)}}$$

- où g_θ est la conductance thermique par unité de surface.

Cette dernière expression montre, en particulier, que la détectivité spécifique est indépendante de la résistance du bolomètre.

Ordres de grandeur des caractéristiques métrologiques des bolomètres :

- Sensibilité dans la bande passante : 1 à 100 V/W.
- Constante de temps thermique : 1 à 10 ms.
- Détectivité D^* à 300 K, dans la bande passante : 10^8 à 10^9 cm Hz^{1/2}W⁻¹.

5.11.4 Thermocouples - Thermopiles

L'échauffement de l'une des soudures d'un thermocouple (§ 6.4) par suite de l'absorption d'un rayonnement, produit une variation de la f.é.m. de Seebeck, dont la mesure permet de connaître le flux absorbé.

Les thermocouples utilisés se présentent sous forme de rubans, de couches minces ou de fils dont la soudure est fixée à une feuille métallique noircie. Les méthodes de mesure sont celles, classiques, des thermocouples (§ 6.4.4.4) ; la compensation des variations de température ambiante peut être obtenue en opposant au thermocouple de mesure un thermocouple identique mais non soumis au rayonnement.

La variation ΔE de la f.é.m. de Seebeck délivrée par le thermocouple est proportionnelle à l'échauffement ΔT de la soudure de mesure :

$$\Delta E = s \cdot \Delta T$$

s étant le pouvoir thermoélectrique du couple utilisé ; compte tenu de la relation liant échauffement et flux on a, dans le cas d'un flux modulé :

$$\Delta E_1 = s \cdot e \cdot \frac{1}{G_\theta \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}} \cdot \Phi_1$$

Dans la mesure où s demeure constant dans la plage des échauffements produits, le détecteur est linéaire et sa sensibilité a pour valeur :

$$S = \frac{\Delta E_1}{\Phi_1} = \frac{s \cdot e}{G_\theta \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}}$$

soit, dans la bande passante ($\omega < \omega_r$) :

$$S = \frac{s \cdot e}{G_\theta}$$

La détectivité peut être estimée en considérant que le bruit de Johnson de la résistance R du thermocouple est la source prédominante de bruit dont la tension a pour valeur efficace :

$$E_b = \sqrt{4 k T R B}$$

On a, dans ces conditions, puissance équivalente de bruit :

$$\text{P.E.B.} = \frac{E_b}{S \sqrt{B}} = \frac{\sqrt{4 k T R}}{s \cdot e} \cdot G_\theta \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2}$$

détectivité spécifique :

$$D^* = \frac{\sqrt{A}}{\text{P.E.B.}}, \quad A \text{ étant l'aire de la surface réceptrice}$$

$$D^* = \frac{s \cdot e}{g_\theta \cdot \sqrt{4 k T R A \cdot \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_r}\right)^2\right)}}$$

Il y a évidemment toujours intérêt à choisir un couple de matériaux dont le pouvoir thermoélectrique s est élevé.

Une conductance thermique G_θ faible augmente la sensibilité et la détectivité mais aux dépens de la bande passante. G_θ dépend à la fois des échanges thermiques par la surface A et le long des fils du thermocouple : la réduction de la conductance thermique de ces derniers entraîne un accroissement de leur résistance électrique qui réduit la détectivité.

Une solution permettant d'accroître la sensibilité et la détectivité sans dégrader dans le même rapport la rapidité consiste à associer en série un nombre important de thermocouples : le dispositif est alors désigné comme **thermopile**. Une thermopile peut compter jusqu'à 200 thermocouples montés en série. Réalisée à partir d'un substrat de silicium par les techniques de fabrication des circuits intégrés, la thermopile comporte dans sa partie centrale la surface sur laquelle est dirigé le flux de rayonnement à mesurer qui détermine son échauffement. Sur cette surface, de l'ordre du mm^2 et dont l'épaisseur est minimisée afin d'en réduire la conductance thermique, sont réparties les soudures chaudes des thermocouples. L'ensemble de la surface réceptrice est noirci afin d'accroître l'absorption du rayonnement. Les soudures froides des thermocouples sont placées sur la partie de silicium non éclairée qui est à la température ambiante, mesurée par une thermistance ou à une température de référence connue.

La thermopile est placée à l'intérieur d'un boîtier, TO5 par exemple, dont la face avant possède une ouverture limitée par un filtre optique dont la bande passante correspond au spectre du rayonnement à mesurer, généralement infrarouge. La tension délivrée est proportionnelle à la puissance reçue.

Exemple de caractéristiques métrologiques d'une thermopile :

- Nombre de thermocouples : 100 ;
- Sensibilité : 80 V/W ;
- Détectivité : $10 \text{ cm Hz}^{0,5} \text{ W}^{-1}$;
- Constante de temps : 15 ms.

5.11.5 Détecteurs pyroélectriques

■ La pyroélectricité. Matériaux pyroélectriques

Une substance pyroélectrique est caractérisée par une polarisation électrique spontanée P qui est une fonction de la température. Du fait de sa polarisation, une plaquette pyroélectrique porte sur chacune de ses deux faces opposées, d'aire A et perpendiculaires à P , des charges électriques $Q = A \sigma$ dont les densités σ , de signes contraires sur chacune des faces, sont égales à $\pm P$. Ces charges, liées, créent un champ électrique interne qui, par le déplacement des charges libres qu'il entraîne, aboutit à la neutralisation de la charge superficielle. Cependant, la variation de charge liée, $dQ = A dP$, qui est consécutive à une brusque variation de température peut être mise en évidence par une mesure immédiate. La variation thermique de la polarisation, autour d'une température donnée est définie par le coefficient pyroélectrique :

$$p = \frac{dP}{dT} \quad \text{en } \text{C m}^{-2} \text{ K}^{-1}.$$

Lorsque le matériau peut se dilater librement, ce qui est généralement le cas des détecteurs, l'influence de la dilatation sur la polarisation (effet pyroélectrique secondaire) est incluse dans la valeur de p .

La pyroélectricité ne peut apparaître que dans les matériaux dont le réseau cristallin n'a pas de centre de symétrie mais a un axe polaire qui est la direction de la polarisation spontanée.

C'est le cas pour les cristaux de tourmaline, de CdS, CdSe, ZnO, ZnS par exemple. Un groupe important de matériaux pyroélectriques est constitué par les substances ferroélectriques dont la polarisation des divers domaines a été alignée par application d'un champ électrique intense lors d'un traitement thermique ; la polarisation de ces matériaux s'annule au-dessus de leur température de Curie (*tableau 5.4*).

■ Caractéristiques métrologiques

On considère une plaquette pyroélectrique d'épaisseur d dont l'une des faces, de surface A et perpendiculaire à la polarisation P , est éclairée ; cette face, ainsi que la face opposée est recouverte d'une électrode (*figure 5.62a*). La variation thermique de la polarisation que provoque le rayonnement incident entraîne la circulation d'un courant I_p :

$$I_p = \frac{dQ}{dt} = A \cdot \frac{dP}{dT} \cdot \frac{dT}{d\Phi} \cdot \frac{d\Phi}{dt}$$

Dans le cas d'un flux modulé sinusoïdalement : $\frac{d\Phi}{dt} = \omega\Phi_1$, et compte tenu des relations précédemment établies, ce courant a pour amplitude :

$$I_1 = \frac{p \cdot \omega \cdot e \cdot \Phi_1}{g_{\theta} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}}$$

La plaquette pyroélectrique a une impédance interne Z_p , formée d'une capacité C_p en parallèle sur une résistance R_p :

$$C_p = \frac{\varepsilon \cdot A}{d}, \quad \varepsilon \text{ étant la constante diélectrique du matériau,}$$

$$R_p = \rho \frac{A}{d}, \quad \rho \text{ étant la résistivité tenant compte des pertes ohmiques et diélectriques.}$$

Le schéma électrique équivalent de la plaquette pyroélectrique est représenté *figure 5.62b*.

Sensibilité en courant

La mesure du courant I_1 peut être effectuée à l'aide d'un convertisseur courant-tension (*figure 5.62c*).

La sensibilité en courant a pour expression :

$$S_i = \frac{I_1}{\Phi_1} = \frac{p \cdot \omega \cdot e}{g_{\theta} \sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2}}$$

elle ne dépend pas de l'impédance interne Z_p du détecteur.

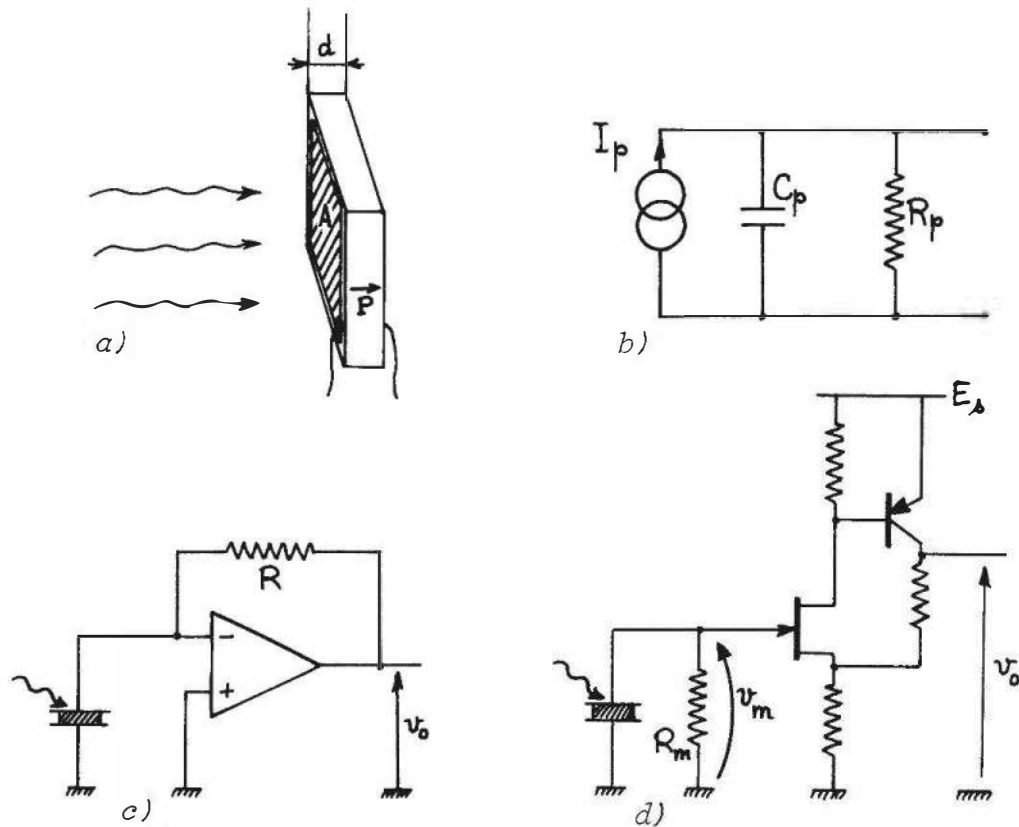


Figure 5.62 – Capteur pyroélectrique : a) configuration du capteur ; b) schéma électrique équivalent ; c) montage convertisseur courant-tension ; d) montage amplificateur de tension (Doc. Eltec).

Contrairement au cas des bolomètres et des thermocouples pour lesquels la fréquence de coupure thermique f_t est la limite supérieure de la bande passante, pour les capteurs pyroélectriques, f_t en est la limite inférieure ;

– en effet, pour $f > f_t$ la sensibilité est constante et a pour valeur :

$$S_i = \frac{p \cdot \omega_r \cdot e}{g_\theta}$$

– soit, en explicitant $\omega_r = g_\theta / c' \cdot d$ (cf. § 5.11.2), dans le cas d'une plaquette d'un matériau dont la chaleur volumique est c' :

$$S_i = \frac{p \cdot e}{c' \cdot d}$$

Dans un montage convertisseur courant-tension, la bande passante se trouve limitée supérieurement par la décroissance, à fréquence croissante, du gain en boucle ouverte de l'amplificateur.

Pour $f < f_t$ la sensibilité en courant a pour expression :

$$S_i = \frac{p \cdot \omega \cdot e}{g_\theta}$$

elle tend vers zéro en même temps que la fréquence de modulation ; la mesure d'un flux constant doit donc être effectuée en le hachant à une fréquence supérieure à f_t .

Tableau 5.4 – Caractéristiques de divers matériaux pyroélectriques.

Matériau	Coefficient pyroélectrique ($C m^{-2} K^{-1}$) à 25 °C	Température de Curie
Sulfate de triglycine ($NH_2CH_2CO_2H$) ₃ H ₂ SO ₄	$3 \cdot 10^{-4}$	49 °C
Titanate de baryum BaTiO ₃	$7 \cdot 10^{-4}$	120 °C
Céramiques P.Z.T. (zirconotitanates de plomb)	$3 \cdot 10^{-4}$ à $17 \cdot 10^{-4}$ selon la composition	215 à 365 °C
Tantalate de lithium LiTaO ₃	$1,8 \cdot 10^{-4}$	650 °C

Sensibilité en tension

En plaçant aux bornes de la plaquette pyroélectrique une résistance R_m , à laquelle est associée une capacité parasite C_m , on recueille aux bornes de l'ensemble (figure 5.62d) une tension de mesure v_m qui, pour un flux modulé sinusoïdalement, a une amplitude V_1 :

$$V_1 = \frac{p \omega e R \Phi_1}{g_\theta \sqrt{\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2\right) \cdot \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2\right)}}$$

en posant ω_e , pulsation de coupure électrique :

$$\omega_e = \frac{1}{RC} \quad \text{où} \quad R = \frac{R_m \cdot R_p}{R_m + R_p} \quad \text{et} \quad C = C_m + C_p.$$

En général $\omega_e > \omega_t$ et la bande passante correspond aux fréquences comprises entre $f_t = \omega_t/2\pi$ et $f_e = \omega_e/2\pi$.

La sensibilité en tension S_v a pour expression :

$$S_v = \frac{V_1}{\Phi_1} = \frac{p \omega e R}{g_\theta \sqrt{\left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_t}\right)^2\right) \cdot \left(1 + \left(\frac{\omega}{\omega_e}\right)^2\right)}}$$

soit, dans la bande passante :

$$S_v = \frac{p \omega_t e R}{g_\theta}.$$

La bande passante peut être étendue en réduisant R_m et donc R mais aux dépens de la sensibilité en tension S_v . Du fait des valeurs très élevées de S_v dans la bande passante, le détecteur peut être utilisé avec une sensibilité appréciable à des fréquences très supérieures à sa fréquence de coupure électrique ; dans ce cas cependant sa sensibilité dépend de la fréquence de modulation du rayonnement incident.

La sensibilité maximale est obtenue quand $R_m \gg R_p$: dans ces conditions $R \cong R_p$ et dans le cas de la plaquette définie précédemment l'expression de S_v devient :

$$S_v = \frac{p \cdot e \cdot \rho}{c' \cdot A}$$

La sensibilité en tension dépend de la résistivité ρ qui est elle-même une fonction de la température ; en outre le coefficient pyroélectrique p peut, pour certains matériaux, varier avec la tension aux bornes de la plaquette. C'est pour ces raisons que la mesure du courant par convertisseur courant-tension est généralement préférée à la mesure de la tension aux bornes de la plaquette.

Défectivité

Le bruit interne prédominant est le bruit Johnson de la résistance R_p du détecteur ; la valeur efficace du courant de bruit correspondant est :

$$I_{bR} = \sqrt{\frac{4 kT B}{R_p}}$$

Dans la bande passante du détecteur, la puissance équivalente de bruit a pour expression :

$$\text{P.E.B.} = \frac{I_{bR}}{S_i B^{1/2}} = \frac{g_0}{p \omega_t e} \sqrt{\frac{4 kT}{R_p}}$$

soit, en fonction des caractéristiques de la plaquette pyroélectrique :

$$\text{P.E.B.} = \frac{c'}{p \cdot e} \sqrt{\frac{4 kTAd}{\rho}}$$

On en déduit la défectivité spécifique : $D^* = \frac{\sqrt{A}}{\text{P.E.B.}}$

soit :

$$D^* = \frac{p \cdot e}{c'} \sqrt{\frac{\rho}{4kTd}}$$

Ces formules, ainsi que les précédentes, ont été établies afin de mettre en évidence les paramètres physiques et géométriques dont dépendent les performances du détecteur.

Ordre de grandeur des caractéristiques métrologiques des détecteurs pyroélectriques :

- Sensibilité en courant : de 0,1 $\mu\text{A/W}$ à quelques $\mu\text{A/W}$.
- Sensibilité en tension : dépend du montage et peut atteindre 10^5 V/W .
- Rapidité, elle dépend aussi du montage :
 - temps de montée : de 0,1 ms à 1 ns,
 - bande passante : de 10^3 Hz à 10^2 MHz .
- Défectivité spécifique : $D^*(1000 \text{ K}, 10 \text{ Hz}, 1) : 10^8 \text{ à } 10^9 \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$.

5.11.6 Cellule de Golay

Il s'agit d'un récepteur pneumatique constitué d'une chambre de quelques mm³ contenant un gaz (air, xénon) à basse pression (0,1 à 1 mm de mercure) ; une fenêtre transmet le rayonnement sur un film mince ($\cong 100 \text{ \AA}$) et absorbant. L'élévation de température du film échauffe le gaz dont l'accroissement de pression déforme une membrane métallisée qui est une partie de la paroi de la chambre. Cette déformation, qui est fonction du flux de rayonnement incident est mesurée :

- soit optiquement, par la déviation d'un rayon lumineux qui se réfléchit sur la membrane,
- soit électriquement par la variation de la capacité d'un condensateur formé par cette membrane et une armature fixe.

Ordre de grandeur des caractéristiques métrologiques.

- Sensibilité avec conditionneur associé : 1 à $5 \cdot 10^6 \text{ V/W}$,
- Rapidité : temps de montée : quelques dizaines de ms,
bande passante : de 0,1 à 10 Hz ;
- Défectivité spécifique : 1 à $5 \cdot 10^9 \text{ cm Hz}^{1/2} \text{ W}^{-1}$.

5.12 Capteurs d'images

Une image lumineuse est la représentation d'un objet ou d'une scène obtenue par des procédés optiques ; on considère ici uniquement le cas d'images planes et monochromes. L'image est caractérisée par la distribution spatiale de ses éclaircissements et c'est précisément à cette distribution qu'est liée l'information spécifique qu'elle porte.

Les capteurs d'images délivrent des signaux électriques sur lesquels se trouve transposée l'information recherchée dans l'image originelle ; ces signaux électriques sont susceptibles de traitements électroniques divers et ils permettent en particulier la transmission et la reconstitution de l'image sur un écran cathodique.

Outre leur emploi dans les caméras de prise de vue de télévision commerciale, les capteurs d'images ont des applications scientifiques et industrielles : surveillance d'installations en milieu hostile, télédétection par satellites, métrologie sans contact, reconnaissance de formes (robotique) ou de caractères alphanumériques.

5.12.1 Principes généraux

Un capteur optique (photodiode par exemple) délivre un signal électrique proportionnel à l'éclaircissement moyen de sa surface photosensible. Un capteur d'images doit fournir un ensemble de signaux représentatif des éclaircissements aux divers points de l'image.

Un capteur d'images est constitué par l'association ordonnée d'un grand nombre de capteurs optiques sur l'ensemble desquels se trouve projetée l'image ; chacun des capteurs optiques fournit un signal électrique $q(x, y)$ proportionnel à l'éclaircissement $E(x, y)$ de la partie d'image projetée sur le site qu'il occupe ou **photosite**. Il y a ainsi échantillonnage spatial de l'image : à chacun des photosites associés à un capteur optique élémentaire correspond une fraction élémentaire de l'image dite **pixel** (*picture*

element). Les signaux propres à chaque capteur élémentaire doivent être collectés les uns après les autres et dans un ordre parfaitement déterminé de façon que soit connue leur position d'origine dans l'image afin que sa reconstitution soit possible. L'ordre selon lequel s'effectue cette collecte des signaux définit le mode d'analyse de l'image ; de façon quasi générale l'image est analysée ligne par ligne et de haut en bas. En télévision, afin d'éviter le papillotement de l'image cathodique reconstituée on analyse successivement l'ensemble des lignes paires (trame paire) puis l'ensemble des lignes impaires (trame impaire). Le capteur d'images est conçu de façon que l'effet photoélectrique produise en chaque photosite une accumulation de charge $q(x, y)$ proportionnelle à son éclairement $E(x, y)$ et à la durée T , constante, qui sépare les collectes successives de l'information portée par un photosite. L'ensemble des charges $q(x_i, y_i)$ portées par les divers photosites forme une image électrostatique qui est la transposition électrique de l'image optique $E(x_i, y_i)$. Le dispositif d'analyse de l'état électrostatique de chaque photosite (x, y) doit en outre être complété par un circuit de conversion de sa charge $q(x, y)$ en un courant et donc une tension proportionnelle $v(x, y)$. Le mode d'analyse étant défini, à la succession ordonnée des tensions $v(x_i, y_i)$ correspond une tension $v(t)$ qui constitue le **signal d'image** ou **signal vidéo**.

5.12.2 Types principaux de capteurs d'images

Dans tous les types de capteurs d'images on trouve une surface, continue ou discontinue, dont le matériau est siège d'un effet photoélectrique et sur laquelle la projection optique de l'image établit une répartition de charges qui est la transposition électrostatique de la répartition des éclaircissements. C'est par la méthode et la technologie utilisées pour l'analyse de cette répartition de charges que se distinguent les types principaux de capteurs d'images : les capteurs à tube et les capteurs intégrés. Les capteurs d'images à tube mettent à profit les techniques utilisées dans la réalisation des tubes amplificateurs à vide. L'analyse de la surface photoélectrique s'y effectue par le balayage d'un faisceau d'électrons issu d'une cathode, accéléré et concentré au moyen d'électrodes portées à des potentiels élevés et déviés sous l'action de champs magnétiques créés par des bobines parcourues par des courants en dent de scie. De leur constitution même, résultent les principaux inconvénients de ce type de capteurs : encombrement, fragilité, durée de vie limitée, tensions d'alimentation élevées (500 V), puissance consommée importante.

Les progrès de la microélectronique ont permis la réalisation de capteurs d'images intégrés ; sur une même pastille de silicium se trouvent associés une zone photosensible et l'ensemble des circuits nécessaires à l'analyse des charges qu'elle porte et à leur conversion en signal image. Ce type de capteurs a les avantages résultant de sa structure intégrée : miniaturisation, robustesse, fiabilité, tensions d'alimentation faibles (5 V), puissance consommée réduite.

■ Tubes capteurs d'images : les Vidicons (figure 5.63)

Constitution et principe de fonctionnement

L'extrémité du tube de verre (diamètre de 15 à 40 mm) est recouverte sur sa face intérieure d'une fine métallisation transparente ; celle-ci est reliée par une résistance R_s , dite de signal, à une source de f.é.m. E_s , de quelques dizaines de volts.

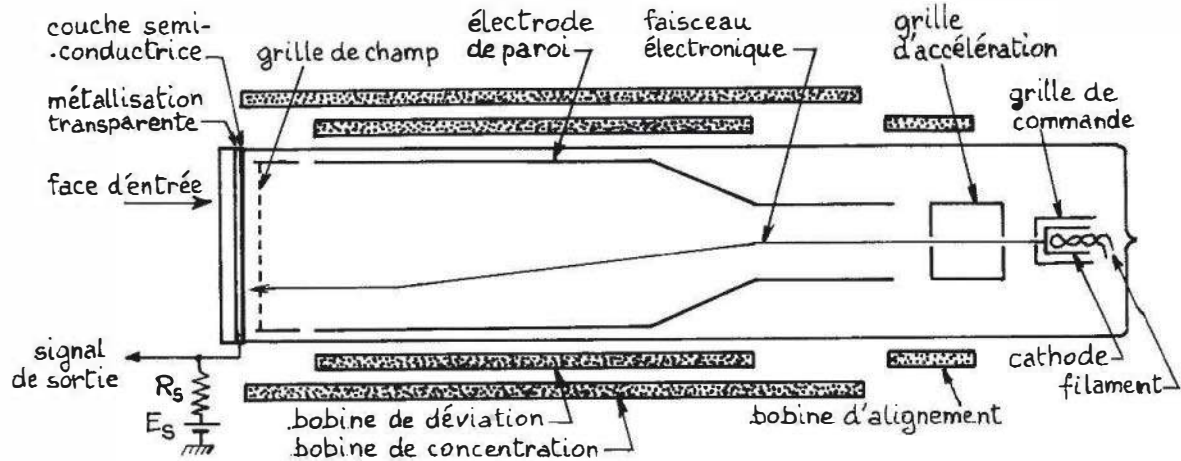


Figure 5.63 – Constitution d'un tube Vidicon.

Sur la métallisation est déposée une couche semi-conductrice (1 à 2 μm d'épaisseur). L'image optique est projetée, à travers la métallisation, sur la couche semi-conductrice. L'analyse de l'image s'opère par le balayage ligne par ligne de la face interne du semi-conducteur au moyen d'un faisceau d'électrons ; celui-ci, issu de la cathode au potentiel de la masse impose ce potentiel à la face interne du semi-conducteur. Immédiatement après le passage du faisceau d'électrons il y a donc une prépolarisation de la couche établissant une différence de potentiel de E_s volts entre les faces opposées d'un élément de volume du semi-conducteur. Dans les parties éclairées de l'image l'effet photoélectrique libère localement chaque seconde un nombre de paires électron-trou proportionnel à l'éclairement ; sous l'effet du champ de prépolarisation le déplacement de ces charges entre deux passages consécutifs du faisceau réduit localement la différence de potentiel initialement établie entre les deux faces du semi-conducteur et cette réduction est d'autant plus prononcée que l'éclairement du site est plus intense. Il résulte de ce processus, la formation sur la face intérieure du semi-conducteur d'un relief de potentiel et de charge qui est la transposition électrostatique de l'image optique.

Le retour du faisceau d'électrons sur chaque élément de surface du semi-conducteur y rétablit à 0 V le potentiel de surface en fournissant la charge nécessaire à la neutralisation de la charge photoélectrique ; ceci entraîne la circulation dans la résistance de signal R_s d'un courant i_s d'autant plus important que la différence de potentiel entre les deux faces du photosite avait davantage décliné entre deux balayages successifs et donc que l'éclairement du site considéré est plus intense. La tension $R_s i_s(t)$ est le signal d'image ou signal vidéo.

Diverses structures de couche photosensible

Dans sa forme la plus simple la couche semi-conductrice est constituée d'un matériau photoconducteur polycristallin, le sulfure d'antimoine Sb_2S_3 . Ce type de couche semi-conductrice est traversée par un courant d'obscurité relativement important qui en interdit l'emploi aux faibles éclaircissements, inférieurs à 1 lux.

Une réduction notable du courant d'obscurité est obtenue en donnant à la couche photoélectrique une structure de diode soit continue (tube Plumbicon), soit discontinue (tube à cible Silicium).

Constitution d'une caméra à tube Vidicon (figure 5.64)

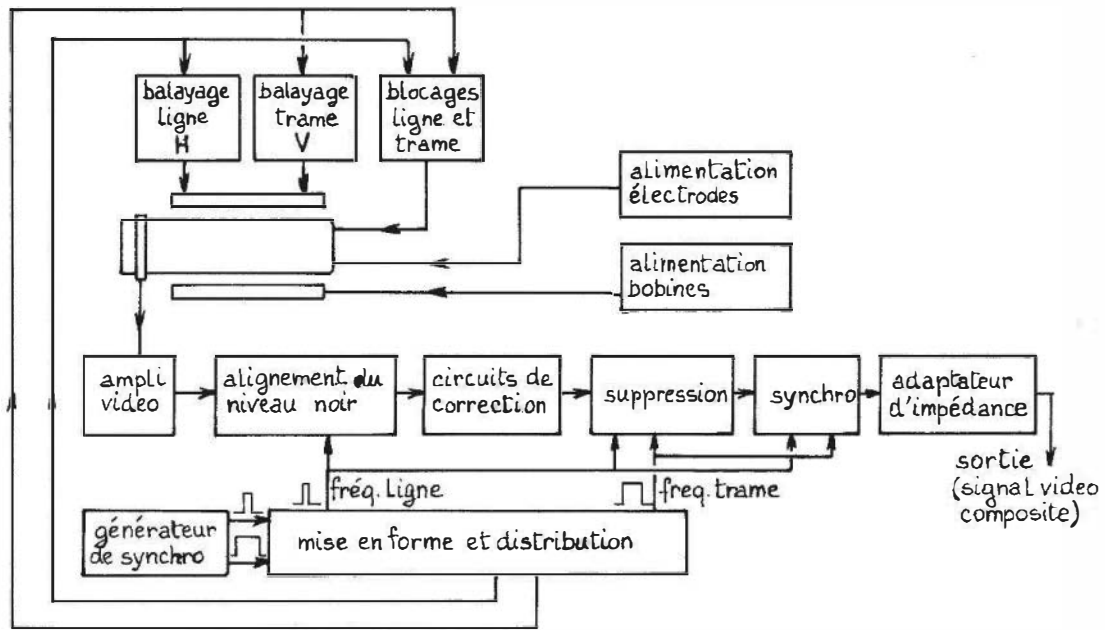


Figure 5.64 – Schéma synoptique d'une caméra à tube Vidicon.

La tension d'image prise aux bornes de la résistance de signal en sortie du tube est amplifiée par des amplificateurs à large bande (amplificateurs vidéo) dont les couplages capacitifs ne transmettent pas la composante continue qui est représentative de la teinte moyenne de l'image; celle-ci est rétablie au moyen d'un circuit qui restitue la composante continue et qui aligne le signal correspondant au noir à un niveau de référence de façon à établir une correspondance univoque entre tension du signal et éclaircissement de l'image.

Le générateur de synchronisation délivre des impulsions aux fréquences de balayage des lignes d'une part, des trames d'autre part; à partir de ces impulsions sont assurées les opérations suivantes :

- déclenchement périodique des oscillateurs de balayage lignes et trames ;
- blocage (coupure) du faisceau électronique lors des retours de balayage à la fin de chaque ligne et à la fin de chaque trame ;
- suppression du signal pendant une durée légèrement supérieure au blocage afin d'éviter l'apparition de signaux parasites pendant les retours de balayage et pour fournir le niveau de référence du noir ;
- adjonction au signal d'image, pendant la durée de suppression, des signaux de synchronisation lignes et trames qui permettent au récepteur de synchroniser ses propres balayages sur ceux du tube analyseur ; l'ensemble des signaux d'image et de synchronisation constitue le signal vidéo composite.

■ Capteurs d'images intégrés (figure 5.65)

Sur une puce unique de silicium se trouvent regroupés l'ensemble des circuits nécessaires à la conversion photoélectrique et à l'analyse de l'image, à savoir :

- les *photoéléments* ou capteurs élémentaires organisés en ligne ou en matrice, délivrant chacun une charge électrique proportionnelle à l'éclairement de son photosite et à la durée de son exposition ;
- des *registres analogiques* permettant le stockage individuel de la charge fournie par chaque photoélément ainsi que son transfert et sa distribution ordonnée nécessaire à l'analyse de l'image ;
- un *convertisseur charge-tension* fournissant le signal d'image à la chaîne de traitement en aval.

Les capteurs élémentaires ou photoéléments

La technologie MOS a permis la réalisation de photocapteurs spécifiques : les photocapacités (figure 5.65b). Sur un substrat, par exemple de type P, recouvert en surface d'une couche isolante d'oxyde SiO_2 est déposée une électrode transparente. Celle-ci est portée à un potentiel positif suffisant pour repousser les trous, porteurs majoritaires, et donc créer sous elle une zone de déplétion. La lumière transmise par l'électrode provoque dans le substrat la formation de paires électron-trou ; les électrons attirés par l'électrode s'accumulent à l'interface semi-conducteur isolant.

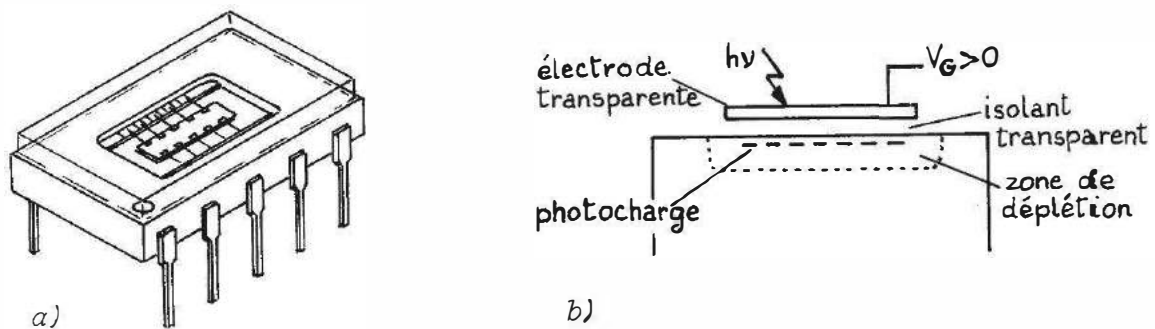


Figure 5.65 – Capteur d'images intégré : a) aspect extérieur; b) principe du capteur photocapacitif.

La quantité de charge ainsi stockée par chaque photocapacité est proportionnelle à son éclairement et à la durée de son exposition.

L'association de tels photoéléments permet la réalisation :

- de *capteurs linéiques* regroupant N photoéléments disposés sur une ligne unique ($N : 256, 1024, 1728, 2048$) ;
- de *capteurs surfaciques ou matriciels* réunissant $M.N.$ photoéléments disposés sur M lignes ($M : 244, 488$) comportant chacune N photoéléments ($N : 190, 380$).

L'ensemble des charges stockées est, à intervalles de temps réguliers, transféré vers des registres à décalage qui, en permettant leur distribution ordonnée, assurent l'analyse de l'image.

Organisation des transferts

Dans le cas des capteurs linéiques, deux registres sont placés de part et d'autre de la ligne de photosites. L'ensemble des charges contenues dans les photosites est transféré en parallèle vers les deux registres, l'un recevant les charges issues des photosites de numéro pair, l'autre les charges issues des photosites de numéro impair (figure 5.66a).

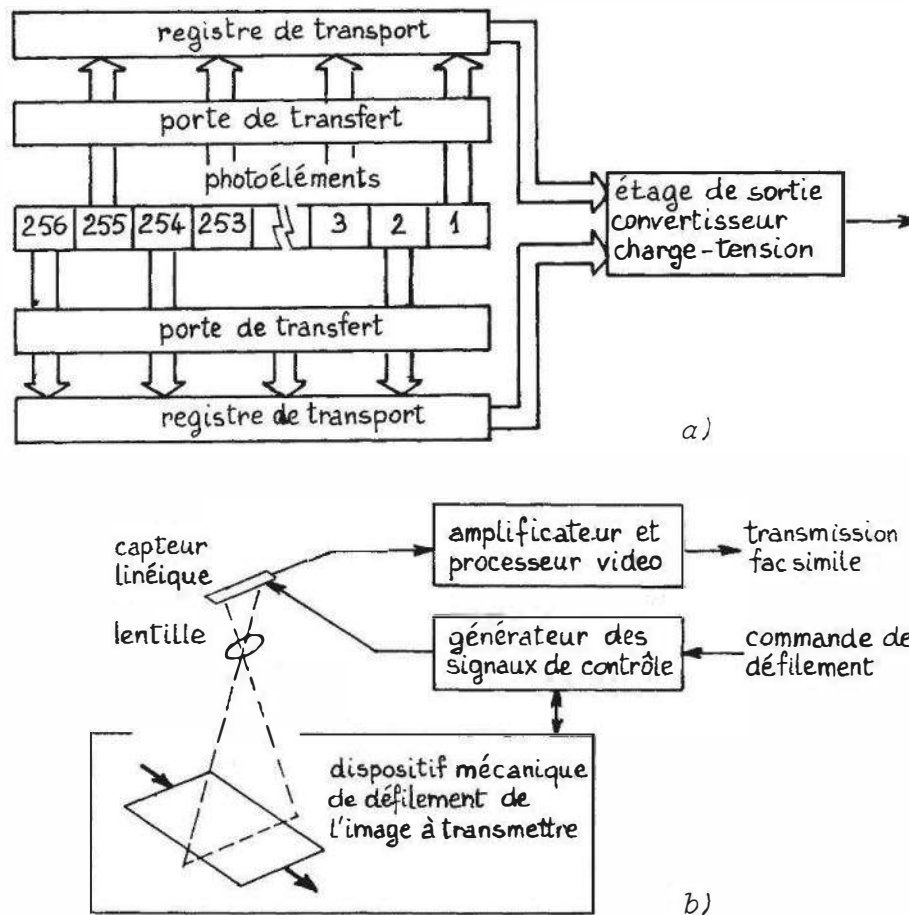


Figure 5.66 – Capteur linéique : a) structure ; b) exemple d'application à la transmission fac-similé.

Dans le cas des capteurs matriciels, à chacune des N colonnes est associé un registre dit de transport vertical dont le nombre de cellules est égal au nombre M de lignes c'est-à-dire de photosites de la colonne.

Chacun des N registres verticaux aboutit à l'une des cellules d'un registre dit de transport horizontal (figure 5.67).

L'analyse complète de l'image s'effectue comme en télévision par analyse successive de trames, ensemble des lignes de même parité.

L'analyse d'une trame, impaire par exemple, comporte les étapes suivantes :

- un signal d'horloge Φ_p commande le transfert des charges contenues dans les photosites des lignes impaires de chaque colonne vers le registre vertical associé à la colonne ;

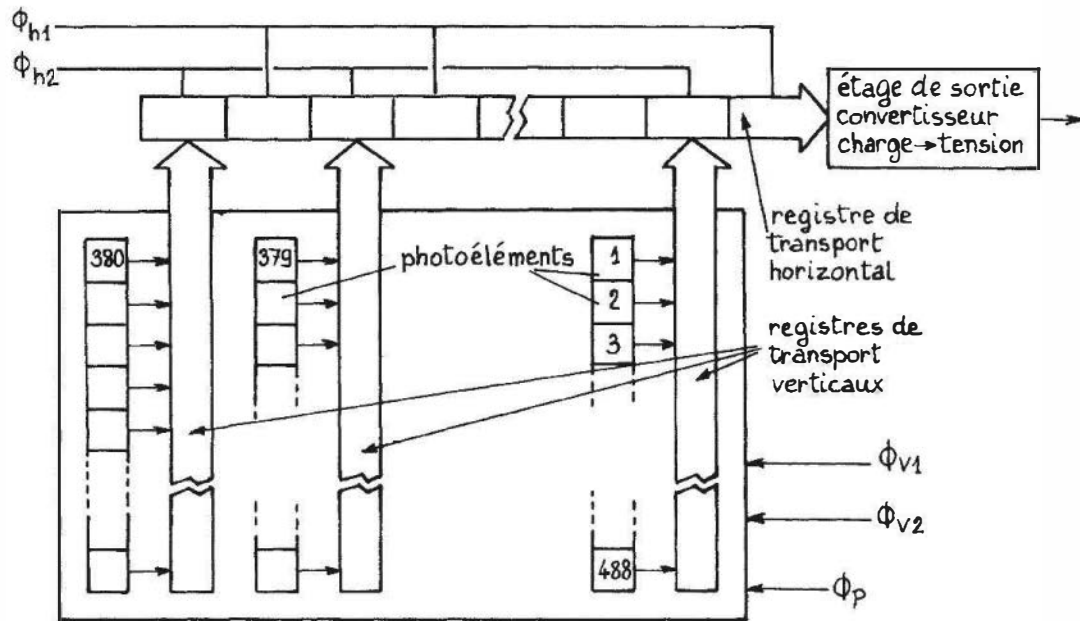


Figure 5.67 – Organisation d'un capteur matriciel.

- les signaux d'horloge Φ_{v1} et Φ_{v2} décalent d'un rang le contenu des registres verticaux, ce qui transfère l'ensemble des charges correspondant à une ligne dans le registre horizontal ;
- les signaux d'horloge Φ_{h1} et Φ_{h2} décalent le contenu du registre horizontal et transfèrent successivement en sortie les charges de chacun des photosites d'une ligne ;
- les deux étapes précédentes se répètent pour chacune des lignes de la trame impaire puis l'ensemble du processus est repris pour la trame paire.

Les registres de transport des charges (figure 5.68)

Ces registres sont formés d'un ensemble de cellules, chacune d'elles pouvant stocker une charge électrique dont la valeur est représentative d'une information, l'éclairage d'un pixel ou photoélément dans le cas d'un capteur d'images. Sous l'effet de signaux d'horloge, la charge contenue dans chaque cellule est décalée vers la cellule immédiatement voisine. Les charges initialement transférées (en parallèle) dans les cellules du registre aboutissent en série, les unes après les autres dans la dernière cellule qui est la cellule de sortie où elles sont disponibles pour le traitement ultérieur. Ces registres sont des dispositifs à transfert de charges (D.T.C.). Ils sont réalisés à partir d'un substrat semi-conducteur dont la surface oxydée est isolante ; cette dernière comporte en son sein et à sa surface un réseau d'électrodes métalliques. Les paires d'électrodes successives sont soumises à des tensions de commande convenablement déphasées – alternativement hautes et basses par exemple, en sorte qu'il se forme sous certaines d'entre elles, au potentiel haut, des puits d'énergie pour les électrons. Chaque puits constitue une cellule de stockage pour un paquet de charges préalablement injecté dans le registre. Lorsque les tensions de commande évoluent il se produit, du fait du couplage entre électrodes, une translation collective et unidirectionnelle de l'ensemble des paquets de charges vers de nouvelles cellules devenues

à leur tour puits d'énergie pour les charges. Les paquets de charges sont ainsi déplacés de cellules en cellules jusqu'à la cellule de sortie du registre où ils se présentent successivement au rythme de l'horloge produisant les tensions de commande.

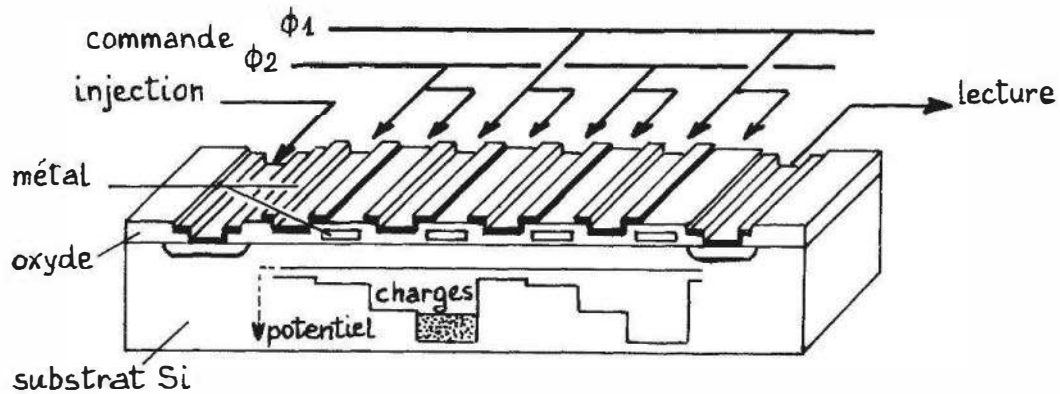


Figure 5.68 – Exemple de structure d'un registre à transfert de charges.

5.12.3 Caractéristiques métrologiques

Les spécifications d'un capteur d'images peuvent être divisées en deux groupes :

- d'une part, les spécifications (1 à 7) liées aux propriétés photoélectriques des capteurs élémentaires et qui définissent la réponse en fonction de l'énergie et du spectre du rayonnement incident ;
- d'autre part, les spécifications (8 à 11) liées aux photocapteurs dans leur ensemble et qui permettent d'apprécier la qualité de la traduction électrique de l'image.

1. *Exposition équivalente de bruit* : exposition donnant un signal de sortie égal à la valeur efficace du bruit en sortie dans l'obscurité (l'exposition est le produit de l'éclairement par l'intervalle de temps séparant les collectes successives de charges photoélectriques).
2. *Exposition de saturation* : exposition minimale entraînant la saturation du signal de sortie.
3. *Dynamique d'utilisation* : rapport de l'exposition de saturation à l'exposition équivalente de bruit.
4. *Signal d'obscurité* : le signal de sortie dans l'obscurité est dû aux charges produites dans chaque capteur élémentaire par l'agitation thermique pendant la durée d'exposition ; il est proportionnel à cette dernière et croît rapidement avec la température.
5. *Domaine de réponse spectrale* : intervalle de longueurs d'onde à l'intérieur duquel, pour une même exposition, le signal de sortie est au moins égal à 10 % de sa valeur de pic.
6. *Sensibilité* : quotient du signal de sortie par l'exposition, le spectre du rayonnement étant spécifié.
7. *Non-linéarité, Gamma* : la relation entre tension d'image v et éclairement E est, dans le cas général, de la forme : $v = a E^\gamma$; pour les tubes Vidicon, il n'y a pas linéarité : $\gamma \cong 0,6$ à $0,9$; les dispositifs intégrés sont linéaires : $\gamma = 1$.

8. *Non-uniformité de réponse* : écart entre les réponses du photosite le plus sensible et du photosite le moins sensible lorsque l'éclairement est uniforme.
9. *Résolution spatiale* : elle est spécifiée par la fonction de transfert de modulation spatiale qui définit la modulation du signal électrique de sortie en fonction de la fréquence spatiale (nombre d'éléments alternativement noirs et blancs par unité de longueur). La résolution limite est la résolution spatiale correspondant à une modulation de 5 %. La résolution d'un tube peut aussi s'exprimer en nombre de lignes par hauteur d'image ou en nombre de diamètres de spot par largeur d'image. La résolution d'un capteur intégré est déterminée par le nombre de photocapteurs élémentaires (pixels) par ligne (capteurs linéiques) et par colonne (capteurs matriciels).
10. *Trainage* : persistance momentanée (\cong ms) de l'image électrostatique après suppression de l'image optique.
11. *Éblouissement* : les charges photoélectriques d'une zone fortement éclairée peuvent diffuser sur les photosites voisins et provoquer un élargissement erroné de cette zone.

5.13 Fibres optiques

Les fibres optiques sont des guides d'ondes lumineuses ; elles ont en instrumentation trois types d'applications :

- la transmission d'informations qui ont été converties en signaux optiques afin de les rendre insensibles aux parasites électromagnétiques ou pour assurer un isolement galvanique entre les circuits électriques de la source et du récepteur ;
- l'observation ou la mesure par des moyens optiques en des zones d'accès difficile ou d'environnement hostile (atmosphère déflagrante ou corrosive, par exemple) ;
- la génération de signaux optiques par modulation de la lumière sous l'action d'une grandeur physique qui, en modifiant les propriétés optiques de la fibre y change les conditions de la propagation : la fibre constitue alors un capteur traduisant en signal optique la variation de la grandeur physique qui est le mesurande.

5.13.1 Constitution de la fibre optique et propriétés générales

Sous sa forme la plus simple (*figure 5.69*) la fibre optique est formée :

- d'un cœur d'indice de réfraction n_1 et de rayon a , compris selon les cas, entre quelques μm et quelques centaines de μm ;
- d'une gaine d'indice de réfraction n_2 légèrement inférieur à n_1 , ($\frac{n_1 - n_2}{n_1} \cong$ quelques 10^{-3}), et d'épaisseur de l'ordre de $50 \mu\text{m}$.

Les matériaux servant à la fabrication des fibres sont :

- la silice (SiO_2) pure ou légèrement dopée,
- les verres, composés de silice et d'additifs : Na_2O_3 , B_2O_3 , PbO ...
- les polymères, plus rarement.

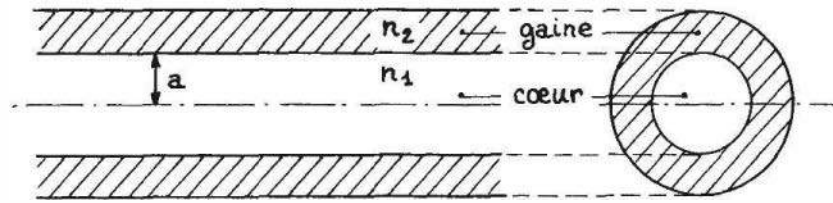


Figure 5.69 – Coupes d'une fibre optique.

À la traversée de la surface de séparation de deux milieux d'indices n_1 et n_2 , les angles θ_1 et θ_2 d'un rayon lumineux avec la normale à la surface sont liés par la loi de Descartes :

$$n_1 \cdot \sin \theta_1 = n_2 \cdot \sin \theta_2 \quad (\text{figure 5.70a})$$

Lorsque $n_1 > n_2$, la transmission du milieu 1 vers le milieu 2 devient impossible dès lors que :

$$\theta_1 > \text{Arc sin} \left(\frac{n_2}{n_1} \right) = \theta_0 ;$$

il y a, alors, réflexion totale et dans le cas d'une fibre optique, le rayon lumineux demeure prisonnier du cœur et s'y transmet par réflexions successives (figure 5.70b). L'application de la loi de Descartes à l'entrée de la fibre permet d'établir immédiatement que l'angle d'ouverture maximum Γ autorisant la propagation dans la fibre est :

$$\Gamma = \text{Arc sin} (n_1^2 - n_2^2)^{1/2}$$

l'ouverture numérique de la fibre étant, par définition, égale à $\sin \Gamma$.

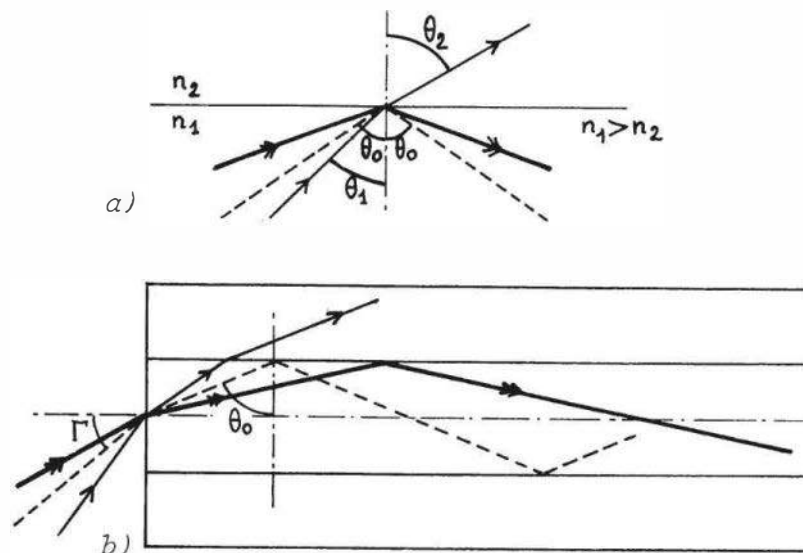


Figure 5.70 – Réfraction et réflexion totale : a) à la séparation de deux milieux ; b) dans le cas d'une fibre optique.

Exemple :

– indice du cœur : $n_1 = 1,51$ et indice de gaine : $n_2 = 1,50$,

- angle limite $\theta_0 = 83^\circ 30'$,
- angle d'ouverture maximum : $\Gamma = 10^\circ$, ($\sin \Gamma = 0,17$).

L'étude rigoureuse par les équations de Maxwell, des conditions de propagation dans une fibre montre que seul un nombre limité de types d'ondes est susceptible de s'y propager : ils correspondent aux modes de propagation, chaque mode ayant une vitesse de propagation qui lui est propre. Le nombre de modes possibles se trouve réduit lorsque l'indice du cœur décroît selon une loi quadratique du centre à sa périphérie (fibre à gradient d'indice). Un seul mode se propage dans une fibre à cœur d'indice constant, dite alors fibre monomode, lorsque son rayon a est suffisamment petit pour que soit satisfaite la condition :

$$\frac{2\pi a}{\lambda} \cdot (n_1^2 - n_2^2)^{1/2} < 2,40$$

λ étant la longueur d'onde dans le vide ; pour $n_1 = 1,51$ et $n_2 = 1,50$ l'inéquation précédente entraîne : $a < 2,2 \lambda$.

Les fibres optiques sont généralement associées en faisceaux de plusieurs centaines à plusieurs milliers de fibres ; la présence de la gaine évite le transfert de lumière d'une fibre à l'autre à leurs points de contact.

L'atténuation du rayonnement se propageant dans la fibre varie selon la longueur d'onde et le matériau de quelques dB/km à quelques dizaines de dB/km pour les fibres de silice ou de verre et atteint plusieurs centaines de dB/km pour les fibres en matière plastique.

5.13.2 Applications

■ Transmission d'information

Le schéma fonctionnel d'une liaison par fibre optique est représenté *figure 5.71*. L'information est transmise :

- soit par codage d'impulsions ;
- soit, plus rarement, par modulation analogique d'amplitude ou de fréquence.

Lors de la conception d'une liaison, il est important d'établir un bilan énergétique afin d'estimer la puissance reçue par le détecteur et donc sa réponse électrique, compte tenu de la puissance émise par la source et de l'affaiblissement apporté par la fibre et ses connexions.

■ Observation et mesure par moyens optiques

Les fibres permettent au rayonnement d'accéder en des points qui ne sont pas directement accessibles à un rayonnement non guidé.

La source émet un rayonnement qui, dans certains cas peut être pulsé afin d'assurer sa discrimination vis-à-vis de la lumière ambiante ; ce rayonnement est conduit par la fibre d'amenée F_a dans la zone de mesure.

Le mesurande peut être par exemple (*figure 5.72*) : la position d'un objet réfléchissant ou absorbant, un déplacement mesuré par comptage de barres, une vitesse de rotation, la composition chimique d'un milieu, une température.

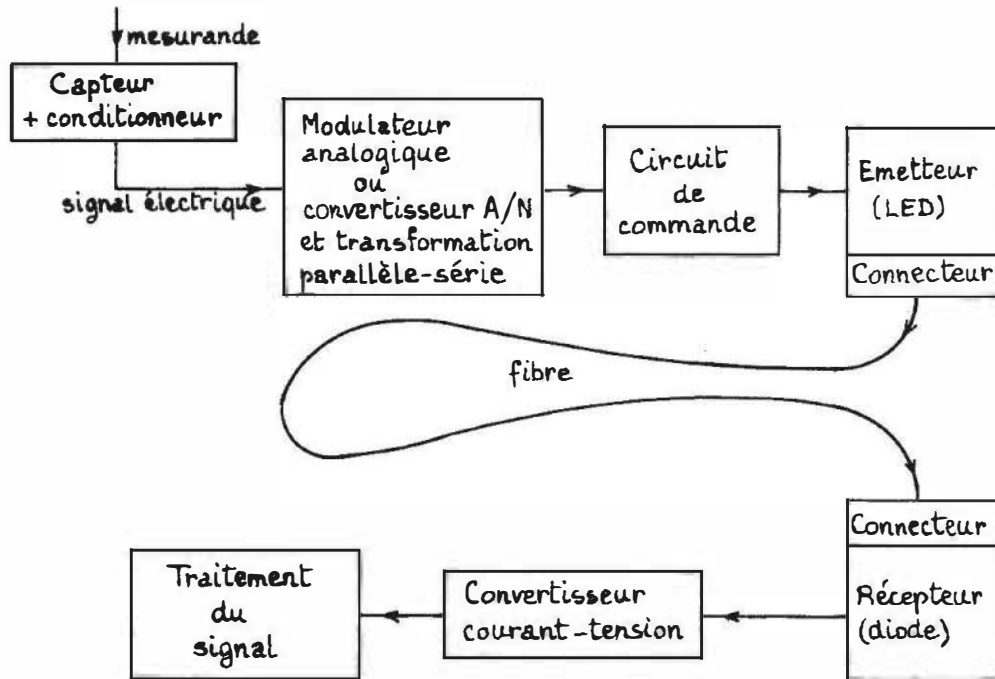


Figure 5.71 – Synoptique d'une liaison par fibre optique.

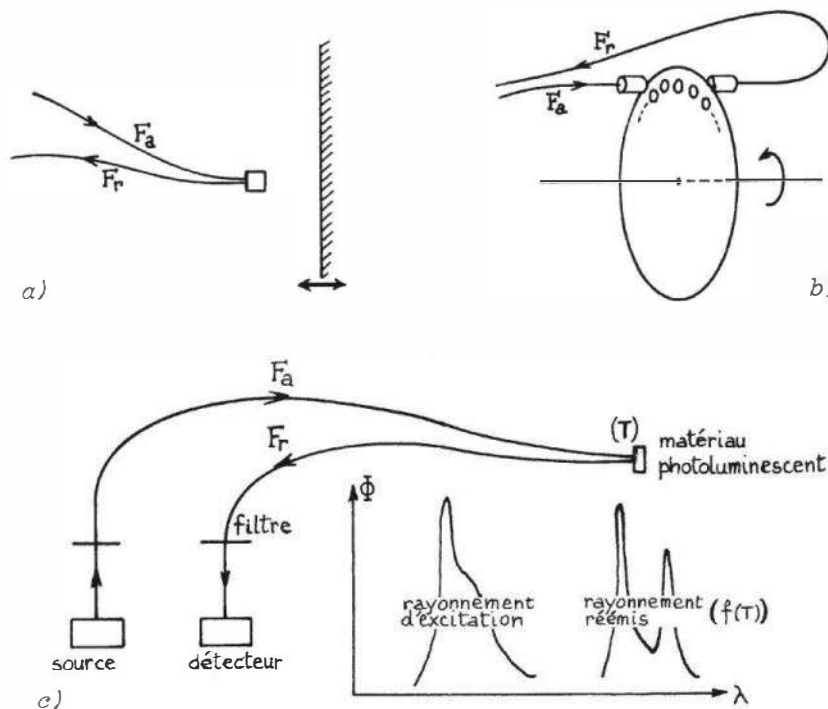


Figure 5.72 – Exemples d'utilisation de fibres pour des mesures par moyens optiques : a) de déplacement ; b) de vitesse de rotation ; c) de température.

Le rayonnement subit dans la zone de mesure une modification qui est fonction du mesurande :

- variation d'intensité dans le cas d'une mesure de position ou d'opacité (figure 5.72a) ;
- modulation par tout ou rien à une fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation à mesurer (figure 5.72b) ;

- variation de longueur d'onde dans le cas d'une mesure de température : la lumière incidente excite la photoluminescence d'un matériau qui réémet un rayonnement dont le spectre est fonction de sa température (*figure 5.72c*).

Le rayonnement réfléchi, transmis ou réémis par l'objet support du mesurande est reçu par la fibre de retour F_r qui le conduit à un détecteur optique. Celui-ci délivre un signal électrique qui contient l'information relative au mesurande.

■ Utilisation en capteur

Le mesurande agit sur les conditions de la propagation, entraînant une variation :

- soit de l'atténuation du flux transmis ;
- soit de la phase ou de la polarisation du rayonnement à la sortie de la fibre.

L'atténuation peut être modifiée :

- sous l'influence de la température ; c'est ainsi, par exemple, que la variation thermique des indices n_1 et n_2 du cœur et de la gaine peut être telle qu'à une température donnée l'on ait : $n_1 = n_2$ et que dès lors cesse la propagation guidée (application à la détection d'une température) ; de même, la dilatation thermique modifiant le rayon de courbure d'une portion coudée de la fibre entraîne un changement de l'atténuation à ce niveau ;
- par le déplacement relatif des extrémités en regard de deux fibres, faisant varier leur couplage optique : application à la mesure des faibles déplacements ou des grandeurs s'y ramenant par l'intermédiaire d'un corps d'épreuve (pression, température, accélération).

La phase du rayonnement transmis dépend du chemin optique qui est fonction de l'indice n_1 du cœur et de sa longueur L : à une longueur $d\ell$ de fibre d'indice n_1 correspond un chemin optique $n_1 d\ell$ et un déphasage $d\psi = \frac{2\pi n_1 d\ell}{\lambda} = \beta d\ell$ où λ est la longueur d'onde dans le vide et $\beta = \frac{2\pi n_1}{\lambda}$ est la constante de propagation.

Le déphasage apporté par la fibre de longueur L a pour expression :

$$\psi = \frac{2\pi}{\lambda} \int_0^L n_1(\ell) \cdot d\ell = \int_0^L \beta(\ell) \cdot d\ell$$

Tout mesurande susceptible de modifier l'indice n_1 du cœur ou sa longueur L entraîne donc une variation du déphasage : c'est le cas pour la température, la pression, la déformation.

La mesure d'une variation de phase se fait par interférométrie (*figure 5.73*) à l'aide de deux fibres monomodes qui ont, sensiblement, même longueur initiale :

- une fibre non soumise au mesurande transmet le rayonnement de référence dont la vibration est $A \cos \omega t$, ω étant la pulsation du rayonnement ;
- une fibre de mesure délivre un rayonnement dont le déphasage est fonction du mesurande et dont la vibration s'écrit : $A \cos(\omega t + \psi_o + \psi(m - m_o))$ où ψ_o est le déphasage pour la valeur m_o du mesurande, origine de ses variations,

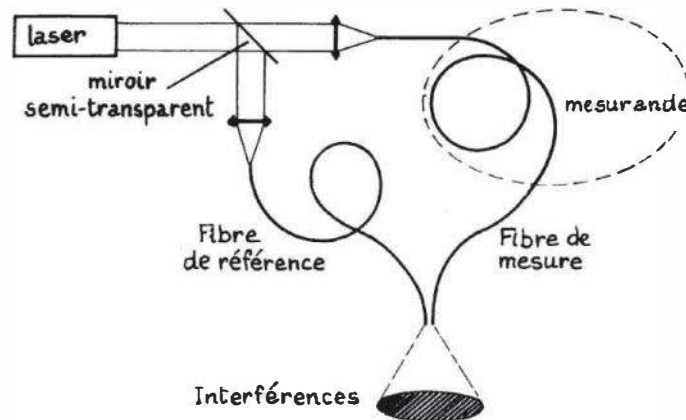


Figure 5.73 – Montage interférométrique pour la mesure du déphasage dû à l'action d'un mesurande sur une fibre optique utilisée en capteur.

$\psi(m - m_o)$ est la variation du déphasage due à l'écart $m - m_o$ du mesurande par rapport à son origine m_o :

$$\psi(m - m_o) = \beta(m) \cdot \ell(m) - \beta(m_o) \cdot \ell(m_o)$$

ℓ étant la longueur de fibre sur laquelle agit le mesurande.

Les rayonnements issus des deux fibres interfèrent sur un détecteur recevant le flux $\Phi(t)$ résultant de leur combinaison :

$$\Phi(t) = A^2 [\cos \omega t + \cos(\omega t + \psi_o + \psi(m - m_o))]^2$$

Le courant i_d fourni par le détecteur de sensibilité S est proportionnel à la valeur moyenne du flux reçu, car son temps de réponse est très supérieur à la période $2\pi/\omega$ du rayonnement :

$$i_d = S_d \cdot \overline{\Phi(t)} = I_o [1 + \cos \{\psi_o + \psi(m - m_o)\}]$$

Lorsque sous l'influence des variations de m , $\psi(m - m_o)$ varie de 2π le courant évolue entre un minimum nul et une valeur maximale égale à $2I_o$: cette variation de 2π du déphasage $\psi(m - m_o)$ correspond au passage d'une frange d'interférence sur le détecteur.

La sensibilité unitaire S , d'une fibre soumise sur une longueur l à un mesurande m est, par définition :

$$S = \frac{1}{l} \frac{\Delta \psi(m - m_o)}{\Delta m}$$

soit, d'après l'expression précédemment donnée de $\psi(m - m_o)$:

$$S = \frac{\Delta \beta}{\Delta m} + \frac{\beta}{l} \cdot \frac{\Delta \ell}{\Delta m} = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \left[\frac{\Delta n_1}{\Delta m} + \frac{n_1}{l} \cdot \frac{\Delta \ell}{\Delta m} \right]$$

les termes $\frac{\Delta n_1}{\Delta m}$ et $\frac{\Delta \ell}{\Delta m}$ caractérisant l'influence du mesurande, respectivement sur l'indice du cœur et sur la longueur de la fibre.

Ordres de grandeur, d'après des travaux de laboratoire cités en Bibliographie :

$$\text{Sensibilité à la température : } S_T = \frac{1}{l} \cdot \frac{\Delta \psi}{\Delta T} = 107 \text{ rad}/^\circ\text{C.m}$$

soit le défilement de 17 franges d'interférence par °C et par mètre de fibre placée à la température étudiée.

$$\text{Sensibilité à la pression : } S_p = \frac{1}{\ell} \cdot \frac{\Delta \Psi}{\Delta p} = -4 \cdot 10^{-5} \text{ rad/Pa.m}$$

soit le défilement d'une frange pour une variation de pression de $1,57 \cdot 10^5$ Pa et par mètre de fibre soumise à la pression.

$$\text{Sensibilité à la déformation : } S_d = \frac{1}{\ell} \cdot \frac{\Delta \Psi}{\Delta \ell / \ell} = 1,20 \cdot 10^7 \text{ rad/m}$$

correspondant au défilement d'une frange pour $\Delta \ell / \ell = \pm 5 \cdot 10^{-7}$ et par mètre de fibre soumise à déformation.

La polarisation de l'onde transmise par une fibre monomode peut être modifiée sous l'action d'un champ magnétique par **effet Faraday** (*figure 5.74a*) : celui-ci se traduit par la rotation d'un angle α du plan de polarisation d'un rayon lumineux traversant un corps transparent isotrope soumis sur une longueur ℓ à un champ magnétique H parallèle au faisceau :

$$\alpha = V \cdot \ell \cdot H$$

V est la constante de Verdet ; pour les substances diamagnétiques comme la silice, V ne dépend pas de la température ; par contre V est fonction de la longueur d'onde : $V \sim 1/\lambda^2$.

La rotation α change de sens en même temps que H .

Lorsque le champ H est créé par la circulation d'un courant I , il lui est proportionnel et l'effet Faraday permet alors la réalisation d'un capteur ampéremétrique particulièrement adapté à la mesure de courants sous très haute tension pour lesquels la fabrication de transformateurs de courant est délicate (*figure 5.74b*).

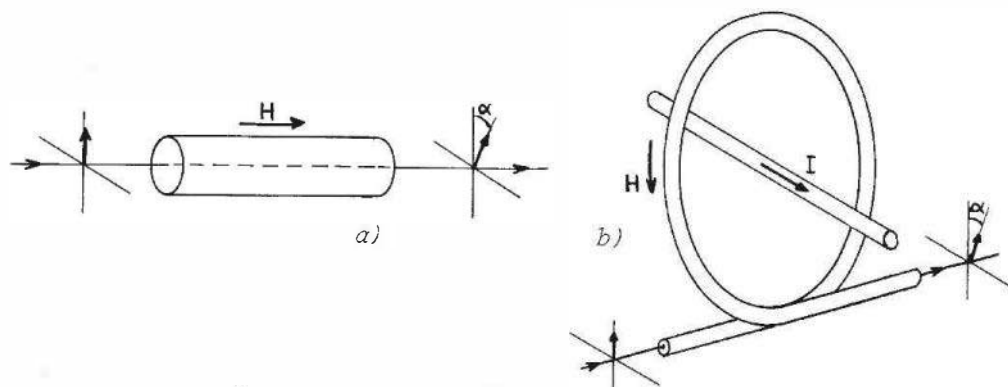


Figure 5.74 – Rotation du plan de polarisation de la lumière par effet Faraday :
a) illustration de principe ; b) cas d'une fibre optique placée dans le champ magnétique d'un courant.

La mesure de la rotation du plan de polarisation est effectuée au moyen d'un interféromètre de Sagnac qui réalise l'interférence de deux ondes ayant parcouru la fibre optique en sens inverse et subissant donc des rotations de signe contraire (*figure 5.75*).

Caractéristiques d'un capteur ampéremétrique expérimental (Thomson).

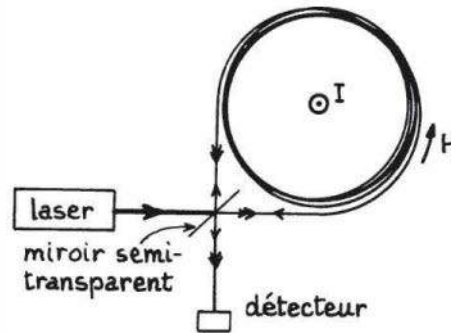


Figure 5.75 – Interféromètre de Sagnac.

Il est réalisé en fibre de silice dont la constante de Verdet est 10^{-5} rad/A par spire de conducteur électrique et par spire de fibre optique. La résolution de l'interféromètre de Sagnac est de 10^{-4} à 10^{-5} rad. Selon la réalisation, les intensités mesurables vont de 10^{-3} à 10^5 A avec une résolution de 10^{-4} de la pleine échelle.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Cerf F., *Les composants optoélectroniques*, Hermès, Paris, 2000.
 Maillet H., *Le Laser. Principes et techniques d'application*, Tec & Doc, Paris, 1993.
 Mayé P., *Optoélectronique industrielle*, Dunod, Paris, 2001.
 Nalwa Hari, *Photodetectors and fiber optics*, Academic Press, Londres, 2001.
 Tremeau A., Fernandez-Maloigne C., Bonton P., *Image numérique couleur*, Dunod, Paris, 2004.

■ Périodiques

- Altmann J., Kohler K., Lahmann W., « Fast current amplifier for background limited operation of photovoltaic InSb detectors », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 13, 1980, p. 1275.
 Arditty H., Bourbin Y., Papuchon M., Puech C., « Un capteur ampèremétrique à fibre optique », *Rev. Techn. Thomson*, 13, 1981, p. 521.
 Arutyunyan V., Berberian G., « Silicon ultraviolet photodetectors », *Sensors and Actuators A*, 32, 1992, p. 480.
 Blank T. et al., « Temperature dependence of the performance of ultraviolet detectors », *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A*, 509, 2003, p. 109.
 Buzhan P. et al., « Silicon photomultiplier and its possible applications », *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A*, 504, 2003, p. 48.
 Byer R., Roundy C., « Pyroelectric coefficient direct measurement technique and application to a nsec response time detector », *Ferroel.*, 3, 1972, p. 333.
 Blaney T.G., « Radiation detection at submillimetre wave lengths », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 11, 1978, p. 856.
 Day G., Hamilton C., Gruzensky P., Phelan Jr R., « Performance and characteristics of polyvinylidene fluoride pyroelectric detectors », *Ferroel.*, 10, 1976, p. 99.
 De Graaf G., Wolffenbuttel R., « Smart optical sensor systems in CMOS for measuring light intensity and colour », *Sensors and Actuators A*, 67, 1998, p. 115.

- Eppeldauer G., « Some problems of photocurrent measurement of photovoltaic cells », *Appl. Opt.*, 12, 1973, p. 408.
- Fenster A., Leblanc J., Taylor W., Johns H., « Linearity and fatigue in photomultipliers », *Rev. Sci. Instrum.*, 44, 1973, p. 689.
- Fjarlie E., « Photodiode preamplifier systems : low noise positive feedback », *Appl. Opt.* 16, 1976, p. 385.
- Jones D., « Photomultiplier sensitivity variation with angle of incidence on the photocathode », *Appl. Opt.*, 15, 1976, p. 910.
- Gabriel F., « Microphonically balanced pyroelectric detectors », *Appl. Opt.*, 13, 1974, p. 1294.
- Gore W., Smith G., « An ultra low noise preamplifier and bias supply for photoconductive infrared detectors », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 7, 1974, p. 644.
- Goss W.E., Golstein R., Nelson M., Fearnhaugh H., Ramer O., « Fiber optic rotation sensor technology », *Appl. Opt.*, 19, 1980, p. 852.
- Gottlieb M., Brandt G., Buther J., « Measurement of temperature with optical fibers », *ISA Transact*, 19, 1980, p. 55.
- Graf A., Arndt M., Saver M., Gerlach G., « Review of micromachined thermopiles for Infrared detection », *Meas. Science and Technology*, 18, 2007, p. R59
- Grattan K.T.V., Sun T., « Fiber optic sensor technology : an overview », *Sensors and Actuators A*, 82, 2000, p. 40.
- Hadni A., « Applications of the pyroelectric effect », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 14, 1981, p. 1233.
- Hamstra R., Wendland P., « Noise and frequency response of silicon photodiode operational amplifier combination », *Appl. Opt.*, 11, 1972, p. 1539.
- Klobuchar R., Ahumada J., Michael J., Karol P., « An accurate method of photomultiplier gain determination », *Rev. Sci. Instrum.*, 45, 1974, p. 1071.
- Lin S., « Critical assessment of pyroelectric detectors », *Ferroel*, 10, 1976, p. 83.
- Meade M., « Instrumentation aspects of photon counting applied to photometry », *J. Phys. E. Sci. Instrum*, 14, 1981, p. 908.
- Moore K., « Technique for background elimination in infrared measurements », *Rev. Sci. Instrum.*, 46, 1975, p. 1667.
- Morton G.A., « Photon counting », *Appl. Opt.*, 7, 1968, p. 1.
- Piotowski J., Rogalski A., « New generation of infrared photodetectors », *Sensors and Actuators A*, 67, 1998, p. 146.
- Porter S., « A brief guide to pyroelectric detectors », *Ferroel*. 33, 1981, p. 193.
- Powell J., « A simple two fiber optical displacement sensor », *Rev. Sci. Instrum.* 45, 1974, p. 302.
- Rines G., « Fiber optic accelerometer with hydrophones applications », *Appl. Opt.* 20, 1981, p. 3453.
- Rogalski A., « Infrared detectors : status and trends », *Progress in Quantum Electronics*, 27, 2003, p. 59.
- Schilinsky P. et al., « Polymer photovoltaic detectors : progress and recent developments », *Thin solid films*, 451- 452, 2004, p. 105.
- Smith P., Auston D., Johnson A., « Thin film photoconductor mounting schemes for picosecond optical detectors », *Rev. Sci. Instrum.* 52, 1981, p. 138.

6 • CAPTEURS DE TEMPÉRATURE

De toutes les grandeurs physiques, la température est certainement l'une de celles dont la mesure est la plus fréquente. La température détermine en effet de façon décisive les propriétés de la matière, que ce soit de façon continue, pression ou volume d'un gaz par exemple, ou de façon discontinue, changements de phase ou points de Curie magnétiques et ferroélectriques.

C'est pourquoi, en recherche comme dans l'industrie, la mesure précise et le contrôle très strict des températures sont indispensables.

Cependant, affecter une valeur numérique à une température pose un problème de fond. En effet, la plupart des grandeurs physiques peuvent être numériquement définies par leur rapport à une grandeur de même nature prise pour référence. Ces grandeurs sont dites extensives car à partir de la référence il est aisé, du moins conceptuellement, de définir des multiples ou des sous-multiples. Cela n'est pas le cas pour la température qui est une grandeur dite intensive : multiplier ou diviser une température n'a pas, a priori, de signification physique évidente. On se trouve ainsi préalablement amené à rechercher sur quelles bases physiques établir un système d'évaluation des températures : c'est le problème des échelles de température.

Du nombre important de propriétés de la matière et de phénomènes physiques sensibles à la température résulte une grande diversité de méthodes de mesure :

- méthodes optiques basées sur la répartition spectrale du rayonnement émis ou l'élargissement de raies spectrales par l'effet Doppler dû à l'agitation thermique...
- méthodes mécaniques fondées sur la dilatation d'un solide, d'un liquide ou d'un gaz à pression constante, sur la pression d'une vapeur saturante ou sur la célérité du son...
- méthodes électriques reposant sur la variation thermique de la valeur d'une résistance ou de son bruit de fond, sur l'effet Seebeck ou sur la sensibilité thermique de la fréquence d'oscillation d'un quartz...

Les méthodes optiques ou acoustiques qui s'appuient sur l'observation extérieure d'une propriété du milieu dont on mesure la température n'apportent à celle-ci aucune perturbation ; leur domaine d'emploi est cependant limité et leur mise en œuvre d'une certaine complexité ; les méthodes électriques basées sur l'emploi de capteurs spécifiques sont d'une grande généralité, d'une mise en œuvre relativement simple mais l'interaction réciproque du capteur et du milieu environnant pose souvent, lorsque la mesure doit être précise, un délicat problème d'évaluation et de minimisation de l'écart entre la température à mesurer et celle effectivement mesurée qui est celle du capteur.

6.1 Les échelles de température

Les propriétés physiques des matériaux dépendent de leur température et il est toujours possible, à partir des variations thermiques de l'une des caractéristiques physiques d'un matériau donné de définir une échelle permettant de repérer des températures et spécialement de constater l'égalité de deux températures. Cependant une telle échelle est totalement arbitraire puisque liée à une propriété particulière d'un corps particulier : elle ne permet pas de donner à la valeur de la température une signification intrinsèque et n'autorise donc pas sa mesure. C'est uniquement à partir des lois de la Thermodynamique que peuvent être définies des échelles de température ayant un caractère universel.

6.1.1 Échelles thermodynamiques ou absolues

Elles sont définies de façon identique à partir du théorème de Carnot ou des propriétés du gaz parfait.

Le théorème de Carnot stipule que le rendement η d'une machine thermique réversible (notion théorique) fonctionnant entre deux sources dont les températures, dans une échelle a priori arbitraire, sont θ_1 et θ_2 , ne dépend que de θ_1 et θ_2 :

$$\eta = 1 - \frac{F(\theta_1)}{F(\theta_2)}.$$

La forme de la fonction F est liée au choix de l'échelle de température définissant θ ; inversement le choix d'une fonction F détermine une échelle de température. En posant :

$$F(\theta) = T$$

on définit T comme la température thermodynamique absolue et le rendement de la machine réversible s'écrit :

$$\eta = 1 - \frac{T_1}{T_2}$$

T_1 et T_2 étant les températures thermodynamiques absolues des deux sources.

Le gaz parfait (notion théorique) est défini par :

- une énergie interne U ne dépendant que de sa température ;
- une équation caractéristique liant sa pression p , son volume v et sa température θ :

$$p \cdot v = G(\theta).$$

On démontre que lorsque la température θ est exprimée dans l'échelle thermodynamique :

$$G(\theta) = R \cdot T$$

où R est une constante, dite constante des gaz parfaits dont la valeur pour une masse de gaz donnée – une molécule gramme – ne dépend que de l'unité choisie pour la température absolue. Afin que puisse être attribuée une valeur numérique à T , il faut en définir l'unité et pour cela il suffit de fixer, arbitrairement, la valeur d'une température correspondant à un phénomène parfaitement défini et reproductible.

□ **Échelle de Kelvin**

L'unité est le Kelvin (K) ; elle résulte de la fixation à 273,16 de la valeur de la température du point triple de l'eau (température d'équilibre eau-glace-vapeur).

□ **Échelle de Rankin**

L'unité est le degré Rankin (°R), qui est égal à 5/9 de Kelvin ; la température du point triple de l'eau a donc pour valeur : 491,69°R.

6.1.2 Échelles dérivées des échelles thermodynamiques

À partir des échelles thermodynamiques peuvent être définies, par simple décalage des valeurs, de nouvelles échelles qui ne sont, dès lors, pas absolues mais qui conservent une unité de même valeur que celle de l'échelle absolue d'origine.

□ **Échelle Celsius**

Elle est déduite de l'échelle absolue de Kelvin et son unité, le degré Celsius (°C), est égale à un kelvin.

$$T (^{\circ}\text{C}) = T(\text{K}) - 273,15$$

□ **Échelle Fahrenheit**

Elle s'obtient par décalage des valeurs de l'échelle absolue de Rankin, son unité, le degré Fahrenheit (°F), étant égale à un degré Rankin :

$$T (^{\circ}\text{F}) = T (^{\circ}\text{R}) - 459,67$$

Conversion entre échelles de Celsius et de Fahrenheit :

$$T (^{\circ}\text{C}) = (T(^{\circ}\text{F}) - 32) \frac{5}{9}$$

$$T (^{\circ}\text{F}) = \frac{9}{5} T (^{\circ}\text{C}) + 32$$

Le *tableau 6.1* indique, à titre d'exemple, la correspondance des valeurs de quelques températures importantes exprimées dans les différentes échelles.

Tableau 6.1

Températures	Échelles thermométriques			
	Kelvin (K)	Celsius (°C)	Rankin (°R)	Fahrenheit (°F)
(1)	0	- 273,15	0	- 459,67
(2)	273,15	0	491,67	32
(3)	273,16	0,01	491,69	32,018
(4)	373,15	100	671,67	212

(1) Zéro absolu.

(2) Température d'équilibre du mélange eau-glace sous pression atmosphérique normale (p.a.n.) : 101 325 Pascals.

(3) Point triple de l'eau.

(4) Température d'ébullition de l'eau sous p.a.n.

6.1.3 Échelle internationale de température (EIT)

La machine thermique réversible comme le gaz parfait sont des concepts idéaux et ne peuvent donner lieu à réalisation de dispositifs thermométriques. Cependant, les caractéristiques du gaz parfait résultent de l'extrapolation aux très basses pressions des caractéristiques des gaz réels ; il est dès lors possible, ayant estimé quantitativement la différence des propriétés entre un gaz réel et le gaz parfait, de réaliser un thermomètre à gaz qui permette, moyennant corrections, la mesure de la température absolue. Cependant, le thermomètre à gaz étant encombrant et de manipulation délicate, son usage ne peut être généralisé. Il a été utilisé dans des laboratoires de métrologie spécialisés pour déterminer la valeur de la température d'un certain nombre de phénomènes de changement d'état qui constituent dès lors autant de points fixes ou étalons primaires (*tableau 6.2*).

Tableau 6.2 – Échelle Internationale de Température de 1990 (EIT 90) Points fixes de définition.

Substance	Type de point*	T ₉₀ (K)	T ₉₀ (°C)
Hydrogène	Tr	13,8033	- 259,3467
Néon	Tr	24,5561	- 248,5939
Oxygène	Tr	54,3584	- 218,7916
Argon	Tr	83,8058	- 189,3442
Mercure	Tr	234,3156	- 38,8344
Eau	Tr	273,16	0,01
Gallium	F	302,9146	29,7646
Indium	C	429,7485	156,5985
Étain	C	505,078	231,928
Zinc	C	629,677	419,527
Aluminium	C	933,473	660,323
Argent	C	1 234,93	961,78
Or	C	1 337,33	1 064,18
Cuivre	C	1 357,77	1 084,62

* Tr point triple : température d'équilibre entre phases solide, liquide et vapeur (*figure 6:1a et c*).

C, F point de congélation, point de fusion : température d'équilibre à la pression normale, 101 325 Pa, entre phases solide et liquide (*figure 6:1b et d*).

Afin de permettre la mesure d'une température quelconque, dans les intervalles entre points fixes ou à leur extérieur, il faut spécifier :

- des instruments basés sur des phénomènes physiques dont un paramètre est mesurable et fonction de la température ;

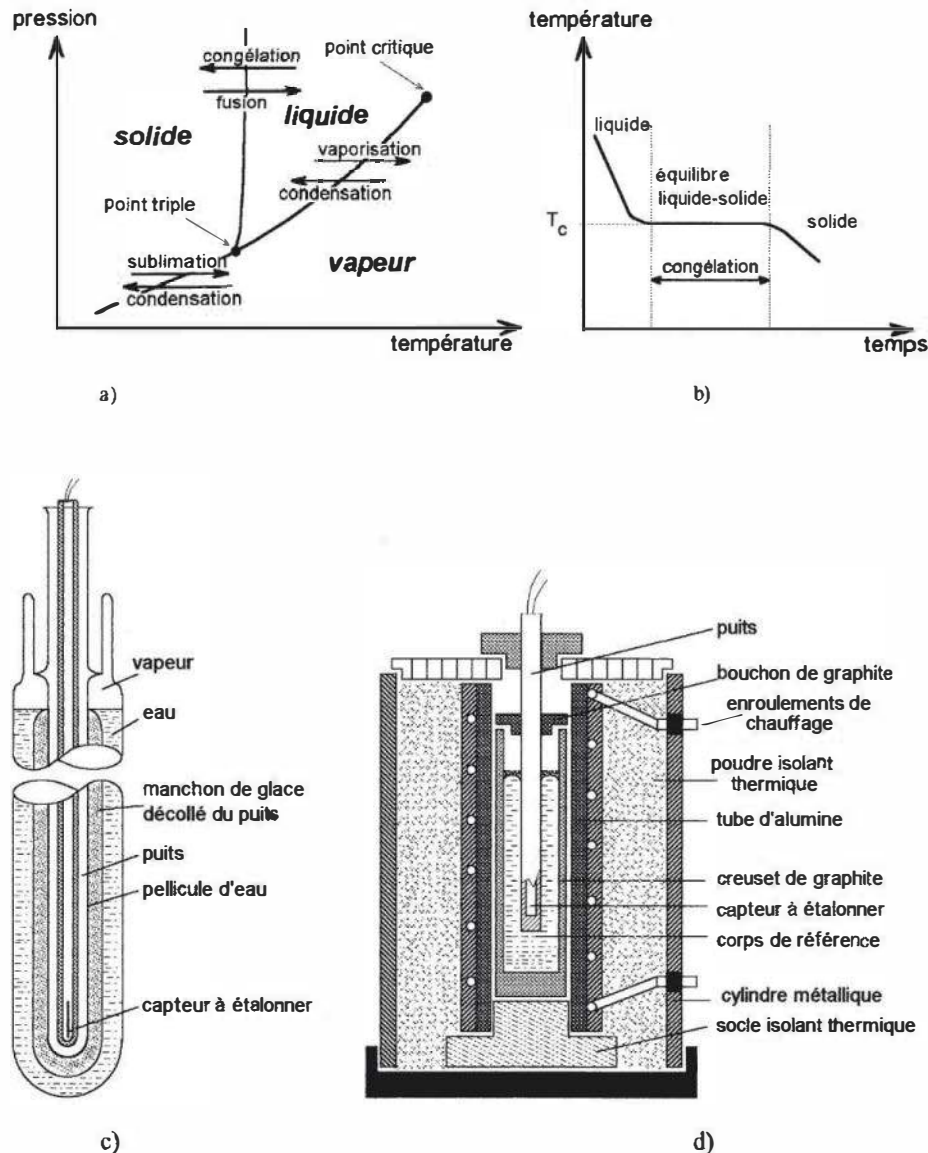


Figure 6.1 – Changements de phase de corps purs : a) diagramme d'équilibre des phases ; b) évolution de la température lors d'une congélation ; c) cellule d'étalonnage au point triple de l'eau ; d) cellule d'étalonnage à la température de congélation d'un corps de référence.

- les équations reliant, pour chaque instrument et dans les diverses plages de température, la valeur du paramètre mesuré à la valeur correspondante de la température.

L'échelle EIT 90 stipule les méthodes physiques de mesure et les formules d'interpolation à utiliser dans les intervalles entre points fixes ou à leur extérieur afin de définir la température dite T_{90} . Celle-ci est dès lors extrêmement proche de la température thermodynamique T correspondante.

Entre 0,65 K et 5 K, la température T_{90} est définie à partir d'une relation liant la pression de vapeur saturante de l'hélium à sa température.

Entre 3 K et le point triple du néon (24,5561 K) c'est un thermomètre à gaz à hélium, à volume constant, dont la mesure de la pression permet la détermination de la température au moyen de formules d'interpolation spécifiées.

Entre le point triple de l'hydrogène (13,8033 K) et le point de congélation de l'argent (961,78 °C) on utilise pour définir T_{90} la valeur d'une résistance de platine, étalonnée à des points fixes de définition et employant des formules d'interpolation spécifiées.

Au-dessus du point de congélation de l'argent (961,78 °C) la température T_{90} est définie à partir de la loi du rayonnement du corps noir de Planck (§ 6.9) et de la température d'un point fixe de définition (point de congélation de l'or ou du cuivre).

6.2 Température mesurée et température à mesurer

La température mesurée à l'aide d'un thermocouple ou d'une résistance thermométrique est celle T_c du capteur ; elle dépend certes de la température T_x du milieu dans lequel il est plongé mais elle est en fait déterminée par l'ensemble des échanges d'énergie dont le capteur est le siège.

Dans le cas général, les diverses énergies mises en jeu sont les suivantes :

- énergie échangée entre le capteur et le milieu dont on mesure la température ;
- énergie échangée entre le capteur et l'environnement externe à la température ambiante ;
- énergie dissipée dans le capteur lorsqu'il est parcouru par un courant de mesure.

Des deux premiers types d'échange, il résulte entre le capteur et le milieu de mesure un écart de température ΔT_{c1} . C'est cet écart de température qui s'établit dans le cas d'un thermocouple dont on mesure la f.é.m. en circuit ouvert et qui n'est donc le siège d'aucune énergie dissipée.

Lorsque le capteur est le siège d'une énergie dissipée, comme cela est le cas des résistances thermométriques du fait du courant de mesure qui les parcourt, cette énergie dissipée provoque un échauffement ΔT_{c2} du capteur, dit autoéchauffement. Dans ce cas, l'écart de température ΔT_c résulte des deux mécanismes précédents : $\Delta T_c = \Delta T_{c1} + \Delta T_{c2}$.

L'objet de ce paragraphe est d'établir à l'aide d'un modèle simple les conditions de minimisation de l'écart ΔT_{c1} .

Les méthodes de détermination de l'autoéchauffement ΔT_{c2} et les conditions de sa minimisation sont examinées au § 6.2.4.

6.2.1 Calcul de la réponse du capteur

■ Modèle global

La puissance thermique P_{ab} qui s'échange entre deux surfaces Σ_a et Σ_b aux températures T_a et T_b est donnée par la loi d'Ohm thermique sous l'une ou l'autre forme :

$$T_a - T_b = R_{\theta ab} \cdot P_{ab}$$

$$P_{ab} = G_{\theta ab} (T_a - T_b)$$

$R_{\theta ab}$ et $G_{\theta ab}$, inverses l'un de l'autre, étant respectivement la résistance thermique (°C/W) et la conductance thermique (W/°C) entre les surfaces Σ_a et Σ_b .

La sonde de température constituée du capteur de capacité calorifique K , et éventuellement de son enrobage ou de son enveloppe protectrice est placée dans le milieu à étudier, de température T_x : soit $G_{\theta_{xc}}$ la conductance thermique entre ce milieu et le capteur. Le capteur se trouve en outre relié au milieu extérieur, dans tous les cas par ses fils de liaison électrique et généralement, en plus, par son enveloppe protectrice : soit $G_{\theta_{ac}}$ la conductance thermique entre le capteur et le milieu extérieur à la température T_a .

La quantité de chaleur reçue chaque seconde par le capteur, soit :

$$\frac{d Q_c}{d t} = K \frac{d T_c}{d t}$$

est la somme des quantités échangées avec les deux milieux considérés soit :

$$G_{\theta_{xc}} (T_x - T_c) \text{ en provenance du milieu étudié,}$$

$$G_{\theta_{ac}} (T_a - T_c) \text{ provenant du milieu extérieur.}$$

La vitesse de variation de la température T_c du capteur est liée au bilan global de ses échanges thermiques par l'équation :

$$K \frac{d T_c}{d t} = G_{\theta_{xc}} (T_x - T_c) + G_{\theta_{ac}} (T_a - T_c)$$

□ **Cas où la température du milieu étudié est constante**

La solution générale de l'équation différentielle précédente est alors :

$$T_c(t) = \frac{G_{\theta_{xc}} T_x + G_{\theta_{ac}} T_a}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}} - \frac{G_{\theta_{xc}} (T_x - T_{co}) + G_{\theta_{ac}} (T_a - T_{co})}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}} \cdot e^{-t/\tau}$$

où T_{co} est la température initiale du capteur ($t = 0$)

et $\tau = \frac{K}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}}$ est la constante de temps de la sonde de mesure dans les conditions d'expérience. L'évolution de $T_c(t)$ est représentée *figure 6.2*.

Après un régime transitoire dont la durée est déterminée par τ , le capteur atteint sa température d'équilibre qui a pour valeur :

$$T_c = \frac{G_{\theta_{xc}} T_x + G_{\theta_{ac}} T_a}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}}$$

l'écart par rapport à la température T_x du milieu étudié étant :

$$T_x - T_c = \frac{G_{\theta_{ac}}}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}} (T_x - T_a)$$

Cet écart sera d'autant plus réduit que sera vérifiée la condition :

$$G_{\theta_{xc}} \gg G_{\theta_{ac}}$$

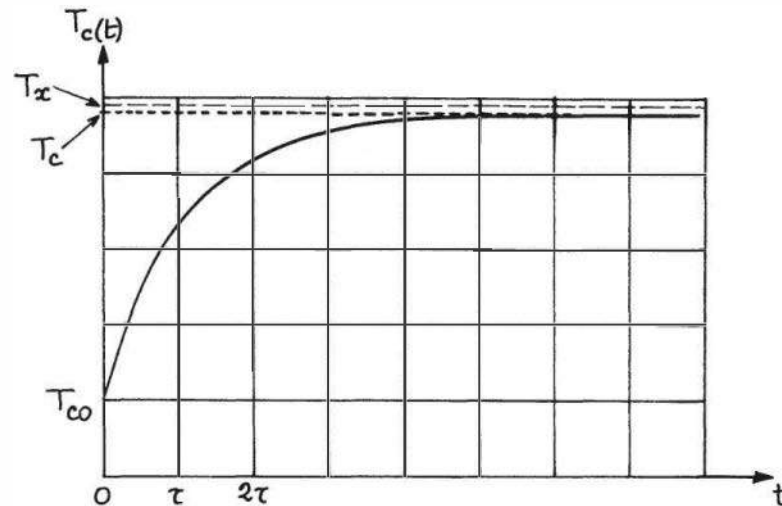


Figure 6.2 – Évolution de la température T_c du capteur lorsque la température à mesurer croît brusquement (échelon de température).

Il faut donc, à l'évidence :

- favoriser les échanges thermiques du capteur avec le milieu étudié ;
- réduire les échanges thermiques du capteur avec le milieu extérieur.

La vitesse de réponse du capteur est déterminée par la constante de temps τ ; une mise en équilibre rapide exige :

- un capteur de faible capacité calorifique K ;
- une conductance thermique $G_{\theta_{xc}}$ vers le milieu étudié qui soit élevée. La conductance $G_{\theta_{xc}}$ entre le capteur et le milieu étudié est maximale lorsque le capteur est placé à découvert ; cependant cette solution est rarement envisageable car le capteur doit être protégé contre l'altération chimique, le dépôt d'humidité nuisible à l'isolement, les chocs et vibrations. C'est pourquoi, il est généralement placé à l'intérieur d'une gaine protectrice dont la réalisation doit résulter d'un compromis entre robustesse et minimisation de la résistance thermique transversale.

□ **Cas où la température T_x du milieu étudié est variable**

Les conditions qui permettent de minimiser l'écart $T_x - T_c$ sont les mêmes que celles mises en évidence pour T_x constant. Ainsi, par exemple, pour une variation linéaire de la température du milieu :

$$T_x = T_{x0} + At$$

la solution de l'équation différentielle de l'échauffement du capteur est :

$$T_c = \frac{G_{\theta_{xc}}}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}} \left(At + (T_{x0} - A\tau + \frac{G_{\theta_{ac}}}{G_{\theta_{xc}}} \cdot T_a)(1 - e^{-t/\tau}) \right) + T_{co} e^{-t/\tau}$$

où $\tau = \frac{K}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}}$ est la constante de temps,

T_a est la température du milieu extérieur et T_{c0} est celle du capteur à $t = 0$.
En supposant réalisée la condition $G_{\theta_{xc}} \gg G_{\theta_{ac}}$, il y a en régime permanent un écart constant

$$T_x - T_c = A \tau$$

écart d'autant plus important que :

- la constante de temps τ est plus grande,
- la vitesse de variation A de la température T_x du milieu étudié est plus élevée.

■ Analyse détaillée des paramètres fixant la réponse du capteur

Le capteur, de température T_c , relié par ses fils de liaison au milieu extérieur, de température T_a , est placé à l'intérieur d'une enveloppe protectrice de température T_e supposée constante sur la longueur du capteur (figure 6.3).

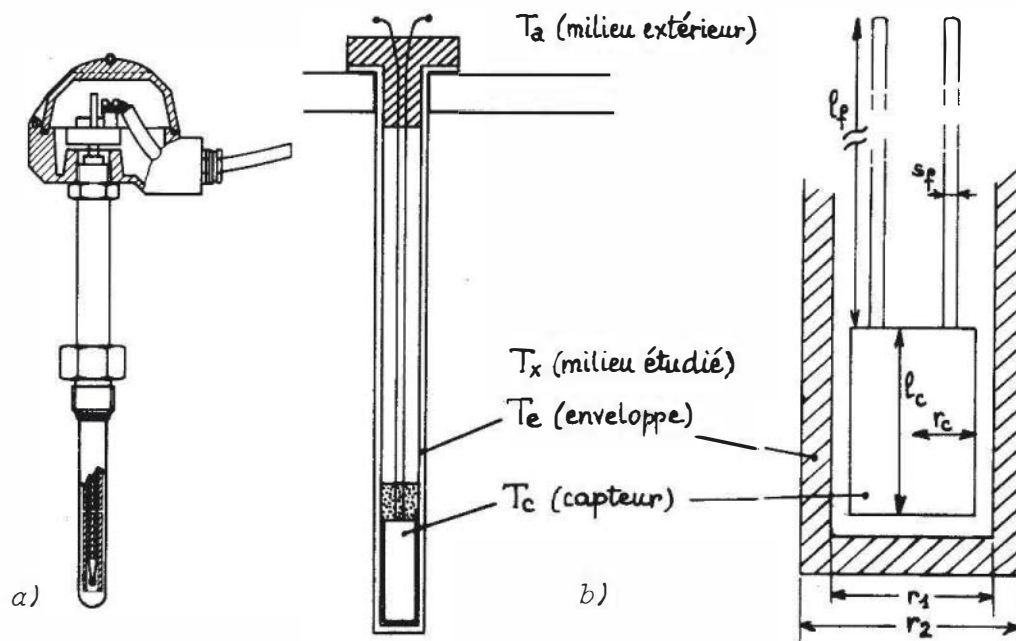


Figure 6.3 – Schéma de montage d'un capteur thermométrique dans son enveloppe. a) Réalisation (Doc. Coreci) ; b) Modèle simplifié.

La loi d'Ohm thermique appliquée au capteur donne :

$$T_e - T_c = R_{\theta_{ec}} \cdot P_{ec}$$

$$T_a - T_c = R_{\theta_{ac}} \cdot P_{ac}$$

où $R_{\theta_{ec}}$ et $R_{\theta_{ac}}$ sont respectivement les résistances thermiques entre enveloppe et capteur, et P_{ec} et P_{ac} les puissances échangées entre enveloppe et capteur d'une part, milieu extérieur et capteur d'autre part.

À l'équilibre thermique, la puissance totale échangée par le capteur est nulle :

$$P_{ec} + P_{ac} = 0$$

d'où :

$$T_c = \frac{R_{\theta_{ac}} T_e + R_{\theta_{ec}} T_a}{R_{\theta_{ac}} + R_{\theta_{ec}}}$$

De même, la loi d'Ohm thermique appliquée à l'enveloppe permet d'écrire :

$$T_x - T_e = R_{\theta_{xe}} \cdot P_{xe}$$

$$T_a - T_e = R_{\theta_{ae}} \cdot P_{ae}$$

où $R_{\theta_{xe}}$ et $R_{\theta_{ae}}$ sont respectivement les résistances thermiques entre milieu étudié et enveloppe et entre milieu extérieur et enveloppe, et P_{xe} et P_{ae} les puissances échangées entre l'enveloppe et respectivement le milieu étudié et le milieu extérieur. À l'équilibre thermique la puissance totale échangée par l'enveloppe est nulle :

$$P_{xe} + P_{ae} = 0$$

d'où

$$T_e = \frac{R_{\theta_{ae}} T_x + R_{\theta_{xe}} T_a}{R_{\theta_{ae}} + R_{\theta_{xe}}}$$

La réduction de l'écart entre T_c et T_x implique :

– d'une part la réduction de l'écart entre T_c et T_e soit :

$$R_{\theta_{ec}} \ll R_{\theta_{ac}} \text{ (condition 1)}$$

– d'autre part la réduction de l'écart entre T_e et T_x soit :

$$R_{\theta_{xe}} \ll R_{\theta_{ae}} \text{ (condition 2).}$$

□ Réalisation de la condition 1

La résistance thermique $R_{\theta_{ac}}$ est celle des 2 fils (longueur ℓ_f , section s_f) reliant le capteur au milieu extérieur ; elle a pour expression :

$$R_{\theta_{ac}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\ell_f}{\lambda_f s_f}$$

λ_f étant la conductivité thermique du métal dont est fait le fil.

Il y a donc intérêt pour augmenter $R_{\theta_{ac}}$:

- à réduire la section s_f sans pour autant nuire à la solidité du montage ni introduire, dans le cas de capteurs résistifs une résistance électrique de liaison qui ne serait pas négligeable devant celle du capteur ;
- à augmenter la profondeur d'immersion L de façon à accroître ℓ_f : on considère comme une règle d'avoir une profondeur d'immersion au moins dix fois supérieure au rayon du puits ou de l'enveloppe dans lesquels le capteur est placé.

La résistance thermique $R_{\theta_{ec}}$ entre la surface extérieure de l'enveloppe et le capteur est la somme de résistances thermiques en série :

$$R_{\theta_{ec}} = R_{\theta_{r_2 r_1}} + R_{\theta_{r_1 r_c}}$$

où $R_{\theta_{r_2 r_1}}$ est la résistance thermique transversale de l'enveloppe le long du capteur et $R_{\theta_{r_1 r_c}}$ est la résistance thermique entre le capteur de rayon r_c et la paroi interne de l'enveloppe.

Ces deux résistances thermiques ont pour expression respectivement :

$$R_{\theta_{r_2 r_1}} = \frac{\text{Log}(r_2/r_1)}{2\pi\lambda_e\ell_c}$$

r_2 , r_1 étant respectivement les rayons externe et interne de l'enveloppe, λ_e la conductivité thermique du matériau constituant l'enveloppe, ℓ_c la longueur du capteur,

$$R_{\theta_{r_1 r_c}} = \frac{\text{Log}(r_1/r_c)}{2\pi\lambda_i\ell_c}$$

λ_i étant la conductivité thermique du milieu intérieur entre le capteur et la paroi interne de l'enveloppe.

La réduction des deux résistances précédentes sera obtenue :

- en ce qui concerne $R_{\theta_{r_2 r_1}}$ en utilisant une enveloppe mince dans un matériau bon conducteur de la chaleur ;
- en ce qui concerne $R_{\theta_{r_1 r_c}}$, en réduisant l'espace entre le capteur et la paroi interne et en le remplissant avec un matériau bon conducteur de la chaleur.

□ Réalisation de la condition 2

La résistance $R_{\theta_{ae}}$ est la résistance longitudinale de l'enveloppe entre le capteur et le milieu extérieur ; elle a pour expression :

$$R_{\theta_{ae}} = \frac{L_e}{\lambda_e \cdot s_e}$$

où L_e est la longueur de l'enveloppe et s_e est la surface de sa section matérielle :

$$s_e = \pi (r_2^2 - r_1^2)$$

La réduction de la résistance $R_{\theta_{r_2 r_1}}$ imposant une conductivité λ_e élevée, l'augmentation de $R_{\theta_{ae}}$ sera obtenue principalement :

- par l'emploi d'une enveloppe à paroi mince ;
- par une profondeur d'immersion importante.

En outre, afin de réduire le gradient thermique le long de l'enveloppe ou des fils de liaison au voisinage du capteur, il est recommandé de les placer sur une certaine distance le long de la surface isotherme passant par le capteur.

La résistance thermique $R_{\theta_{xe}}$ entre le milieu étudié et l'enveloppe dépend principalement de la nature de ce milieu : solide, fluide liquide ou gazeux : les conditions expérimentales permettant sa minimisation sont examinées dans les paragraphes suivants consacrés aux mesures dans ces divers milieux.

6.2.2 Mesure de la température à l'intérieur d'un solide

Le capteur, éventuellement muni d'une enveloppe protectrice, est enfoncé dans un puits foré dans le solide. Les règles précédemment définies s'appliquent :

- profondeur L du puits au moins dix fois supérieure à son rayon r ;
- réduire la résistance thermique $R_{\theta_{xe}}$ entre le solide et l'enveloppe en diminuant au maximum la distance entre la surface intérieure du puits et l'enveloppe et en remplissant cet espace par un matériau de conductivité thermique élevée.

6.2.3 Mesure de la température de fluides

Différents problèmes spécifiques se posent lors de la mesure de la température de fluides.

Les échanges thermiques entre la sonde et le fluide sont très dépendants des caractéristiques du fluide : viscosité, conduction thermique, vitesse ; il en est donc de même du temps de réponse de la sonde, de l'écart à l'équilibre entre sa température et celle du fluide, et en particulier dans le cas des sondes résistives (§ 6.3.4) de leur autoéchauffement par le courant de mesure.

Le conduit à travers lequel s'écoule le fluide est en général à une température différente de celle du fluide : il en résulte un gradient radial de température et se pose dès lors le problème de la meilleure localisation de la sonde ; en outre dans ce cas, les échanges thermiques par rayonnement entre la sonde et les parois peuvent modifier considérablement la température d'équilibre de la sonde.

Enfin dans le cas de fluides à vitesse d'écoulement élevée, on peut observer :

- dans le cas de liquides, un échauffement de la sonde par frottement ;
- dans le cas de gaz, un échauffement de ce dernier par la compression qu'il subit au voisinage de l'obstacle que constitue la sonde.

■ Influence de la nature du fluide et de sa vitesse d'écoulement

La nature du fluide et sa vitesse interviennent dans la détermination de la résistance thermique $R_{\theta_{xe}}$ entre le fluide et l'enveloppe de la sonde. D'une façon générale, le coefficient d'échange thermique h entre un fluide et une surface cylindrique (diamètre d , longueur ℓ , axe perpendiculaire à la vitesse V du fluide) a pour expression :

$$h = \frac{\lambda \cdot \text{Nu}}{d} \quad \text{W cm}^{-2} \text{K}^{-1}$$

où λ est la conductivité thermique du fluide et Nu son nombre de Nusselt :

$$\text{Nu} = 0,43 + A \text{Re}^a \text{Pr}^{0,31}$$

où $\text{Re} = \rho \frac{V \cdot d}{\mu}$, (nombre de Reynolds) et $\text{Pr} = \frac{C_p \cdot \mu}{\lambda}$, (nombre de Prandtl), ρ , μ , C_p étant respectivement la masse volumique, la viscosité et la chaleur massique à pression constante du fluide ; A et a sont des coefficients dont la valeur est fonction de Re (tableau 6.3).

Tableau 6.3 – Paramètres du nombre de Nusselt en fonction du nombre de Reynolds.

Re	A	a
$4 \cdot 10^{-1} - 4$	0,989	0,330
$4 - 4 \cdot 10^1$	0,911	0,385
$4 \cdot 10^1 - 4 \cdot 10^3$	0,683	0,466
$4 \cdot 10^3 - 4 \cdot 10^4$	0,193	0,618
$4 \cdot 10^4 - 4 \cdot 10^5$	0,0265	0,805

La résistance thermique $R_{\theta_{xe}}$ entre la paroi externe de l'enveloppe de diamètre d et le fluide peut dès lors se calculer :

$$R_{\theta_{xe}} = \frac{1}{\pi d \ell h}$$

soit :

$$R_{\theta_{xe}} = \frac{1}{\pi \ell \lambda \text{Nu}} = \frac{1}{\pi \ell \lambda (0,43 + A \text{Re}^a \text{Pr}^{0,31})}$$

Pour une sonde bien conçue les échanges thermiques dominants sont évidemment ceux qui s'effectuent entre le capteur et le milieu étudié : la résistance thermique correspondante est :

$$R_{\theta_{xc}} = R_{\theta_{xe}} + R_{\theta_{ec}}$$

$R_{\theta_{ec}}$, résistance thermique entre capteur et surface extérieure de l'enveloppe, étant constant pour une sonde donnée.

Le *tableau 6.4* indique, à titre d'illustration, pour quelques sondes à résistance de platine (fabricant : Rosemount) placées dans divers fluides à différentes vitesses, les résistances thermiques $R_{\theta_{xc}}$ ainsi que les constantes de temps τ correspondantes.

Les variations observées pour un capteur déterminé sont uniquement dues à l'influence du terme $R_{\theta_{xe}}$.

■ Localisation de la sonde dans le conduit

Lorsque les parois du conduit sont à une température différente de celle du fluide, il s'établit un gradient thermique transversal : en particulier, la température au centre est différente de la température moyenne. Si la répartition transversale des températures est calculable, on peut :

- soit déterminer la position correspondant à la température moyenne et y placer le capteur ;
- soit utiliser plusieurs sondes dont la localisation a été prévue de façon que la valeur moyenne de leurs indications soit égale à la température moyenne.

Lorsque la répartition des températures est inconnue, une règle est de placer le capteur à une distance de la paroi et du centre au moins égale au quart du rayon du conduit.

Tableau 6.4 – Influence de la nature du fluide et de sa vitesse sur la résistance thermique et la constante de temps. (Documentation Rosemount).

Modèles		134 MA		150 MA		152 T		177 MA	
Fluide	Vitesse	$R_{\theta_{xc}}$	τ	$R_{\theta_{xc}}$	τ	$R_{\theta_{xc}}$	τ	$R_{\theta_{xc}}$	τ
	m/s	°C/W	s	°C/W	s	°C/W	s	°C/W	s
Eau	1	1	0,15	2,5	0,15			13,3	2,5
Huile	1	3,3	0,40	5	0,30	1,7	0,06	15,3	3,5
Oxygène liquide	1,5	1,9	0,15	4,5	0,11	0,67	0,02	185	23,1
	7,5	1,43	0,11	3,3	0,08	0,34	0,008	186	22,7
	15	1,35	0,11	3,2	0,08	0,24	0,006	186	22,7
Oxygène gazeux	1,5	83	7,6	167	4,4	31	0,90	500	72
	7,5	34	3,3	71	2,1	19	0,54	333	43
	15	22	2,2	48	1,4	14	0,41	250	34

■ Influence du rayonnement des parois

Lorsque les parois du conduit ou de l'enceinte contenant le fluide sont à une température différente de celle du fluide, leurs échanges thermiques par rayonnement avec la sonde peuvent modifier de façon importante la température de cette dernière. Ceci est surtout vrai dans le cas des gaz car les liquides sont généralement absorbants pour ce rayonnement qui dès lors n'atteint pas la sonde.

En ce qui concerne les transferts radiatifs entre la sonde et le gaz, ceux-ci sont en général négligeables par rapport aux transferts par conduction et convection sauf aux températures très élevées ou dans le cas de flammes contenant des particules solides incandescentes.

On considère un capteur placé à l'intérieur d'une enveloppe protectrice dont la température est T_e : la température T_c du capteur est liée à celle de l'enveloppe par la relation établie précédemment (§ 6.2.1.2) :

$$T_c = \frac{R_{\theta_{ac}} T_e + R_{\theta_{ec}} T_a}{R_{\theta_{ac}} + R_{\theta_{ec}}}$$

La température T_e de l'enveloppe résulte de ses divers échanges thermiques :

- avec le milieu extérieur : $T_a - T_e = R_{\theta_{ae}} P_{ae}$,
- avec le fluide : $T_x - T_e = R_{\theta_{xe}} P_{xe}$,
- avec les parois : $T_p - T_e = R_{\theta_{pe}} P_{pe}$,

$R_{\theta_{pe}}$ étant la résistance thermique de rayonnement entre parois et enveloppe, P_{pe} étant la puissance échangée entre ces dernières ; les autres termes ont été définis précédemment.

À l'équilibre on a :

$$P_{ae} + P_{xe} + P_{pe} = 0$$

dont on déduit :

$$T_e = \frac{G_{\theta_{xe}} T_x + G_{\theta_{ae}} T_a + G_{\theta_{pe}} T_p}{G_{\theta_{xe}} + G_{\theta_{ae}} + G_{\theta_{pe}}}$$

les différents termes G_{θ} étant les conductances thermiques, inverses des résistances thermiques correspondantes.

L'écart entre la température T_x du gaz et celle T_e de l'enveloppe a pour valeur :

$$T_x - T_e = \frac{G_{\theta_{ae}}(T_x - T_a) + G_{\theta_{pe}}(T_x - T_p)}{G_{\theta_{xe}} + G_{\theta_{ae}} + G_{\theta_{pe}}}$$

Les conditions de minimisation de $G_{\theta_{ae}}$ ont été examinées précédemment. La conductance thermique $G_{\theta_{pe}}$ se déduit des lois du rayonnement du corps noir. En posant :

– e : émissivité de l'enveloppe ($0 \leq e \leq 1$) et A sa surface latérale ;

– σ : constante de Stefan-Boltzman : $5,709 \cdot 10^{-8} \text{ W m}^{-2} \text{ K}^{-4}$;

on établit l'expression de la puissance P_{pe} échangée par rayonnement :

$$P_{pe} = e A \sigma (T_p^4 - T_e^4) \quad T_p, T_e \text{ étant exprimés en K,}$$

soit $P_{pe} = G_{\theta_{pe}} (T_p - T_e)$ en posant $G_{\theta_{pe}} = e A \sigma (T_p^4 - T_e^4) / (T_p - T_e)$

Dans le cas où : $0,5 T_p < T_e < 2 T_p$, l'expression précédente de la conductance thermique de rayonnement peut être mise sous une forme plus simple, avec une erreur inférieure à 10 % :

$$G_{\theta_{pe}} = 4e A \sigma T_m^3 \quad \text{où} \quad T_m = \frac{T_p + T_e}{2}$$

La réduction de l'influence sur la sonde de la température de la paroi sera obtenue :

- en diminuant l'émittance e de l'enveloppe en la rendant réfléchissante ;
- en réduisant l'écart entre la température T_x du gaz et celle, T_p , de la paroi « vue » par la sonde. Ceci se fait en plaçant la sonde à l'intérieur d'un écran cylindrique ou enceinte secondaire (*figure 6.4a*) dont la température T_{p_2} sera plus proche de T_x que celle de la conduite ou enceinte principale.

Le même procédé peut d'ailleurs être répété plusieurs fois afin de réduire davantage l'écart entre la température du dernier écran, en regard du capteur, et celle du gaz (*figure 6.4b*).

Afin de fixer les ordres de grandeur, on peut donner l'exemple d'un gaz à $900 \text{ }^\circ\text{C}$ dans une conduite dont la paroi interne est à $600 \text{ }^\circ\text{C}$: la détermination de l'écart de température entre gaz et capteur donne les valeurs suivantes :

$70 \text{ }^\circ\text{C}$ sans écran, $50 \text{ }^\circ\text{C}$ avec un seul écran, $40 \text{ }^\circ\text{C}$ avec double écran, $20 \text{ }^\circ\text{C}$ avec triple écran, $8 \text{ }^\circ\text{C}$ avec quadruple écran, $4 \text{ }^\circ\text{C}$ avec quintuple écran.

Cependant l'adjonction de parois multiples augmente le temps de réponse de la sonde.

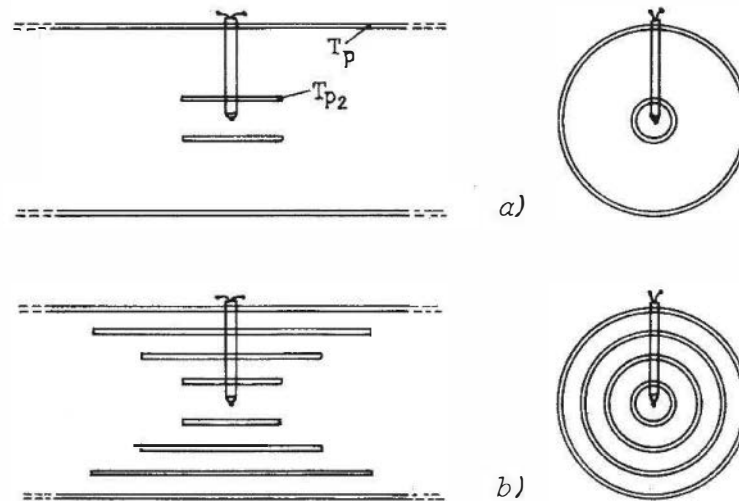


Figure 6.4 – Réduction de l'influence du rayonnement de la paroi :
a) écran unique ; b) écrans multiples.

■ Influence de la vitesse d'écoulement du fluide

Cas des liquides

Le frottement du liquide sur l'enveloppe de la sonde peut provoquer un échauffement non négligeable de celle-ci. Cet échauffement dépend :

- de la forme et du positionnement de l'enveloppe : l'échauffement est maximum lorsque l'axe de l'enveloppe est perpendiculaire à la vitesse du fluide ;
- de la nature du liquide et de sa vitesse V : l'échauffement varie comme $Pr^n V^2$ où Pr , nombre de Prandtl précédemment défini, dépend de la viscosité du liquide et le coefficient n est fonction de la nature de l'écoulement (laminaire ou turbulent).

C'est ainsi que pour une vitesse $V = 30$ m/s, perpendiculaire à l'axe de l'enveloppe on observe :

- un échauffement de $0,2$ °C pour un liquide peu visqueux (eau : $Pr = 7,5$) ;
- un échauffement de 20 °C pour un liquide visqueux (huile : $Pr = 10^4$).

En général, sauf pour les liquides très visqueux, cet échauffement peut être négligé pour $V < 3$ m/s.

Il y a lieu de noter, en outre, que l'enveloppe placée dans le courant subit des contraintes mécaniques. Dans le cas d'écoulement turbulent, les fluctuations de vitesse peuvent entraîner une fatigue de l'enveloppe et même un phénomène de résonance mécanique aboutissant à sa détérioration. Il convient dans ce cas de prévoir des montages particulièrement robustes.

Cas des gaz

La température d'un gaz en écoulement pourrait être mesurée par un capteur qui serait immobile par rapport à lui : cette température est dite température statique T_{st} . En fait le capteur est fixe et la compression adiabatique du gaz à son voisinage provoque un échauffement supplémentaire : soit T_t , température totale, la température

du gaz à la surface de l'enveloppe du capteur. On établit la relation :

$$\frac{T_t - T_{st}}{T_{st}} = 0,5 (\gamma - 1) M^2 \quad \text{où} \quad T_t \quad \text{et} \quad T_{st} \quad \text{sont exprimés en K,}$$

$\gamma = C_p/C_v$, C_p et C_v étant les chaleurs massiques du gaz respectivement à pression constante et volume constant,

$M = V/C$ est le nombre de Mach, rapport de la vitesse V du fluide à la célérité C du son dans ce même fluide.

La température T_e de l'enveloppe est inférieure à la température T_t du gaz en contact : on définit le facteur de recouvrement r par l'expression :

$$r = \frac{T_e - T_{st}}{T_t - T_{st}} ;$$

r est une mesure de l'échauffement de l'enveloppe rapporté à celui du gaz :

$$r = 1 \rightarrow T_e = T_t ; \quad r = 0 \rightarrow T_e = T_{st}.$$

Le facteur de recouvrement dépend de la forme de l'enveloppe et de la direction de la vitesse V du fluide par rapport à celle-ci :

- $r = 0,65 \pm 0,10$ pour une enveloppe cylindrique dont l'axe est perpendiculaire à la vitesse ;
- $r = 0,90 \pm 0,05$ lorsque l'axe de l'enveloppe cylindrique est parallèle à la vitesse.

L'incertitude sur r est d'autant plus faible que r est plus voisin de 1. Connaissant r , la température statique se déduit de la température de l'enveloppe à l'aide des relations précédentes, par la formule :

$$T_{st} = \frac{T_e}{1 + 0,5 r (\gamma - 1) M^2}$$

Dans le cas de l'air, $\gamma = 1,4$ et pour les conditions suivantes :

$$M = 0,5 \quad r = 0,65 \pm 0,10 \quad \text{on a :} \quad \frac{T_e - T_{st}}{T_{st}} = (3,2 \pm 0,5) 10^{-2}$$

soit pour $T_e = 300$ K, $T_e - T_{st} = (9,3 \pm 1,4)$ K

Pour $M < 0,1$ et $T_e = 300$ K, l'écart $T_e - T_{st}$ est inférieur à 0,4 K.

Aux vitesses élevées, l'incertitude sur r risque d'entraîner une erreur qui peut être excessive pour la détermination de T_{st} . C'est pourquoi, on utilise alors des dispositifs ayant des valeurs de r très voisines de 1 et connues avec une très bonne précision. On a alors $T_e \cong T_t$: ces dispositifs sont dits capteurs de température totale (*figure 6.5*).

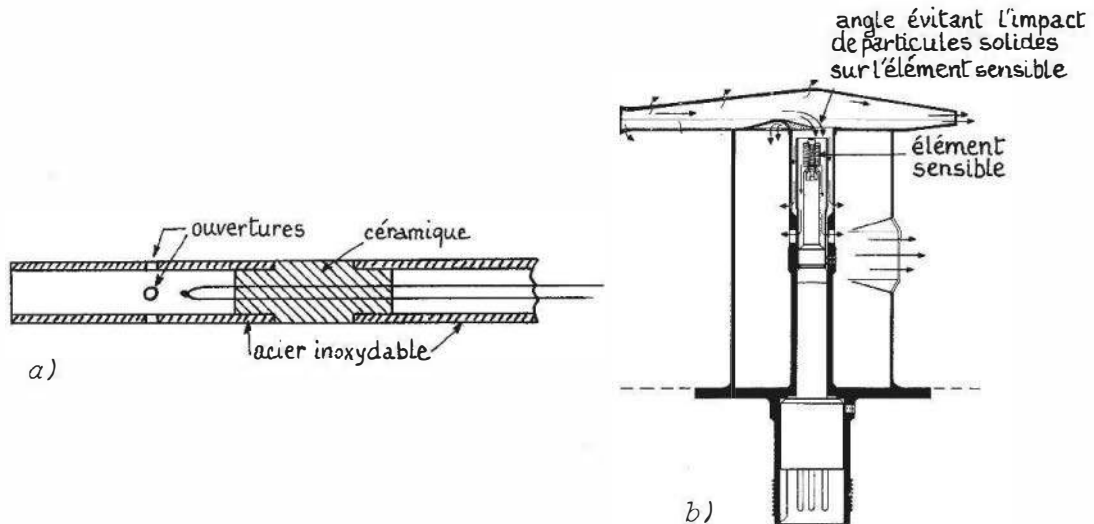


Figure 6.5 – Exemples de réalisation de capteurs de température totale : a) sonde Pratt et Whitney ; b) sonde Rosemount.

6.3 Thermométrie par résistance

6.3.1 Sensibilité thermique

D'une façon générale la valeur d'une résistance dépend de sa température T :

$$R(T) = R_0 \cdot F(T - T_0)$$

R_0 étant la résistance à la température T_0 et la fonction F une caractéristique du matériau, égale à 1 pour $T = T_0$.

C'est ainsi que l'on a :

- pour les métaux : $R(T) = R_0(1 + AT + BT^2 + CT^3)$, T étant exprimé en °C, $T_0 = 0$ °C ;
- pour les thermistances, mélanges d'oxydes semi-conducteurs :

$$R(T) = R_0 \cdot \exp \left(B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_0} \right) \right)$$

- T étant la température absolue.

Les coefficients de la loi de variation de R ayant été préalablement précisés par un ensemble de mesures à températures connues, la détermination de la valeur de R permet d'en déduire sa température.

Pour de petites variations ΔT de température autour d'une valeur T , la loi générale de variation de résistance peut être linéarisée :

$$R(T + \Delta T) = R(T) \cdot (1 + \alpha_R \cdot \Delta T)$$

où :

$$\alpha_R = \frac{1}{R(T)} \cdot \frac{dR}{dT}$$

α_R est le coefficient de température de la résistance ou sensibilité thermique à la température T ; α_R dépend évidemment de la température et du matériau.

Ainsi par exemple à 0°C :

– pour le platine : $\alpha_R = 3,9 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$,

– pour un certain type de thermistance : $\alpha_R = 5,2 \cdot 10^{-2} / ^\circ\text{C}$.

Si l'on mesure la température au voisinage de 0°C à l'aide d'un pont de Wheatstone dont l'une des branches est constituée par la résistance thermométrique et les trois autres branches sont formées par trois résistances fixes et égales à R_0 , résistance thermométrique à 0°C , la tension de déséquilibre est :

$$v_m = \frac{E_s}{4} \cdot \frac{\Delta R}{R_0} = \frac{E_s}{4} \cdot \alpha_R \Delta T$$

Pour $E_s = 2\text{ V}$ et $\Delta T = 1^\circ\text{C}$,

– $v_m = 1,9\text{ mV}$ pour la résistance de platine,

– $v_m = 26\text{ mV}$ pour la thermistance considérée.

Ces valeurs sont notablement supérieures à celles fournies par un thermocouple :

Fer/Constantan : $v_m = 0,05\text{ mV}$ ou Pt-Rh (10 %)/Pt : $v_m = 0,005\text{ mV}$.

La qualité de l'appareillage de mesure fixe une valeur minimale mesurable $(\Delta R/R_0)_{\min}$; il en résulte alors la valeur minimale de la variation de température mesurable soit :

$$\Delta T_{\min} = \frac{1}{\alpha_R} \cdot \left(\frac{\Delta R}{R_0} \right)_{\min}$$

Pour $(\Delta R/R_0)_{\min} = 10^{-6}$ et pour des mesures faites autour de 0°C on a :

– avec une résistance de platine : $\Delta T_{\min} = 2,6 \cdot 10^{-4}^\circ\text{C}$

– et avec la thermistance considérée : $\Delta T_{\min} = 2,0 \cdot 10^{-5}^\circ\text{C}$.

La variation thermique de la résistance est, en principe, liée à la fois aux modifications de sa résistivité ρ et de ses dimensions géométriques ;

pour un fil cylindrique de longueur ℓ et de section s :

$$\alpha_R = \frac{1}{R} \cdot \frac{dR}{dT} = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{d\rho}{dT} + \frac{1}{\ell} \cdot \frac{d\ell}{dT} - \frac{1}{s} \cdot \frac{ds}{dT}$$

où :

$\frac{1}{\rho} \cdot \frac{d\rho}{dT} = \alpha_\rho$, coefficient de température de la résistivité du matériau,

$\frac{1}{\ell} \cdot \frac{d\ell}{dT} = \alpha_\ell$ et $\frac{1}{s} \cdot \frac{ds}{dT} = 2\alpha_\ell$, α_ℓ étant le coefficient de dilatation linéaire du matériau ;

il en résulte :

$$\alpha_R = \alpha_\rho - \alpha_\ell$$

En fait, dans le domaine d'utilisation des résistances, α_ρ est au moins de l'ordre de $10^{-3} / ^\circ\text{C}$ alors que α_ℓ est de l'ordre de $10^{-5} / ^\circ\text{C}$. Dans ces conditions on a pratiquement :

$$\alpha_R \cong \alpha_\rho$$

6.3.2 Linéarisation

L'exploitation du signal de mesure délivré par le conditionneur est grandement facilitée lorsque sa variation est linéaire en fonction de la température.

La méthode de linéarisation la plus simple consiste à associer au capteur, en série ou en parallèle selon le cas, une résistance fixe R_ℓ dite de linéarisation dont la valeur est déterminée de façon qu'autour d'une température T_i choisie, la tension de mesure v_m ait une variation quasi linéaire en fonction de T . Cette quasi-linéarité correspond, en fait, à un point d'inflexion de la courbe $v_m(T)$ pour $T = T_i$ et elle se traduit mathématiquement par la condition :

$$\left(\frac{d^2 v_m}{dT^2} \right)_{T=T_i} = 0$$

L'expression de la fonction $v_m(T)$ dépend du capteur et de son conditionneur ; on établira cependant que pour un capteur et une température T_i donnés, c'est une même valeur de la résistance R_ℓ qui permet la linéarisation, indépendamment du type de conditionneur : source de courant, montage potentiométrique ou pont de Wheatstone.

■ Linéarisation shunt de la résistance

Un dipôle de résistance $R(T)$, alimenté par une source de courant i , délivre à ses bornes une tension $v_m = i \cdot R(T)$.

La linéarisation de la tension v_m implique donc la linéarisation de la résistance $R(T)$ du dipôle autour de $T = T_i$, soit :

$$\left(\frac{d^2 R}{dT^2} \right)_{T=T_i} = 0$$

Cette condition peut, le plus souvent, être satisfaite en constituant le dipôle par la mise en parallèle sur le capteur $R_c(T)$ d'une résistance fixe R_ℓ :

$$R(T) = \frac{R_\ell \cdot R_c(T)}{R_\ell + R_c(T)}$$

La condition de linéarisation appliquée à cette dernière équation donne :

$$(R_\ell + R_c(T_i)) \cdot \left(\frac{d^2 R_c}{dT^2} \right)_{T=T_i} - 2 \left(\frac{d R_c}{dT} \right)_{T=T_i}^2 = 0$$

On en déduit :

$$R_\ell = \frac{2R_c'^2(T_i)}{R_c''(T_i)} - R_c(T_i)$$

en posant : $\frac{d R_c}{dT} = R_c'$ et $\frac{d^2 R_c}{dT^2} = R_c''$

Dans le cas d'une résistance métallique pour laquelle on a :

$$R_c(T) = R_{co} (1 + AT + BT^2), \quad T \text{ en } ^\circ\text{C}$$

$$R'_c = R_{co}(A + 2BT) \quad \text{et} \quad R''_c = 2R_{co}B$$

on calcule l'expression de R_ℓ :

$$R_\ell = R_{co} \cdot \frac{(A + 2BT_i)^2}{B} - R_c(T_i)$$

Lorsque B est négatif, ce qui correspond à une courbe $R_c(T)$ à concavité dirigée vers le bas, la linéarisation shunt est impossible car la valeur de R ainsi calculée est négative : c'est le cas du platine pour lequel $A = 3,9 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$ et $B = -5,8 \cdot 10^{-7} / ^\circ\text{C}^2$. Pour le nickel, par contre, $A = 5,5 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$ et $B = 6,7 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}^2$, la linéarisation est donc possible (figure 6.6).

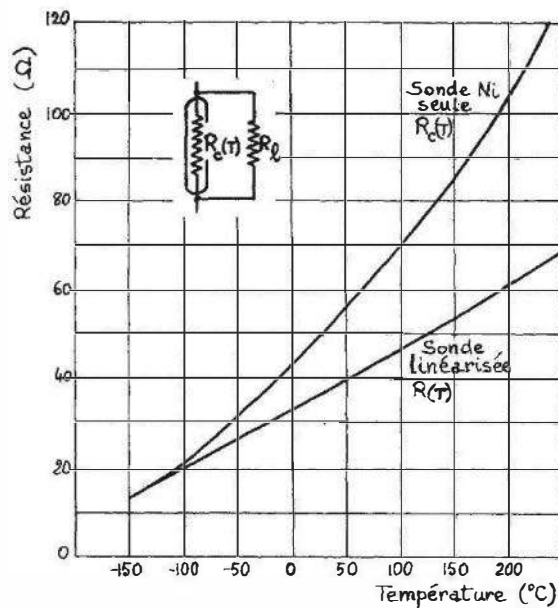


Figure 6.6 – Linéarisation d'une sonde de nickel de 50 Ω à 25 $^\circ\text{C}$ par une résistance shunt de 150 Ω (Doc. Vishay-Micromesures).

Dans le cas d'une thermistance :

$$R_c(T) = R_{co} \exp \left(B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right) \right), \quad T \text{ en K,}$$

$$R'_c = -\frac{B}{T^2} R_c(T) \quad \text{et} \quad R''_c = \frac{B^2 + 2BT}{T^4} R_c(T)$$

la résistance R_ℓ a pour expression :

$$R_\ell = R_c(T_i) \cdot \frac{B - 2T_i}{B + 2T_i}$$

B étant compris entre 3 000 K et 5 000 K il y a, pratiquement, toujours une solution.

Une expression simplifiée de la résistance shunt de linéarisation R_ℓ peut être établie : elle a l'avantage de ne dépendre que des valeurs de la résistance R_c du capteur et non pas des paramètres de sa loi de variation thermique. Soient :

T_1 et T_2 les températures limites inférieure et supérieure de la plage de linéarisation et $R_c(T_1)$, $R_c(T_2)$ les valeurs correspondantes de la résistance du capteur ;

$T_M = \frac{T_1 + T_2}{2}$, la température du milieu de la plage de linéarisation et $R_c(T_M)$ la résistance du capteur à cette température.

La résistance du dipôle linéarisé a pour valeur :

- à T_1 : $R(T_1) = \frac{R_\ell \cdot R_c(T_1)}{R_\ell + R_c(T_1)}$, point M_1 sur la courbe $R = f(T)$ (figure 6.7) ;
- à T_2 : $R(T_2) = \frac{R_\ell \cdot R_c(T_2)}{R_\ell + R_c(T_2)}$, point M_2 sur la courbe $R = f(T)$.

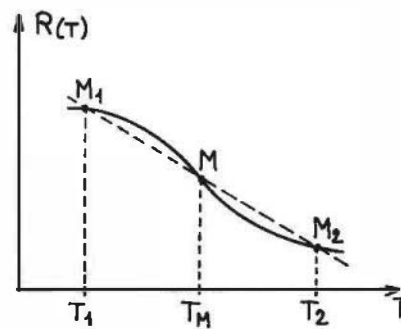


Figure 6.7 – Principe de la linéarisation par l'alignement à trois températures (T_1 , T_M , T_2) des valeurs de la résistance linéarisée.

Si la linéarisation était parfaite, la variation de $R(T)$ entre T_1 et T_2 se ferait le long du segment M_1M_2 : ce n'est en réalité pas le cas et c'est pourquoi R_ℓ est choisi en imposant à $R(T)$ de recouper le segment M_1M_2 en son milieu M qui correspond à T_M ; cette condition imposée à R_ℓ se traduit par l'équation :

$$\frac{R_\ell \cdot R_c(T_M)}{R_\ell + R_c(T_M)} = \frac{1}{2} \left(\frac{R_\ell \cdot R_c(T_1)}{R_\ell + R_c(T_1)} + \frac{R_\ell \cdot R_c(T_2)}{R_\ell + R_c(T_2)} \right)$$

On en déduit l'expression cherchée de R_ℓ :

$$R_\ell = \frac{R_c(T_M) \cdot \{R_c(T_1) + R_c(T_2)\} - 2R_c(T_1) \cdot R_c(T_2)}{R_c(T_1) + R_c(T_2) - 2R_c(T_M)}$$

Exemple. Linéarisation shunt d'une résistance de silicium (TSU 102 FA fabricant Texas Instruments) entre 0 °C et 100 °C (figure 6.13).

à $T_1 = 0$ °C, $R_c(T_1) = 826$ Ω ; à $T_2 = 100$ °C, $R_c(T_2) = 1\,651$ Ω ;

à $T_M = 50$ °C, $R_c(T_M) = 1\,194$ Ω .

L'application de la formule précédente donne : $R_\ell = 2\,585\ \Omega \cong 2\,600\ \Omega$.

La sensibilité thermique $\alpha_R(T_i)$ du dipôle linéarisé est plus faible que celle du capteur isolé :

$$\alpha_R(T_i) = \frac{1}{R(T_i)} \cdot \left(\frac{dR}{dT} \right)_{T=T_i}$$

soit :

$$\alpha_R(T_i) = \frac{R_\ell}{R_\ell + R_c(T_i)} \cdot \left(\frac{1}{R_c} \cdot \frac{dR_c}{dT} \right)_{T=T_i}$$

le terme entre crochets étant la sensibilité thermique du capteur seul. Pour une thermistance, la sensibilité thermique du montage linéarisé est cependant encore très supérieure, en général, à celle d'une résistance métallique.

■ Linéarisation série de la résistance

Il est possible de compenser la non-linéarité d'une résistance métallique par la non-linéarité opposée d'une autre résistance d'un métal convenablement choisi. Soit un capteur dont la résistance a pour expression :

$$R_c(T) = R_{c0}(1 + A_c T + B_c T^2), \quad T \text{ en } ^\circ\text{C}.$$

On lui associe en série une résistance $R_s(T)$:

$$R_s(T) = R_{s0}(1 + A_s T + B_s T^2), \quad T \text{ en } ^\circ\text{C}.$$

La résistance du dipôle ainsi constitué a pour valeur :

$$R(T) = R_{c0} + R_{s0} + (R_{c0}A_c + R_{s0}A_s)T + (R_{c0}B_c + R_{s0}B_s)T^2$$

La résistance $R(T)$ est linéarisée à condition que :

$$R_{s0} B_s = -R_{c0} B_c$$

Il est ainsi possible de linéariser un capteur à résistance de platine en plaçant en série une résistance de nickel.

■ Linéarisation du rapport potentiométrique

Un montage potentiométrique est constitué d'une résistance fixe R_1 en série avec le capteur $R_c(T)$ et alimenté par une f.é.m. E ; la tension de mesure prise aux bornes du capteur a pour expression :

$$v_m = \frac{R_c(T)}{R_1 + R_c(T)} E$$

La variation de v_m est quasi linéaire autour d'une température T_i lorsque les résistances constituant le montage potentiométrique sont telles que :

$$\left(\frac{d^2 v_m}{dT^2} \right)_{T=T_i} = 0$$

Par similitude avec le cas examiné en 6.3.2.1., on déduit immédiatement l'expression donnant la valeur de R_1 à utiliser :

$$R_1 = 2 \frac{R_c'^2(T_i)}{R_c''(T_i)} - R_c(T_i) = R_\ell$$

C'est donc une même valeur de résistance R_ℓ qui selon qu'elle est placée en série ou en parallèle avec le capteur linéarisé soit le rapport potentiométrique soit la résistance du dipôle équivalent.

Dans le cas où la tension de mesure v_{m1} est prise aux bornes de la résistance fixe :

$$v_{m1} = \frac{R_1}{R_1 + R_c(T)} E \quad \text{et} \quad v_{m1} = E - v_m$$

la linéarisation de la tension v_m aux bornes du capteur, entraîne la linéarisation de la tension v_{m1} aux bornes de $R_1 = R_\ell$; en outre, puisque $1/(R_1 + R_c(T))$ est la conductance du dipôle formé par R_1 et $R_c(T)$ en série, cette conductance est donc aussi linéarisée lorsque l'on choisit $R_1 = R_\ell$.

■ Linéarisation de la tension de mesure du pont de Wheatstone

Le pont de Wheatstone résulte de l'association de deux montages potentiométriques (R_1 et R_2 d'une part, R_3 et R_4 d'autre part), la tension de mesure v_m étant proportionnelle à la différence de leurs rapports potentiométriques :

$$v_m = E \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right).$$

Les résistances R_3 et R_4 étant fixes, la linéarisation de v_m se ramène à celle du rapport $R_2/(R_1 + R_2)$ qui est obtenue, quand $R_2 = R_c(T)$ en donnant à R_1 la valeur R_ℓ précédemment déterminée (§ 6.3.2.3).

Le pont est équilibré à la température T_i autour de laquelle v_m est linéarisé en prenant : $R_3 = R_\ell$ et $R_4 = R_c(T_i)$.

La linéarisation peut encore être améliorée par l'emploi de plusieurs (2 ou 3) capteurs différents, certains en série avec une résistance fixe, l'ensemble étant monté en parallèle : la résistance $R_c(T)$ du groupement est linéarisée comme précédemment par une résistance R_ℓ en série ou en parallèle, selon le cas.

6.3.3 Méthodes de mesure

On emploie le plus souvent l'un ou l'autre des conditionneurs de capteurs résistifs décrits au chapitre 3 :

- circuit potentiométrique à alimentation symétrique ;
- pont de Wheatstone avec montage 3 ou 4 fils ;
- alimentation par source de courant constant.

Les deux premiers montages peuvent être utilisés aussi bien en méthode de zéro qu'en déviation : il faut dans ce dernier cas tenir compte de leur non-linéarité lorsque les variations de la résistance thermométrique sont importantes.

Pour des mesures de grande précision on emploie la méthode d'opposition : c'est une méthode de zéro qui permet d'éliminer l'influence des fils de liaison. La résistance à mesurer doit être à quatre fils : deux fils pour le passage du courant et deux fils pour la mesure de la tension à ses bornes. Le montage est représenté *figure 6.8*.

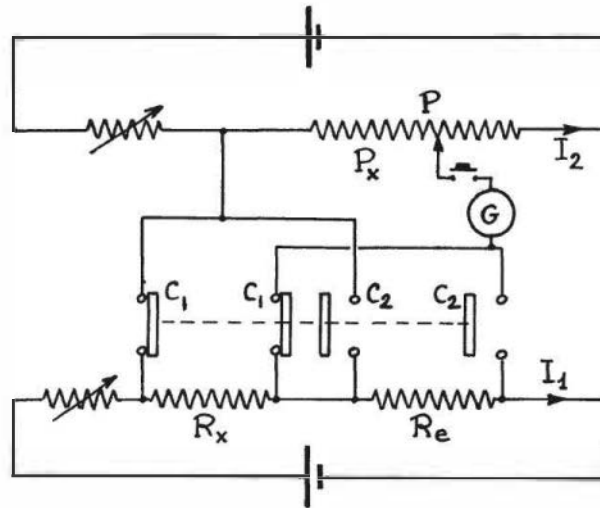


Figure 6.8 – Montage de mesure de résistance par la méthode d'opposition.

La résistance inconnue R_x , en série avec la résistance étalon R_e , est parcourue par un courant I_1 ; le potentiomètre de précision P est parcouru par un courant I_2 . Le galvanomètre G n'est parcouru par aucun courant à condition que l'on ait :

- les contacteurs C_1 et C_2 étant respectivement fermé et ouvert :

$$R_x I_1 = P_x I_2$$

- les contacteurs C_1 et C_2 étant respectivement ouvert et fermé :

$$R_e I_1 = P_e I_2$$

On en déduit :

$$R_x = \frac{P_x}{P_e} \cdot R_e$$

Si le circuit risque d'être le siège de f.é.m. thermoélectriques parasites, on effectue deux fois les mesures précédentes pour des sens opposés de I_1 et I_2 et l'on prend la moyenne des deux valeurs de R_x ainsi déterminées.

6.3.4 Influence du courant de mesure

La recherche d'une bonne sensibilité de mesure conduit à faire traverser la résistance thermométrique par un courant relativement important. Cependant, celui-ci risque alors de provoquer par effet Joule un échauffement du capteur qui peut cesser d'être négligeable et qui en tous cas doit pouvoir être estimé et minimisé : c'est pourquoi

les courants de mesure sont généralement de l'ordre du milliampère et rarement supérieurs à 10 mA.

L'échauffement du capteur par le courant i de mesure est défini par :

$$\Delta T_c = T_{ci} - T_c$$

où T_{ci} est la température du capteur parcouru par le courant i , et T_c la température – inconnue – qu'aurait le capteur en l'absence de courant.

La température T_{ci} résulte des divers apports de puissance :

- $P_{xc} = G_{\theta_{xc}}(T_x - T_{ci})$ en provenance du milieu étudié ;
- $P_{ac} = G_{\theta_{ac}}(T_a - T_{ci})$ échangée avec le milieu extérieur ;
- $P_j = R_{ci} \cdot i^2$ résultant de l'effet Joule du courant de mesure, R_{ci} étant la résistance électrique du capteur à la température T_{ci} .

Les conductances thermiques $G_{\theta_{xc}}$ et $G_{\theta_{ac}}$ ont été définies au § 6.2.1.1.

À l'équilibre thermique la somme de ces puissances est nulle ; on en déduit successivement :

$$T_{ci} = \frac{G_{\theta_{xc}} T_x + G_{\theta_{ac}} T_a + R_{ci} i^2}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}}$$

$$\Delta T_c = \frac{R_{ci} i^2}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}} \quad \text{puisque} \quad T_c = \frac{G_{\theta_{xc}} T_x + G_{\theta_{ac}} T_a}{G_{\theta_{xc}} + G_{\theta_{ac}}}$$

Pour une sonde bien conçue, on doit avoir, ainsi que cela a été vu au § 6.2.1

$$G_{\theta_{xc}} \gg G_{\theta_{ac}},$$

dans ces conditions, l'échauffement dû au courant de mesure est :

$$\Delta T_c = R_{\theta_{xc}} \cdot R_{ci} i^2$$

Lorsque $R_{\theta_{xc}}$ est connu, la mesure de R_{ci} pour une valeur déterminée de i permet de calculer ΔT_c et de corriger en conséquence la courbe d'étalonnage du capteur.

Ainsi par exemple, pour une certaine sonde de platine, placée dans l'air au repos :

$$R_{\theta_{xc}} = 30 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{W}$$

Pour un courant $i = 5 \text{ mA}$, on mesure une résistance $R_{ci} = 340,23 \text{ } \Omega$ correspondant à une température T_{ci} de $684,00 \text{ } ^\circ\text{C}$; l'autoéchauffement du capteur étant égal à : $0,25 \text{ } ^\circ\text{C}$, la température corrigée est $683,75 \text{ } ^\circ\text{C}$.

En fait la valeur de $R_{\theta_{xc}}$ peut être déterminée dans des conditions expérimentales données par deux mesures de résistance pour deux courants différents.

Soient R_{ci_1} et R_{ci_2} les résistances mesurées pour les courants i_1 et i_2 respectivement.

On a :

$$T_{ci_1} = T_c + R_{\theta_{xc}} \cdot R_{ci_1} i_1^2$$

$$T_{ci_2} = T_c + R_{\theta_{xc}} \cdot R_{ci_2} i_2^2$$

d'où

$$R_{\theta_{xc}} = \frac{T_{ci_2} - T_{ci_1}}{R_{ci_2} i_2^2 - R_{ci_1} i_1^2} = \frac{\Delta T_{c21}}{R_{ci_2} i_2^2 - R_{ci_1} i_1^2}$$

Pour tout autre courant de mesure i et pour un milieu étudié identique, l'autoéchauffement de la sonde a pour valeur

$$\Delta T_c = \frac{\Delta T_{c21}}{R_{ci_2} i_2^2 - R_{ci_1} i_1^2} \cdot R_{ci} i^2$$

R_{ci} étant la valeur de la résistance mesurée dans ce cas.

Si les résistances R_{ci_1} , R_{ci_2} , R_{ci} sont voisines on a pratiquement :

$$\Delta T_c = \frac{\Delta T_{c21}}{i_2^2 - i_1^2} \cdot i^2$$

Une autre méthode d'élimination de l'influence du courant de mesure consiste à calculer à partir des valeurs R_{ci_1} et R_{ci_2} obtenues pour les courants i_1 et i_2 , la valeur R_c de la résistance du capteur pour $i = 0$. Le calcul est mené dans l'hypothèse généralement vérifiée que l'échauffement est suffisamment faible pour que le coefficient thermique α_R de la résistance puisse être considéré comme constant.

Ainsi, pour le courant i_1 on a :

$$R_{ci_1} = R_c (1 + \alpha_R \Delta T_{c1}) \quad \text{avec} \quad \Delta T_{c1} = R_{\theta_{xc}} R_{ci_1} i_1^2$$

De même pour le courant i_2 on a :

$$R_{ci_2} = R_c (1 + \alpha_R \Delta T_{c2}) \quad \text{avec} \quad \Delta T_{c2} = R_{\theta_{xc}} R_{ci_2} i_2^2$$

On en déduit successivement :

$$R_{ci_1} - R_c = R_c \alpha_R R_{\theta_{xc}} R_{ci_1} i_1^2$$

$$R_{ci_2} - R_c = R_c \alpha_R R_{\theta_{xc}} R_{ci_2} i_2^2$$

dont on tire finalement, en posant $i_2/i_1 = n$:

$$R_c = \frac{(n^2 - 1) \cdot R_{ci_1} \cdot R_{ci_2}}{n^2 \cdot R_{ci_2} - R_{ci_1}}$$

En pratique, la nécessité d'une correction de l'autoéchauffement de la sonde dépend de la précision de mesure recherchée. Quand l'on connaît une valeur maximale $R_{\theta_{xc})_{\max}}$ de la résistance thermique dans les conditions de mesure, on peut calculer le courant maximum en dessous duquel la correction devient nettement inférieure à l'erreur de précision admise.

Si, par exemple, on souhaite effectuer une mesure avec une incertitude inférieure à $\delta T = 10^{-1} \text{ } ^\circ\text{C}$, connaissant une limite maximale de la résistance thermique $R_{\theta_{xc})_{\max}}$ on peut déterminer une valeur maximale de i pour que l'échauffement ΔT_{ci} soit inférieur à une fraction donnée de δT soit par exemple : $\Delta T_{ci} < 0,2 \delta T$

qui entraîne :

$$i < \sqrt{\frac{2 \cdot 10^{-2}}{R_{\theta_{xc})_{\max}} \cdot R_c}}$$

Ainsi, pour $R_{\theta_{xc})_{\max}} = 70 \text{ }^\circ\text{C/W}$, air au repos, et R_c de l'ordre de $300 \text{ } \Omega$: $i < 1 \text{ mA}$. Par contre, la même sonde placée dans un liquide en mouvement aura une résistance thermique $R_{\theta_{xc})_{\max}} = 2 \text{ }^\circ\text{C/W}$ et permettra l'utilisation d'un courant de mesure plus de 5 fois supérieur sans que l'autoéchauffement ne dépasse $2 \cdot 10^{-2} \text{ }^\circ\text{C}$.

Il est important de noter que la puissance dissipée par effet Joule est maximale dans le capteur lorsque sa résistance est égale à celle du générateur équivalent qui l'alimente. Lorsque le capteur est placé dans une branche d'un pont de Wheatstone alimenté par une source de tension, la puissance dissipée est maximale lorsque sa résistance est égale à celle de la branche contiguë parcourue par le même courant.

6.3.5 Résistances métalliques

■ Théorie élémentaire de la conductivité métallique

Le courant électrique dans un métal est dû au déplacement d'électrons libres : un réseau cristallin parfaitement périodique ne présenterait aucun obstacle à leur mouvement et sa résistance électrique serait nulle. Celle-ci trouve son origine dans le caractère non parfaitement périodique du réseau qui résulte :

- d'une part, de son agitation thermique,
- d'autre part, de la présence éventuelle d'impuretés ou de défauts.

Dans une théorie classique du phénomène, l'électron (masse m , charge q) accéléré par le champ électrique E subit des collisions qui, à chaque fois, ramènent à zéro sa vitesse : soit τ (temps de relaxation) la durée moyenne entre deux chocs, $n_c = 1/\tau$ étant le nombre moyen de chocs par seconde. L'équation du mouvement de l'électron dans la direction du champ appliqué :

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} = q \cdot E$$

permet de calculer sa vitesse moyenne de déplacement :

$$v = \frac{q\tau}{2m} \cdot E$$

Le nombre d'électrons libres par unité de volume étant N , la densité de courant s'écrit :

$$j = Nqv = \frac{Nq^2\tau}{2m} \cdot E$$

et la résistivité a pour expression :

$$\rho = \frac{2m}{Nq^2\tau}$$

Tout facteur physique susceptible de modifier τ , c'est-à-dire le nombre de chocs par seconde, agit donc sur la résistivité.

Influence de la température

Chaque atome (masse M) du réseau oscille autour de sa position moyenne, soumis à une force de rappel Cx , x étant son déplacement.

L'équation du mouvement :

$$M \frac{d^2 x}{dt^2} + Cx = 0$$

permet de déterminer :

- l'énergie potentielle moyenne d'un atome : $w = \frac{1}{2} C \overline{x^2}$;
- la fréquence des oscillations : $\nu = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{M}}$.

La température caractéristique d'Einstein θ est définie par :

$$h\nu = k \theta$$

h : constante de Planck : $6,62 \cdot 10^{-34}$ Js, k : constante de Boltzmann : $1,38 \cdot 10^{-23}$ JK⁻¹ ;

θ a pour valeur : 375 K pour Ni, 333 K pour Cu et 240 K pour Pt.

On montre que pour $T > \theta$:

$$w = \frac{1}{2} k T$$

d'où :

$$\overline{x^2} = \frac{k}{C} T = \frac{h^2 T}{4 \pi^2 k M \theta^2}$$

Le temps de relaxation τ est inversement proportionnel à $\overline{x^2}$; il en résulte que pour $T > \theta$:

$$\rho \sim \frac{1}{N M \theta^2} \cdot T$$

En réalité, dans ce domaine de température la résistivité ne varie pas strictement linéairement ce qui peut être dû selon les cas :

- à la dilatation du réseau ;
- à l'influence sur τ de l'énergie des électrons.

Aux basses températures ($T \ll \theta$) la résistivité n'est plus une fonction quasi linéaire de T et décroît plus rapidement avec T ; elle varie généralement comme T^n ($n > 1$).

Influence des impuretés et défauts du réseau

La présence d'impuretés ou défauts accroît le nombre de collisions par seconde : aux collisions $n_c(T)$ dues à l'agitation thermique s'ajoutent celles dues aux impuretés et défauts $n_c(i)$:

$$n_c = n_c(T) + n_c(i)$$

soit :

$$\frac{1}{\tau} = \frac{1}{\tau(T)} + \frac{1}{\tau(i)}$$

L'expression précédente de la résistivité peut dès lors se décomposer en deux termes :

$$\rho = \frac{2m}{Nq^2} \cdot \frac{1}{\tau(T)} + \frac{2m}{Nq^2} \cdot \frac{1}{\tau(i)}$$

soit $\rho = \rho(T) + \rho(i)$.

À très basse température $\rho(T) \ll \rho(i)$: la résistivité devient indépendante de la température et ne dépend que des impuretés et des défauts de la structure du métal : c'est la règle de Mathiessen.

La sensibilité thermique α_ρ est définie par l'expression :

$$\alpha_\rho = \frac{1}{\rho} \cdot \frac{\partial \rho}{\partial T}$$

soit :

$$\alpha_\rho = \frac{1}{\rho(T) + \rho(i)} \cdot \frac{\partial \rho(T)}{\partial T}$$

La présence d'impuretés ou de défauts de structure entraîne par le terme $\rho(i)$ une réduction de la sensibilité thermique : ceci explique l'importance de la pureté des métaux et de l'absence de contraintes pour l'obtention d'une sensibilité thermique parfaitement définie et maximale.

■ Critères de choix d'un métal

Selon le domaine de température où elles seront utilisées et des qualités particulières recherchées, on réalise les résistances en platine, en nickel et, plus rarement, en cuivre et en tungstène.

Le platine peut être obtenu avec une très grande pureté (99,999 %) ce qui permet de fixer avec une bonne précision ses propriétés électriques ; son inertie chimique et l'absence de modifications cristallines assurent la stabilité de ses caractéristiques électriques. L'interchangeabilité des sondes à résistance de platine est une conséquence de la précision avec laquelle peuvent être fixées leurs caractéristiques et de leur stabilité. Elles sont utilisées de -200 °C jusqu'à $1\,000$ °C, lorsque leur enveloppe de protection le permet.

L'intérêt du nickel réside dans sa sensibilité thermique supérieure : entre 0 °C et 100 °C sa résistance est multipliée par 1,617 alors que celle du platine est multipliée par 1,385 ; par contre sa réactivité chimique, risque d'oxydation en particulier, peut affecter sa stabilité et limite en général son utilisation à des températures inférieures à 250 °C.

Le cuivre a trouvé des applications à cause de la très grande linéarité de ses variations thermiques de résistance ; cependant sa réactivité chimique ne permet pas son emploi au-delà de 180 °C et sa faible résistivité amène, toutes choses par ailleurs égales, à utiliser de plus grandes longueurs de fil d'où un encombrement pouvant être prohibitif.

Le tungstène a une sensibilité thermique de la résistance supérieure à celle du platine au-dessus de 100 K et il est utilisable à des températures plus élevées que le platine avec une linéarité supérieure. Le tungstène peut être obtenu en fils très fins permettant la réalisation de résistances de valeurs élevées ou, pour une valeur donnée, d'encombrement minimum. Cependant il est difficile de faire disparaître complètement par recuit les contraintes créées par le tréfilage : il en résulte une stabilité inférieure à celle des résistances de platine.

Le *tableau 6.5* indique, pour les métaux précédemment considérés les valeurs d'un certain nombre de caractéristiques physiques importantes :

- T_f : température de fusion ; c : chaleur massique à 20 °C ;
- λ_t : conductivité thermique ; α_ℓ : coefficient de dilatation linéaire ;
- ρ : résistivité à 20 °C ; α_ρ : coefficient de température de ρ , à 20 °C.

Tableau 6.5

	Cuivre	Nickel	Platine	Tungstène
T_f (°C)	1 083	1 453	1 769	3 380
c (J °C ⁻¹ kg ⁻¹)	400	450	135	125
λ_t (W °C ⁻¹ m ⁻¹)	400	90	73	120
α_ℓ (°C ⁻¹)	$16,7 \cdot 10^{-5}$	$12,8 \cdot 10^{-6}$	$8,9 \cdot 10^{-6}$	$6 \cdot 10^{-6}$
ρ (Ω.m)	$1,72 \cdot 10^{-8}$	$10 \cdot 10^{-8}$	$10,6 \cdot 10^{-8}$	$5,52 \cdot 10^{-8}$
α_ρ (°C ⁻¹)	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$4,7 \cdot 10^{-3}$	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$

■ Réalisation de la sonde thermométrique

Valeurs de la résistance et dimensionnement du fil

D'une façon générale, la variation thermique de résistance $\Delta R = R\alpha_R \Delta T$ produit une tension de mesure $v_m = \Delta R \cdot i$, i étant le courant de mesure qui est limité à quelques milliampères pour réduire l'autoéchauffement de la sonde. Afin d'obtenir une bonne sensibilité, on est donc conduit à utiliser des résistances de valeurs relativement importantes ce qui implique :

- une réduction de la section du fil, qui est limitée par la fragilité qu'elle entraîne ;
- un accroissement de la longueur du fil qui est limitée par l'encombrement qui en résulte.

Un compromis satisfaisant est généralement obtenu en fixant à 100 Ω la résistance à 0 °C, d'où il résulte, dans le cas du platine, un diamètre de fil de l'ordre de quelques dizaines de microns et une longueur de fil d'environ une dizaine de centimètres. Après bobinage du fil, la longueur de la sonde est de l'ordre du centimètre. Il faut cependant signaler l'existence sur le marché de sondes de valeur à 0 °C : 50 Ω, 500 Ω, 1 000 Ω, les valeurs élevées trouvant leur application aux basses températures où elles permettent de conserver à la mesure une bonne sensibilité.

Sondes à immersion

Elles sont destinées à être plongées dans le milieu dont la température est à mesurer et sont constituées à partir d'un bobinage hélicoïdal. Ce dernier peut être de type non inductif afin de permettre les mesures en courant alternatif et pour réduire les inductions parasites. Les facteurs à prendre en compte pour la réalisation sont les suivants :

1. l'extension du domaine d'emploi en température ;
2. la protection contre l'altération chimique ;
3. la protection vis-à-vis des chocs et vibrations ;
4. la reproductibilité des mesures liée à l'absence de contraintes suscitées par la différence des coefficients de dilatation du métal et de son support et qui modifient la sensibilité thermique de la résistance ;
5. la vitesse de réponse qui est d'autant plus élevée que la capacité calorifique de la sonde et la résistance thermique entre capteur et milieu étudié sont plus faibles.

Pour les résistances de platine utilisées en étalons (*figure 6.9*) ce sont les points 1, 2 et 4 qui sont primordiaux car dans cet emploi les conditions de mesure les mettent généralement à l'abri des chocs et vibrations. Le fil est bobiné sur un support isolant (quartz, alumine) : sa fixation qui est ponctuelle, lui permet une libre dilatation mais le rend fragile en cas de chocs ou vibrations. Le bobinage est placé dans une gaine d'acier étanche, la sortie des fils se faisant à travers des passages isolants. La gaine est remplie d'un gaz chimiquement inerte, bon conducteur thermique (hélium par exemple) ; cependant la vitesse de réponse est moindre qu'avec une liaison thermique assurée par un milieu solide.

Pour les usages industriels, la nécessité d'assurer une protection efficace contre les chocs et vibrations a imposé l'emploi de sondes bobinées enrobées dans le verre ou la céramique et placées dans une gaine d'acier étanche (*figure 6.10*). Il est important dans ce cas de veiller :

- à la compatibilité des coefficients de dilatation de l'enrobage et du métal afin d'éviter toute contrainte sur ce dernier ;
- au caractère parfaitement isolant de l'enrobage et à l'absence en son sein de toute électrolyse susceptible d'altérer le métal. C'est pour cette raison qu'à chaque type d'enrobage correspond une température limite supérieure d'emploi : 500 °C pour les verres, 1 000 °C pour les céramiques.

La faible résistance thermique de l'enrobage permet d'assurer un temps de réponse en général satisfaisant :

- de l'ordre de la seconde dans l'eau (ν : 0,2 m/s) ;
- de l'ordre de quelques dizaines de secondes dans l'air (ν : 1 m/s).

Une réduction appréciable du temps de réponse, divisé par 3, a été obtenue par l'utilisation des techniques de fabrication des circuits intégrés qui ont permis la réalisation de résistances de platine sous forme de film déposé sur un substrat d'alumine et protégé par une mince couche de céramique.

Il y a lieu de noter que dans ce cas, la loi de variation thermique de la résistance est différente de celle du platine en fil : la sensibilité α_R à 300 K d'un film est de l'ordre

de 30 à 80 % de celle du fil ; en outre, aux basses températures l'importance de la résistance résiduelle réduit considérablement la sensibilité.

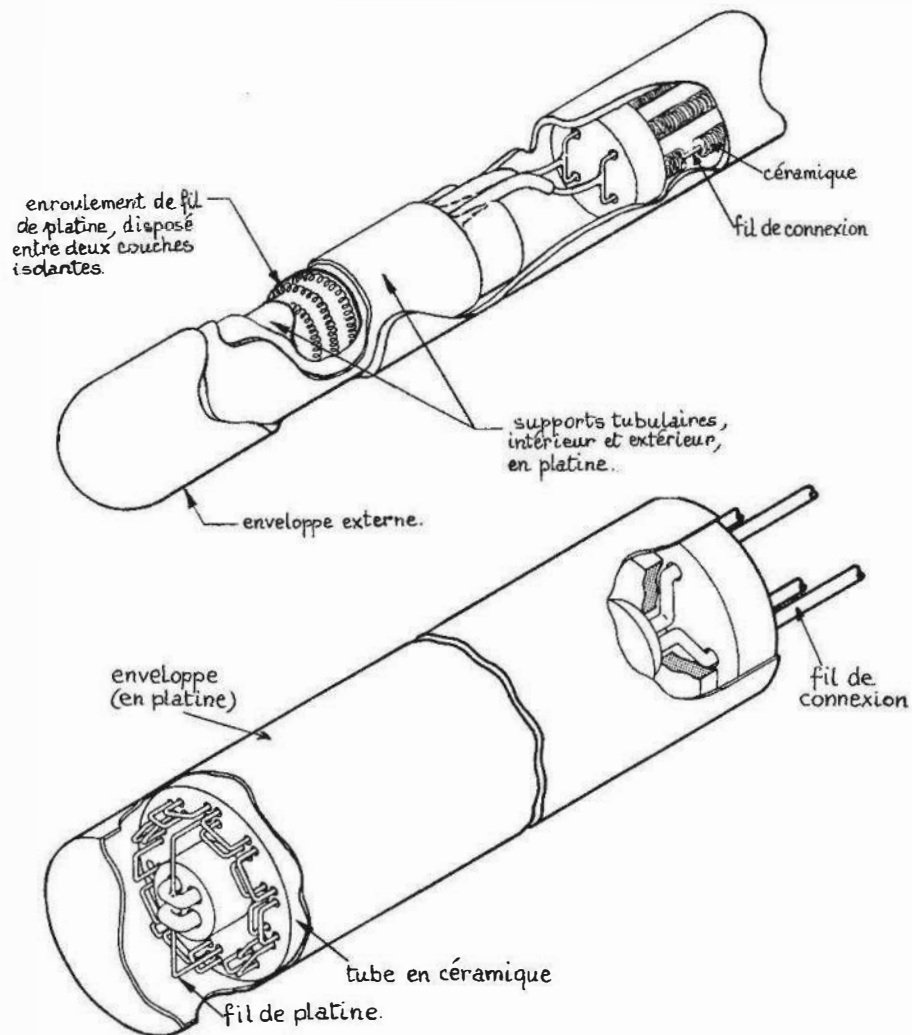


Figure 6.9 – Exemples de réalisation de résistances étalons en platine (Doc. Rosemount).

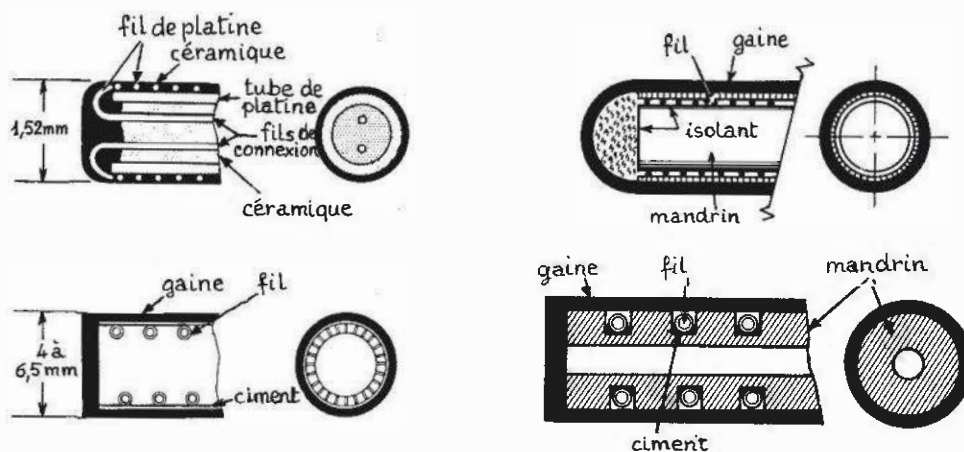


Figure 6.10 – Exemples de réalisation de sondes industrielles à résistance de platine (Doc. Rosemount).

Les fils de liaison à la résistance thermométrique (4 pour les sondes étalons, 2 pour les sondes industrielles) sont en général en platine ou en nickel ; leur diamètre doit être assez important pour que leur résistance et ses variations thermiques demeurent négligeables par rapport à celles du capteur proprement dit.

Sondes de surface

Destinées à la mesure des températures superficielles elles se présentent comme des jauges d'extensométrie (figure 6.11).

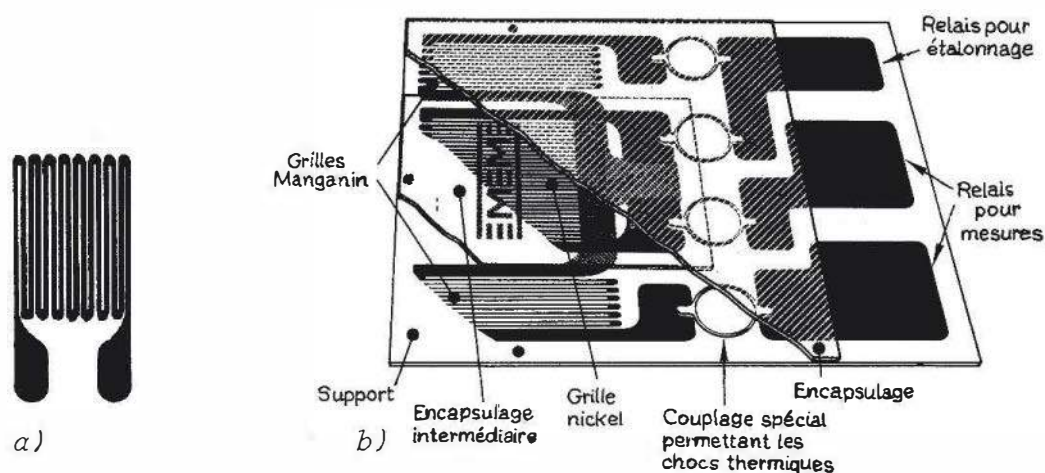


Figure 6.11 – Sondes de température de surface : a) grille de nickel ; b) sonde linéarisée par mise en série d'une grille de nickel et deux grilles de manganin, leur non-linéarité étant opposée (Doc. Vishay-Micromesures).

Elles sont réalisées par des procédés photochimiques, généralement en nickel, en alliage fer-nickel ou pour les mesures les plus précises en platine. L'épaisseur du métal est de quelques microns et les dimensions de la résistance de l'ordre du cm. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

- sensibilité thermique de la résistance :
 - de l'ordre de $5 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$ pour le nickel et le fer-nickel,
 - $3,98 \cdot 10^{-3} / ^\circ\text{C}$ pour le platine.
- plage d'utilisation :
 - de $-195 \text{ } ^\circ\text{C}$ à $260 \text{ } ^\circ\text{C}$ pour le nickel et le fer-nickel,
 - de $-260 \text{ } ^\circ\text{C}$ à $1\,400 \text{ } ^\circ\text{C}$ pour le platine.

La variation thermique des résistances de nickel et de fer-nickel étant à caractère non linéaire prononcé, on linéarise la réponse du capteur par l'un ou l'autre procédé précédemment mentionné (§ 6.3.2) : mise en parallèle d'une résistance fixe ou mise en série d'une résistance dont la non-linéarité est de sens opposé.

Ces sondes sont collées sur la surface dont la température est à mesurer : leur rapport surface-volume élevé et la faible résistance thermique de leur support assurent un temps de réponse très court (de l'ordre de la milliseconde). Il y a lieu de noter

que la sonde thermométrique est en principe sensible, comme une jauge d'extensométrie, aux déformations de la structure sur laquelle elle est collée. Cependant, mis à part le cas de très fortes déformations et de faibles variations de température, la variation thermique de résistance est très supérieure à la variation de résistance due à la déformation. Le coefficient de jauge du nickel dépend de la déformation : il est plus faible en compression ; c'est pourquoi, si l'on ne peut coller la jauge sur une zone de déformation nulle, c'est sur une zone comprimée qu'il est préférable de la fixer.

Une autre source d'erreur possible provient de la déformation entraînée par la différence des dilatations de la jauge et de la structure sous-jacente : l'effet est surtout important aux températures supérieures à l'ambiante. C'est pourquoi le constructeur fournit des tables $R(T)$ en fonction de la nature de la structure.

■ Relation résistance-température

Résistance de platine

Dans une plage de température qui s'étend d'environ -200 °C jusqu'au voisinage de 650 °C , la valeur de la résistance d'un fil de platine très pur permet de définir sa température à moins de $0,1\text{ °C}$ près, à partir de la formule de Calendar – Van Dusen :

$$\frac{R(T)}{R(0)} = 1 + \alpha \left[T - \delta \left[\frac{T - 100}{100} \right] \frac{T}{100} - \beta \left[\frac{T - 100}{100} \right] \left[\frac{T}{100} \right]^3 \right]$$

où T est exprimé en °C et $\beta = 0$ pour $T > 0\text{ °C}$.

L'extrapolation de cette formule jusqu'à la température de solidification de l'or, $1\,064,43\text{ °C}$ à pression atmosphérique normale (p.a.n) n'entraîne pas d'erreur supérieure à 2 °C .

La formule de Calendar – Van Dusen peut encore être écrite sous forme équivalente :

$$\frac{R(T)}{R(0)} = 1 + AT + BT^2 + C(T - 100)T^3$$

où $A = \alpha \left(1 + \frac{\delta}{100} \right)$, $B = -\alpha\delta \cdot 10^{-4}$

$C = -\alpha\beta \cdot 10^{-8}$ pour $T < 0\text{ °C}$ et $C = 0$ pour $T > 0\text{ °C}$

Quatre mesures de la résistance à des températures connues avec précision permettent la détermination des valeurs numériques nécessaires :

$R(0)$ est la résistance mesurée à 0 °C ,

α est déduit de la valeur précédente et de celle mesurée à 100 °C :

$$\alpha = \frac{R(100) - R(0)}{100 \cdot R(0)}$$

δ peut ensuite être calculé, connaissant la résistance mesurée, par exemple, à la température d'ébullition du soufre ($444,6\text{ °C}$ à p.a.n.),

β résulte, enfin, d'une mesure à basse température, généralement la température d'ébullition de l'oxygène ($-182,97\text{ °C}$ à p.a.n.).

Pour une résistance de platine de grande pureté et dénuée de contrainte mécanique, un constructeur (Rosemount) indique les valeurs numériques suivantes :

$$\alpha = 0,00392 / \text{°C}, \quad \delta = 1,492 \text{ °C},$$

$$\beta = 0,11 \text{ °C pour } T < 0 \text{ °C et } \beta = 0 \text{ pour } T > 0 \text{ °C},$$

soit :

$$A = 3,90802 \cdot 10^{-3} / \text{°C}, \quad B = -5,80195 \cdot 10^{-7} / \text{°C}^2$$

$$C = -4,27350 \cdot 10^{-12} / \text{°C}^4 \text{ pour } T < 0 \text{ °C et } C = 0 \text{ pour } T > 0 \text{ °C}.$$

Cependant il n'est pas possible, même pour du platine de très grande pureté de donner des valeurs uniques et précises de ces coefficients car des différences dans de faibles concentrations d'impuretés peuvent avoir une influence marquée sur la résistivité, en particulier aux très basses températures (influence de la résistivité résiduelle). En outre, le montage de la résistance sur son support et son enrobage éventuel peuvent être à l'origine de contraintes mécaniques (dilatation différentielle) qui modifient la sensibilité thermique. C'est pourquoi, afin d'assurer l'interchangeabilité des capteurs à usage industriel, ont été établies des normes de variation thermique de la résistance de platine. Par un choix judicieux de la pureté du platine et en tenant compte de l'influence du montage et de l'enrobage de la résistance, le constructeur garantit le respect de la norme avec une tolérance spécifiée. Cette dernière tient compte à la fois de l'incertitude sur la valeur de la résistance à 0 °C et de la dispersion des valeurs des divers coefficients de la loi de variation thermique. L'une des normes les plus couramment suivies est la norme DIN 43760 dont les valeurs de base de la résistance et les tolérances associées sont indiquées dans l'Annexe du présent chapitre.

Résistance de nickel

Entre -60 °C et $+70\text{ °C}$ la variation thermique de la résistance de nickel est convenablement représentée par l'expression :

$$R(T) = R_0(1 + AT + BT^2), \quad T \text{ en } \text{°C}$$

où R_0 est la résistance à 0 °C

et $A = 5,49167 \cdot 10^{-3} / \text{°C}$ et $B = 6,666667 \cdot 10^{-6} / \text{°C}^2$.

La norme DIN 43760 fournit les valeurs de base entre -60 °C et 180 °C ainsi que les tolérances (*tableau 6.6*).

Tableau 6.6

Température (°C)	Valeur de base (Ω)	Tolérances	
		(Ω)	(°C)
-60	69,5	$\pm 1,0$	$\pm 2,1$
0	100,0	$\pm 0,1$	$\pm 0,2$
100	161,7	$\pm 0,8$	$\pm 1,1$
180	223,1	$\pm 1,3$	$\pm 1,5$

6.3.6 Thermistances

■ Caractéristiques générales

La propriété primordiale de ce type de résistance est une sensibilité thermique très supérieure, de l'ordre de 10 fois, à celle des résistances métalliques; en outre leur coefficient de température est généralement négatif et dépend fortement de T .

Elles sont constituées à partir de mélanges d'oxydes métalliques semi-conducteurs polycristallins tels que :

MgO , $MgAl_2O_4$, Mn_2O_3 , Fe_3O_4 , Co_2O_3 , NiO , $ZnTiO_4$.

Les oxydes en poudre sont agglomérés, mis en forme par compression et durcis par frittage à des températures de l'ordre de 1 000 °C sous atmosphère contrôlée. Les fils métalliques de liaison sont soudés en deux points de la surface semi-conductrice préalablement métallisés. Les thermistances sont disponibles sous des formes variées : disques, cylindres, anneaux, perles, l'élément sensible pouvant être ou non protégé par enrobage ou encapsulage. Les valeurs élevées de la résistivité des matériaux employés permettent d'obtenir des résistances de valeurs appropriées avec de faibles quantités de matière et donc sous dimensions réduites (de l'ordre du mm) ; il en résulte :

- un faible encombrement permettant la mesure quasi ponctuelle de la température ;
- une capacité calorifique réduite rendant possible des vitesses de réponse élevées.

La stabilité d'une thermistance dépend de sa réalisation et des conditions d'emploi. L'enrobage ou l'encapsulage de la résistance la protège vis-à-vis de l'altération chimique et accroît sa stabilité. Les chocs thermiques doivent être évités car ils peuvent provoquer une fissuration du matériau. Le domaine d'emploi des thermistances, selon leur type, est compris entre quelques degrés absolus et environ 300 °C ; elles peuvent être utilisées au-delà de cette limite mais avec un risque non négligeable d'évolution appréciable de leur résistance.

À moins d'effectuer une sélection par tri, l'interchangeabilité de thermistances d'un même type est médiocre, les tolérances habituelles étant de $\pm 10\%$ de la valeur nominale.

■ Théorie élémentaire de la conductivité des thermistances

De façon générale la conductivité σ d'un semi-conducteur a pour expression

$$\sigma = q(\mu_n n + \mu_p p)$$

où μ_n et μ_p sont respectivement la mobilité des électrons libres de densité n , et des trous de densité p , q étant leur charge : $1,6 \cdot 10^{-19}$ C .

Contrairement aux métaux où l'influence de la température s'exerce de façon prédominante sur la mobilité des électrons dont la densité demeure constante, dans le cas des semi-conducteurs considérés, c'est la densité de charges libres qui est principalement affectée par la température.

L'agitation thermique en provoquant la rupture de liaisons interatomiques entraîne la libération de paires électron-trou. Le nombre de paires G ainsi formées, par unité

de temps et de volume est :

$$G = A \cdot T^a \cdot \exp(-qE_i/kT)$$

où T est la température absolue du semi-conducteur, E_i l'énergie nécessaire pour rompre une liaison, A et a des constantes pour un matériau donné. Cependant un électron et un trou libres peuvent se recombiner et reconstituer une liaison : le nombre R de recombinaisons par unité de temps et de volume est proportionnel aux densités n et p de charges libres :

$$R = r \cdot n p$$

où r est le coefficient de recombinaison et, puisque :

$$n = p \text{ (génération par paires)}$$

on a :

$$R = r n^2$$

À l'équilibre, la densité de charges libres est constante :

$$G = R$$

soit

$$n = \left(\frac{AT^a}{r} \right)^{1/2} \cdot \exp(-qE_i/2kT)$$

En tenant compte de l'influence de T sur les mobilités μ_n et μ_p , la conductivité peut se mettre sous la forme :

$$\sigma = C \cdot T^b \exp(-\beta/T)$$

où C est une constante caractéristique du matériau, ainsi que b dont les valeurs sont de l'ordre de 1 à 4 et $\beta = qE_i/2k$.

■ Relation résistance-température

L'expression de la conductivité σ calculée au paragraphe précédent conduit à écrire la résistance sous la forme :

$$R(T) = R_o \left(\frac{T}{T_o} \right)^{-b} \cdot \exp \left(\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right) \right)$$

R_o étant la résistance à la température absolue T_o .

La sensibilité thermique déduite de la formule précédente s'écrit :

$$\alpha_R = \frac{\beta + bT}{T^2}$$

L'influence sur la résistance du terme exponentiel étant prépondérante on exprime celle-ci généralement sous la forme plus condensée :

$$R(T) = R_o \exp B \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_o} \right)$$

quitte à considérer B comme pouvant dépendre de la température. Dans ces conditions la sensibilité thermique a pour expression :

$$\alpha_R = -B/T^2$$

la valeur de B étant comprise généralement entre 3 000 et 5 000 K.

À titre d'exemple, on a représenté *figure 6.12a* en échelle semi-logarithmique la variation de résistance en fonction de $1/T$ d'une thermistance (UUA 32 J4 . Omega).

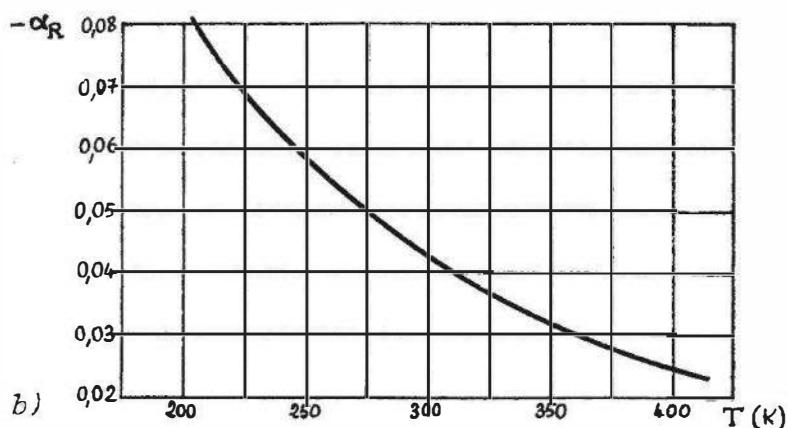
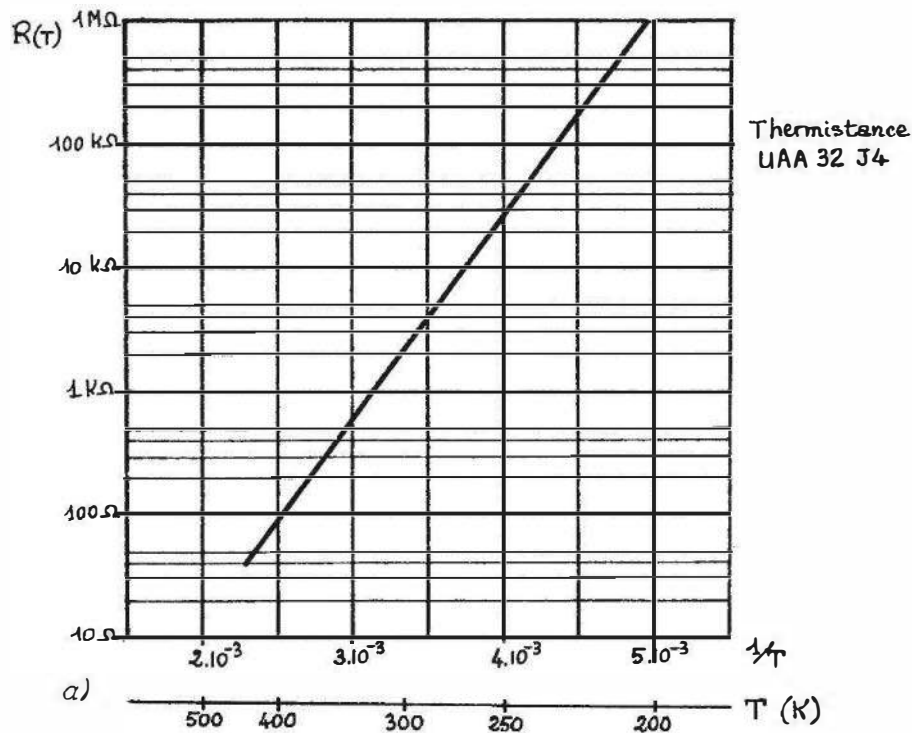


Figure 6.12 – Variations thermiques des caractéristiques d'une thermistance : a) résistance ; b) sensibilité thermique (Doc. Omega Eng. Inc).

La *figure 6.12b* montre pour la même thermistance la variation de α_R en fonction de T : α_R décroît à température croissante mais ses valeurs demeurent, dans la plage d'utilisation, très supérieures à celles de résistances métalliques. La valeur de B pour cette thermistance est de 3 200 K à -80°C et elle croît à 4 150 K pour 150°C ce

qui correspond à $\beta = 2\,600\text{ K}$ et $b = 3,60$. Dans un domaine restreint de température, cas fréquent d'utilisation d'une thermistance, B peut être considéré comme constant : c'est ainsi que pour la thermistance considérée

$$B = 4\,111\text{ K à } 100\text{ °C} \quad \text{et} \quad B = 4\,130\text{ K à } 110\text{ °C}$$

La très grande sensibilité thermique des thermistances les rend particulièrement aptes à la détection et à la mesure de très faibles variations de température (10^{-4} à 10^{-3} K).

Les thermistances peuvent être utilisées sans problème majeur de stabilité, de quelques degrés absolus jusqu'à environ 300 °C . Au-delà de cette température il faut choisir des matériaux spéciaux, carbure de silicium par exemple, et assurer les protections contre l'altération chimique afin de garantir la stabilité dans les limites nécessaires.

Les variations de résistance en fonction de la température peuvent être considérables ; l'appareillage de mesure étant en général adapté à un certain ordre de grandeur de la résistance à mesurer, on utilise donc une thermistance donnée dans un intervalle relativement restreint de 50 à 100 °C au maximum. Lorsqu'il faut effectuer des mesures dans un intervalle plus étendu, il est le plus souvent nécessaire d'utiliser successivement des thermistances différentes dont les résistances sont convenablement choisies.

Pour des mesures à basse température, on utilise des thermistances ayant une faible résistance à 25 °C (50 ou $100\ \Omega$ par exemple) alors que pour des mesures à température élevée on emploie des thermistances ayant à 25 °C une résistance importante (100 à $500\text{ k}\Omega$ par exemple), le choix d'une valeur précise dépendant de l'appareillage de mesure.

6.3.7 Résistance de silicium

Ce type de résistance semi-conductrice se distingue des thermistances précédemment étudiées par les points suivants :

- le coefficient de température de la résistivité est positif, de l'ordre de $0,7\ \%/^{\circ}\text{C}$ à 25 °C , et sa variation thermique plus réduite permet une excellente linéarisation du capteur dans tout le domaine d'emploi au moyen d'une seule résistance fixe placée, selon le circuit de mesure, en série ou en parallèle (*figure 6.13*) ;
- l'interchangeabilité est très bonne, conséquence de la précision inhérente à la technique de fabrication ;
- le domaine d'emploi est limité de -50 °C à 120 °C .

Ces résistances sont fabriquées par le procédé Planar : diffusion d'impuretés, généralement de type N, à travers l'ouverture d'un masque dans une tranche de silicium monocristallin. Le contrôle rigoureux des paramètres fixant la valeur de la résistance permet d'en réduire la dispersion à moins de $1\ \%$ de la valeur nominale.

La variation thermique de la résistivité du silicium dépend de son dopage et de la température.

On peut distinguer deux domaines de température (*figure 8.10*).

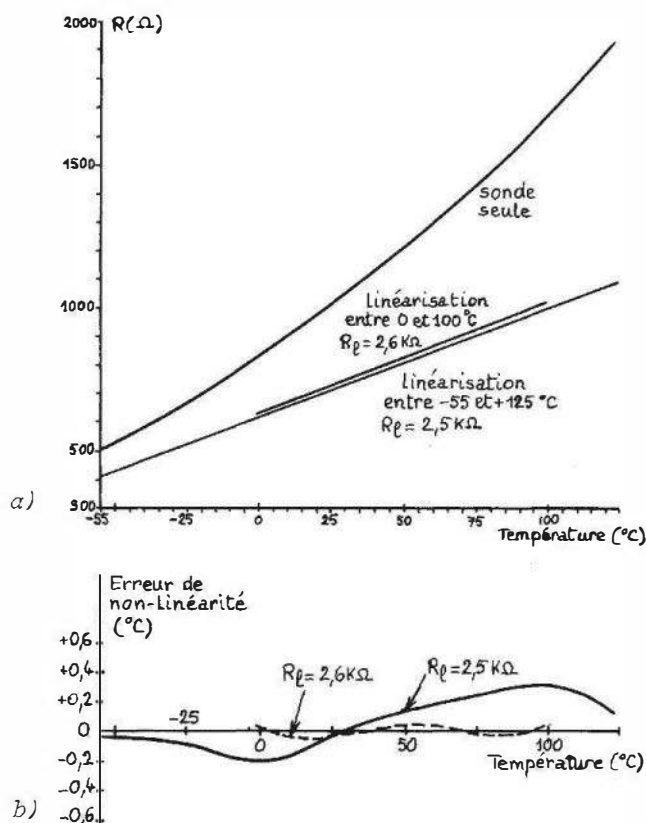


Figure 6.13 – Linéarisation d'une sonde de silicium à l'aide d'une résistance R_0 fixe en parallèle : a) variation thermique de résistance ; b) erreur de non-linéarité du capteur linéarisé (Doc. Texas Instruments).

Aux températures inférieures à 120 °C environ, domaine d'emploi de la résistance de silicium, la résistivité augmente à température croissante, par suite de la diminution de mobilité des porteurs dont la concentration demeure pratiquement constante ; cette dernière est en effet fixée par le dopage et elle est très supérieure à celle qui résulte de l'ionisation thermique du silicium (formation de paires électron-trou). Le coefficient de température de la résistivité est d'autant plus faible que le dopage est plus important.

Aux températures supérieures, la résistivité décroît à température croissante ; comme dans le cas des thermistances étudiées précédemment, l'ionisation thermique est le phénomène prépondérant et elle détermine une concentration de porteurs très supérieure à celle résultant du dopage. Le coefficient de température de la résistivité est dans ce domaine indépendant du dopage : c'est celui du matériau intrinsèque.

6.4 Thermométrie par thermocouple

6.4.1 Caractères généraux – sensibilité thermique

Un thermocouple constitué de deux conducteurs A et B formant entre eux deux jonctions aux températures T_1 et T_2 délivre une f.é.m. $E_{A/B}^{T_2 T_1}$ qui dépend, d'une part, de la nature des conducteurs A et B et, d'autre part, des températures T_1 et T_2 . En général, la température de l'une des jonctions est fixe, connue et sert de

référence ($T_1 = T_{\text{ref}}$) ; celle T_2 de l'autre jonction est la température T_c qu'elle atteint lorsque placée dans le milieu étudié de température inconnue T_x : la température T_c est fonction de T_x et de l'ensemble des échanges thermiques possibles avec d'autres milieux (les parois, le milieu extérieur) ainsi que cela a été vu au paragraphe 6.2.1. La prise d'information se faisant au niveau d'une jonction dont les dimensions peuvent être très réduites :

- le thermocouple permet des mesures de température ponctuelles ;
- la capacité calorifique du capteur peut être très réduite assurant une vitesse de réponse élevée.

À ces deux points de vue, l'emploi du thermocouple apparaît avantageux par rapport aux résistances thermométriques.

Un autre intérêt du thermocouple est de délivrer un signal, une f.é.m., dont la mesure ne nécessite pas la circulation d'un courant dans le capteur : il n'y a donc, contrairement au cas des résistances, aucune incertitude liée à l'autoéchauffement ce qui peut être appréciable dans le cas de mesures sur des systèmes à faible inertie thermique ou à basse température.

Cependant, et cela est un inconvénient du thermocouple, la mesure exige que la température de la jonction de référence soit connue : toute incertitude sur T_{ref} risque d'entraîner une incertitude du même ordre sur T_c .

La f.é.m. du thermocouple est, sur de grands intervalles de température, une fonction non linéaire de T_c (*figure 6.14*).

La non-linéarité de la relation entre f.é.m. du thermocouple et température est mise en évidence par la forme polynomiale de l'équation qui les lie.

Pour chaque type de thermocouple, une norme définit :

- d'une part, une table de valeurs de la f.é.m. E en fonction de la température T ;
- d'autre part, une expression polynomiale qui traduit algébriquement et en conformité avec la table la relation entre E et T .

Ainsi pour le couple Platine – Rhodium 30 %/Platine – Rhodium 6 %, on a, entre 0°C et $1\,820^\circ\text{C}$, selon la Norme NF C 42 – 321 :

$$E = \sum_{i=0}^{i=8} a_i T^i \quad E \text{ en } \mu\text{V}, \quad T \text{ en } ^\circ\text{C},$$

$$\begin{aligned} a_0 &= 0 & a_1 &= -2,4674601620 \cdot 10^{-1} & a_2 &= 5,9102111169 \cdot 10^{-3} \\ a_3 &= -1,4307123430 \cdot 10^{-6} & a_4 &= 2,1509149750 \cdot 10^{-9} & a_5 &= -3,1757800720 \cdot 10^{-12} \\ a_6 &= 2,4010367459 \cdot 10^{-15} & a_7 &= -9,0928148159 \cdot 10^{-19} & a_8 &= 1,3299505137 \cdot 10^{-22} \end{aligned}$$

Pour d'autres thermocouples, le domaine total d'emploi est divisé en plusieurs plages et à l'intérieur de chacune d'elles la norme définit une expression polynomiale spécifique qui traduit la relation entre E et T donnée par la table.

S'il n'est pas possible de considérer la variation de la f.é.m. comme linéaire dans un domaine étendu de température, cela demeure néanmoins faisable dans une plage restreinte, dont l'extension est fonction de la précision recherchée.

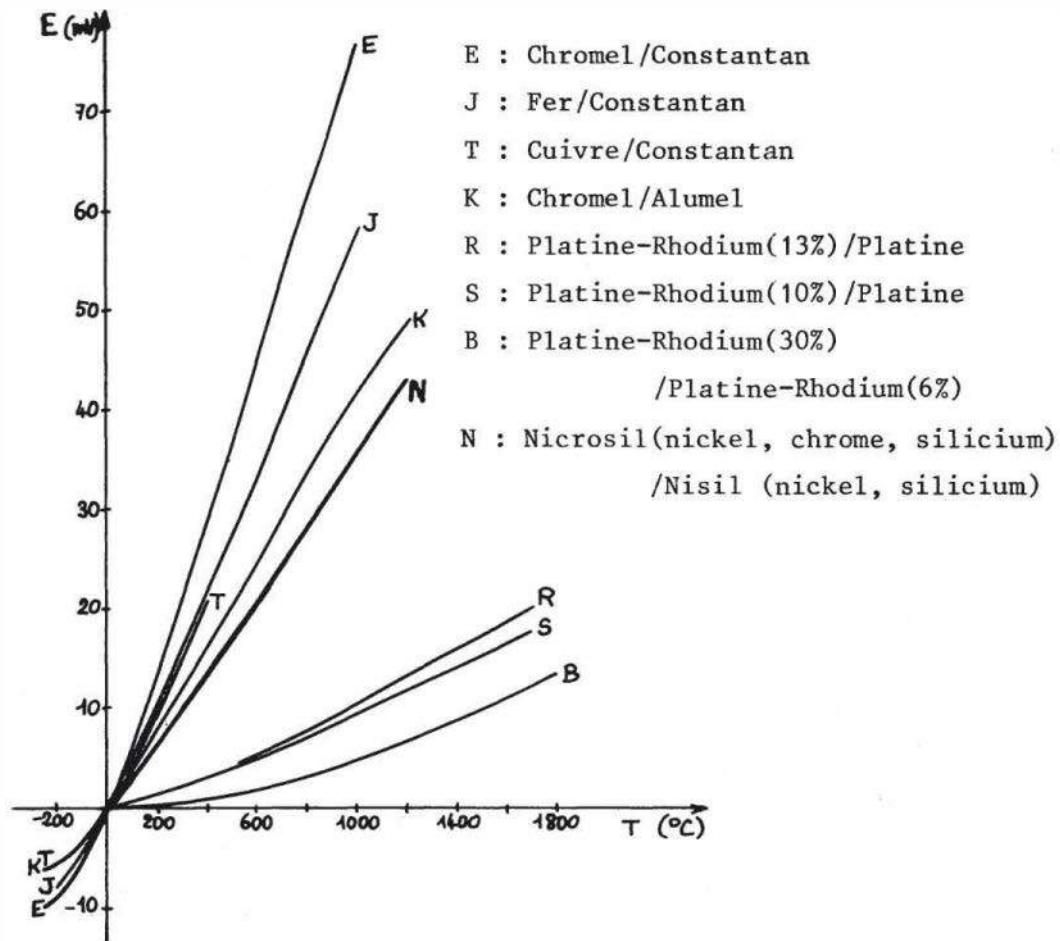


Figure 6.14 – Variation thermique de la f.é.m. de différents types de thermocouples.

Les thermocouples sont utilisables selon leur type, depuis les très basses températures :

– 270 °C pour le couple Cuivre/Or-Cobalt

jusqu'à des températures très élevées :

2 700 °C pour le couple Tungstène-Rhénium 5 %/Tungstène-Rhénium 26 % ; dans ce dernier cas ils permettent de dépasser, et de beaucoup, les limites maximales d'utilisation des résistances thermométriques (1 400 °C environ).

La sensibilité thermique d'un couple ou **pouvoir thermoélectrique** s , à une température T_c , est définie par l'expression :

$$s(T_c) = \frac{d E_{A/B}^{T_c, 0 \text{ °C}}}{d T_c}$$

elle est fonction de la température et s'exprime en $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ (figure 6.15).

Pour le couple Fer/Constantan on a, par exemple :

$$s(0 \text{ °C}) = 52,9 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad s(700 \text{ °C}) = 63,8 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

alors que pour le couple Pt - Rh (10 %)/Pt on a :

$$s(0 \text{ °C}) = 6,4 \mu\text{V}/^\circ\text{C} \quad \text{et} \quad s(1\,400 \text{ °C}) = 11,93 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$$

Ainsi que cela a été vu § 6.3.1. ces sensibilités sont très inférieures à celles de montages utilisant des résistances thermométriques.

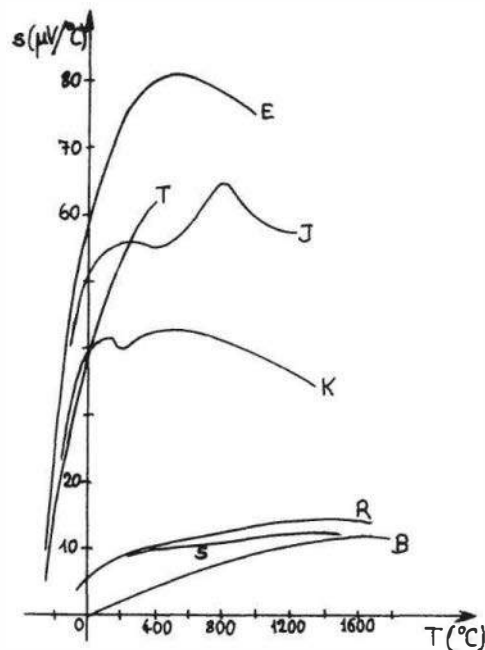


Figure 6.15 – Variation thermique du pouvoir thermoélectrique de différents types de thermocouples.

6.4.2 Effets thermoélectriques

Les phénomènes thermoélectriques dans les chaînes de conducteurs métalliques ou semi-conducteurs mettent en évidence les conversions d'énergie qui s'opèrent en leur sein, l'effet Joule mis à part, entre énergie d'agitation thermique et énergie électrique des charges en mouvement.

■ Effet Peltier

À la jonction de deux conducteurs A et B différents mais à même température T , (*figure 6.16a*), s'établit une différence de potentiel qui ne dépend que de la nature des conducteurs et de leur température :

$$v_M - v_N = P_{A/B}^T$$

C'est la f.é.m. de Peltier.

Loi de Volta

Dans un circuit isotherme constitué de conducteurs différents la somme des f.é.m. de Peltier est nulle.

Dans la chaîne constituée des métaux A , B , C , D (*figure 6.16b*) on a donc :

$$P_{A/B}^T + P_{B/C}^T + P_{C/D}^T + P_{D/A}^T = 0$$

Si cela n'était pas le cas, il y aurait circulation d'un courant et dissipation d'énergie par effet Joule ce qui serait en contradiction avec le théorème de Carnot qui stipule qu'un système à température unique ne peut fournir de l'énergie.

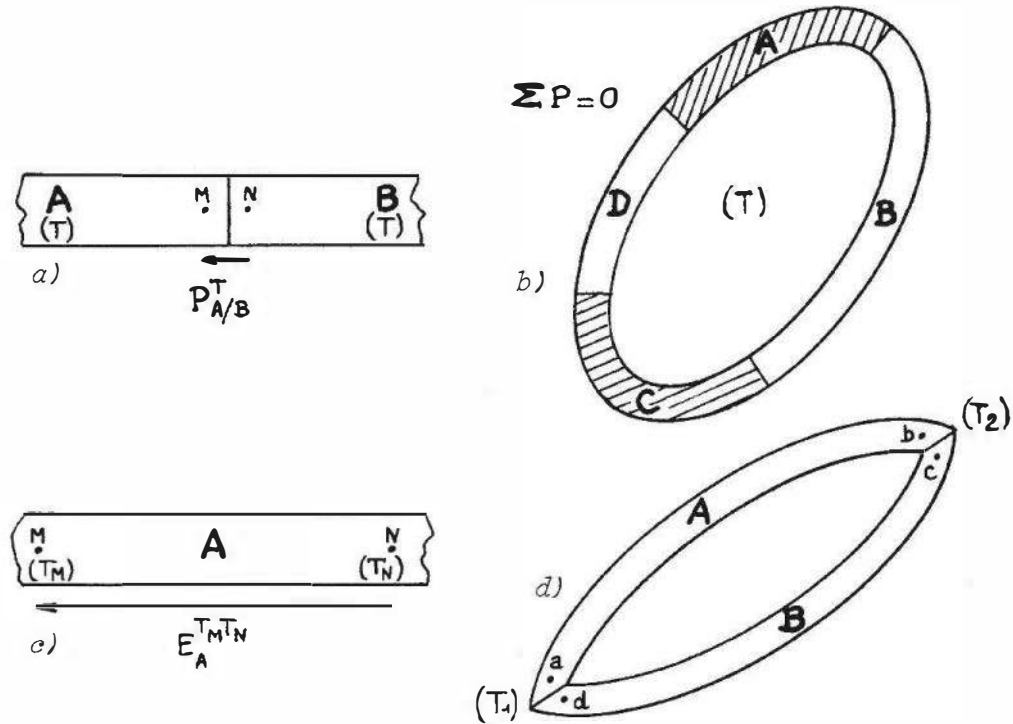


Figure 6.16 – Effets thermoélectriques : a) effet Peltier ; b) loi de Volta ; c) effet Thomson ; d) effet Seebeck.

L'équation précédente peut encore s'écrire :

$$P_{A/B}^T + P_{B/C}^T + P_{C/D}^T = -P_{D/A}^T$$

soit :

$$P_{A/B}^T + P_{B/C}^T + P_{C/D}^T = P_{A/D}^T$$

étant donné que :

$$P_{A/D}^T = -P_{D/A}^T$$

On en conclut que lorsque deux conducteurs A et D sont séparés par des conducteurs intermédiaires, l'ensemble étant isotherme, la différence de potentiel entre les conducteurs extrêmes A et D est la même que si ces conducteurs étaient en contact.

■ Effet Thomson

Entre deux points M et N à température différente, à l'intérieur d'un conducteur homogène A (figure 6.16c) s'établit une f.é.m. ne dépendant que de la nature du conducteur et des températures T_M et T_N :

$$E_A^{T_M T_N} = \int_{T_N}^{T_M} h_A dT$$

C'est la f.é.m. de Thomson ; h_A coefficient de Thomson du conducteur A est une fonction de la température.

Loi de Magnus

Si les extrémités d'un circuit constitué d'un conducteur unique et homogène sont à la même température, la f.é.m. de Thomson est nulle.

■ Effet Seebeck

Soit un circuit fermé, constitué de deux conducteurs A et B dont les jonctions sont aux températures T_1 et T_2 : il constitue un couple thermoélectrique (*figure 6.16d*). Ce couple est le siège d'une f.é.m. dite de Seebeck $E_{A/B}^{T_2 T_1}$ qui résulte des effets Peltier et Thomson qui s'y produisent. On a en effet :

$$\begin{aligned} - \text{f.é.m. entre } a \text{ et } b : e_{ab} &= \int_{T_1}^{T_2} h_A dT ; & \text{f.é.m. entre } b \text{ et } c : e_{bc} &= P_{A/B}^{T_2} ; \\ - \text{f.é.m. entre } c \text{ et } d : e_{cd} &= \int_{T_2}^{T_1} h_B dT ; & \text{f.é.m. entre } d \text{ et } a : e_{da} &= P_{B/A}^{T_1}. \end{aligned}$$

La f.é.m. totale, somme des f.é.m. précédentes, est la f.é.m. de Seebeck :

$$E_{A/B}^{T_2 T_1} = P_{A/B}^{T_2} - P_{A/B}^{T_1} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT$$

Si par convention, on choisit pour l'une des températures, T_1 par exemple, une valeur de référence déterminée (0°C) la f.é.m. pour un couple de conducteurs A , B donnés, ne dépend plus que de T_2 .

■ Loi des métaux successifs

On considère les deux couples que les conducteurs A et C forment respectivement avec un troisième conducteur B : les jonctions étant aux températures T_2 et T_1 les f.é.m. de Seebeck correspondantes ont pour expression :

$$E_{A/B}^{T_2 T_1} = P_{A/B}^{T_2} - P_{A/B}^{T_1} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT$$

$$E_{C/B}^{T_2 T_1} = P_{C/B}^{T_2} - P_{C/B}^{T_1} + \int_{T_1}^{T_2} (h_C - h_B) dT$$

On en déduit facilement la f.é.m. du couple constitué par les métaux A et C :

$$E_{A/C}^{T_2 T_1} = E_{A/B}^{T_2 T_1} - E_{C/B}^{T_2 T_1}$$

Cette relation, dite loi des métaux successifs, permet de déduire la f.é.m. de Seebeck du couple A/C lorsque l'on connaît les f.é.m. de Seebeck que délivrent les couples constitués des conducteurs A d'une part, C d'autre part, associés à un troisième conducteur B .

Des tables ont ainsi été établies en prenant pour B un métal de référence (Pb ou Pt) et en lui associant divers métaux et alliages : elles permettent de connaître la f.é.m. de Seebeck des couples constitués à l'aide de deux quelconques de ces métaux ou alliages.

■ Loi des températures successives

Lorsque la température T_1 , considérée ici comme température de référence prend une nouvelle valeur T'_1 , la f.é.m. de Seebeck du couple A/B passe de la valeur $E_{A/B}^{T_2 T_1}$ à la valeur $E_{A/B}^{T_2 T'_1}$:

$$E_{A/B}^{T_2 T'_1} = P_{A/B}^{T_2} - P_{A/B}^{T'_1} + \int_{T'_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT$$

que l'on peut écrire :

$$E_{A/B}^{T_2 T'_1} = P_{A/B}^{T_2} - P_{A/B}^{T_1} + \int_{T_1}^{T_2} (h_A - h_B) dT - \left[P_{A/B}^{T'_1} - P_{A/B}^{T_1} + \int_{T_1}^{T'_1} (h_A - h_B) dT \right]$$

soit
$$E_{A/B}^{T_2 T_1} = E_{A/B}^{T_2 T'_1} + E_{A/B}^{T'_1 T_1}$$

Cette relation qui est dite loi des températures successives est utilisée en particulier lorsque la mesure ayant été faite avec la jonction de référence à la température ambiante T'_1 et ayant fourni la f.é.m. $E_{A/B}^{T_2 T'_1}$, on souhaite connaître la valeur de $E_{A/B}^{T_2 0^\circ\text{C}}$, ($T_1 = 0^\circ\text{C}$) pour en déduire T_2 à l'aide de la Table du couple utilisé.

■ Loi des métaux intermédiaires

Quand on introduit dans le circuit comprenant le couple A/B un conducteur de nature différente, la f.é.m. dont le circuit est le siège n'est pas modifiée à condition que ce conducteur ait ses extrémités à même température. En effet, le conducteur C placé dans le circuit du thermocouple (*figure 6.17a*) entre les points M et M' dont les températures sont identiques (T_0) y développe une f.é.m. résultante nulle :

$$P_{B/C}^{T_0} + \int_{T_0}^{T_0} h_c dT + P_{C/B}^{T_0} = 0$$

Cette conclusion demeure valable quel que soit le nombre de conducteurs introduits à condition que leurs extrémités soient deux à deux à même température (*figure 6.17b*). C'est cette loi des métaux intermédiaires qui justifie la mesure de la f.é.m. du couple à l'aide d'une installation dont les conducteurs sont différents de ceux du couple.

6.4.3 Principaux types de thermocouples et caractéristiques d'emploi

La plage de température à l'intérieur de laquelle un thermocouple est utilisable est limitée :

- aux basses températures, par la décroissance de son pouvoir thermoélectrique ;
- aux températures élevées, par les risques de contamination par l'atmosphère ambiante, par l'évaporation de l'un des constituants d'un alliage du couple, par la croissance de grains cristallins entraînant la fragilisation des conducteurs, enfin par la fusion de l'un des conducteurs.

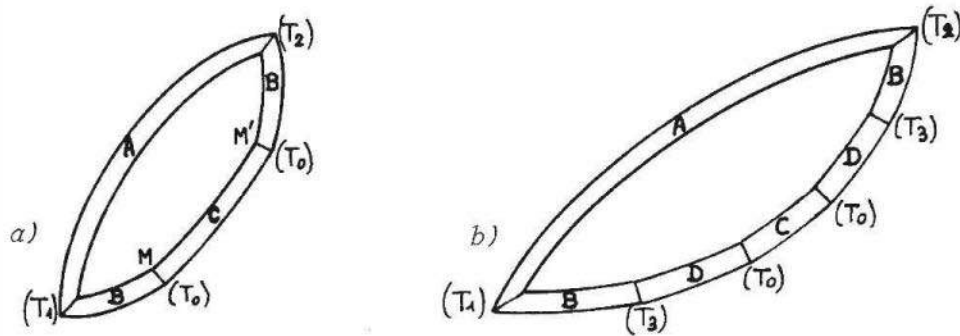


Figure 6.17 – Loi des métaux intermédiaires : a) un métal intermédiaire C ; b) deux métaux intermédiaires C et D.

Le *tableau 6.7* indique pour les principaux types de couples les températures limites d'utilisation normale pour les diamètres de fil indiqués, ainsi que la précision standard lorsqu'elle a été définie par une norme. Des tables donnant la f.é.m. de ces couples en fonction de la température sont placées en Annexe du présent chapitre. Dans la désignation d'un thermocouple, le premier conducteur cité correspond à la borne positive du couple lorsqu'il est utilisé au-dessus de $0\text{ }^{\circ}\text{C}$, la température de référence étant $0\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Afin de garantir la stabilité de la f.é.m., la température maximale d'utilisation doit être fixée en tenant compte des conditions réelles d'exploitation du couple ; la température maximale est d'autant plus abaissée que le fil est plus fin, donc plus rapidement altérable en profondeur.

Exemple. Couple Chromel/Constantan

– Diamètre (mm)	3,25	1,63	0,81	0,33 ;
– Température max	870 $^{\circ}\text{C}$	650 $^{\circ}\text{C}$	540 $^{\circ}\text{C}$	430 $^{\circ}\text{C}$

Pour chaque type de couple doivent être respectées des conditions relatives à la nature de l'atmosphère environnante (réductrice, oxydante, inerte, vide) sous peine de dégradation rapide des caractéristiques. En particulier, pour les couples des types B, R, S, le fil doit être isolé de l'enveloppe métallique par une gaine d'alumine évitant la diffusion des vapeurs du métal de l'enveloppe dans les conducteurs du couple.

Lorsque le couple est soumis à des flux de neutrons, il faut proscrire l'emploi de métaux pouvant subir des transmutations : c'est le cas du rhodium et du cuivre ; le fer et le nickel sont stables dans ces conditions.

6.4.4 Mise en œuvre et dispositifs de mesure

■ La réalisation du thermocouple et sa protection

Il faut éviter que se créent lors de son montage ou de son utilisation des inhomogénéités dans sa structure qui risquent, en modifiant localement les propriétés thermoélectriques de former des couples parasites ; ces inhomogénéités ont trois causes principales :

- les contraintes mécaniques dues à des pliures ou à la tension du fil : elles peuvent en général être supprimées par recuit ;

Tableau 6.7 – Principaux types de thermocouples et leurs limites d'emploi.

Thermocouples	Plage de température	E mV(1)	Précision (2)
Cuivre/Constantan Type T (diamètre 1,63 mm)	- 270 °C à 370 °C	- 6,258 à 19,027	± 2 % de - 100 °C à - 40 °C ± 0,8 % de - 40 °C à 100 °C ± 0,75 % de 100 °C à 350 °C
Fer/Constantan Type J (diamètre 3,25 mm)	- 210 °C à 800 °C	- 8,096 à 45,498	± 3 °C de 0 °C à 400 °C ± 0,75 % de 400 à 800 °C
Chromel/Alumel Type K (diamètre 3,25 mm)	- 270 °C à 1 250 °C	- 5,354 à 50,633	± 3 °C de 0 °C à 400 °C ± 0,75 % de 400 °C à 1 250 °C
Chromel/Constantan Type E (diamètre 3,25 mm)	- 270 °C à 870 °C	- 9,835 à 66,473	± 3 °C de 0 °C à 400 °C ± 0,75 % de 400 °C à 1 250 °C
Platine-Rhodium (10 %)/Platine Type S (diamètre 0,51 mm)	- 50 °C à 1 500 °C	- 0,236 à 15,576	± 2,5 °C de 0 °C à 600 °C ± 0,4 % de 600 °C à 1 600 °C
Platine-Rhodium (13 %)/Platine Type R (diamètre 0,51 mm)	- 50 °C à 1 500 °C	- 0,226 à 17,445	± 1,4 °C de 0 °C à 538 °C (3) ± 0,25 % de 538 °C à 1 500 °C
Platine-Rhodium (30 %)/ Platine-Rhodium (6 %) Type B (diamètre 0,51 mm)	0 °C à 1 700 °C	0 à 12,426	± 0,5 % de 870 °C à 1 700 °C (3)
Tungstène-Rhénium (5 %)/ Tungstène-Rhénium (26 %)	0 °C à 2 760 °C	0 à 38,45	

(1) Norme NF C 42-321

(2) Norme NF E 18-001

(3) Norme ANSI C 96-6

- les contaminations chimiques : les fils doivent être protégés vis-à-vis de tout agent susceptible de réagir avec eux ; en particulier, lors de leur manipulation une propreté extrême est requise ;
- les rayonnements nucléaires provoquant des transmutations dans certains alliages de thermocouples.

La partie soudée du thermocouple doit être d'un volume aussi réduit que possible pour éviter entre ses divers points des différences de température qui donneraient

naissance à des f.é.m. parasites, conséquence des modifications chimiques des métaux au niveau de la soudure. L'une des trois techniques suivantes est habituellement utilisée :

- le brasage à l'étain quand la température d'utilisation n'est pas trop élevée (couple de type T) ;
- le soudage autogène au chalumeau oxyacétylénique est la technique la plus courante ;
- le soudage à l'arc électrique.

Les fils peuvent être torsadés sur une faible longueur au voisinage de la soudure afin d'accroître sa protection mécanique mais aux dépens de la précision de sa localisation et de la vitesse de réponse.

Afin d'éviter tout contact en dehors des jonctions de mesure, les fils sont placés à l'intérieur d'isolateurs en céramique. Ceux-ci doivent être chimiquement inertes et avoir une grande résistance électrique d'isolement à température élevée. La fragilité de l'ensemble isolateur-thermocouple requiert le plus souvent une protection supplémentaire qui est assurée par une enveloppe ou gaine qui doit être étanche aux gaz et insensible aux chocs thermiques. Elle est réalisée généralement en céramique ou en acier ; dans ce dernier cas, la soudure du couple peut être isolée ou bien en contact avec la gaine ce qui améliore la vitesse de réponse mais risque d'introduire une tension de mode commun qui peut être gênante (*figure 6.18*).

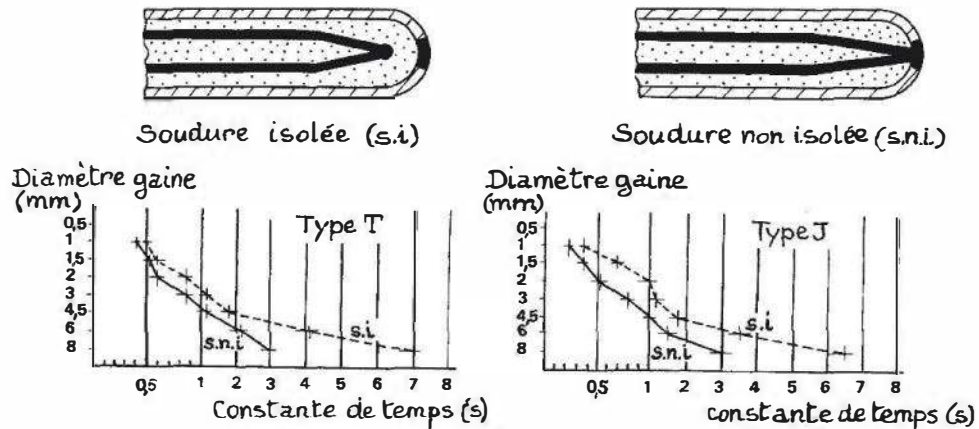


Figure 6.18 – Constante de temps thermique de couples en fonction du diamètre de leur gaine en acier selon que la soudure est ou non isolée de la gaine (Doc. Pyro-Contrôle).

■ Montages de mesure

Le montage généralement utilisé est schématisé *figure 6.19*.

À condition que soient deux à deux à la même température :

- les jonctions de référence du thermocouple (A/M_1 et B/M_1) ;
- les jonctions des métaux intermédiaires faisant partie de l'ensemble de liaison et de mesure (M_1/M_2 ; M_2/M_3),

le circuit n'est le siège que de la f.é.m. de Seebeck du thermocouple.

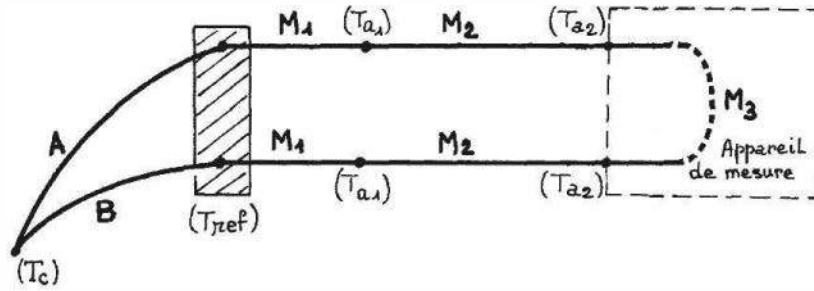


Figure 6.19 – Schéma de principe de la liaison d'un thermocouple à un appareil de mesure.

En effet la somme des f.é.m. thermoélectriques a pour expression :

$$\begin{aligned}
 e = & P_{A/B}^{T_c} + \int_{T_c}^{T_{ref}} h_B dT + P_{B/M_1}^{T_{ref}} + \int_{T_{ref}}^{T_{a1}} h_{M_1} dT + P_{M_1/M_2}^{T_{a1}} + \int_{T_{a1}}^{T_{a2}} h_{M_2} dT \\
 & + P_{M_2/M_3}^{T_{a2}} + \int_{T_{a2}}^{T_{a1}} h_{M_3} dT + P_{M_3/M_2}^{T_{a1}} + \int_{T_{a1}}^{T_{a2}} h_{M_2} dT + P_{M_2/M_1}^{T_{a1}} \\
 & + \int_{T_{a1}}^{T_{ref}} h_{M_1} dT + P_{M_1/A}^{T_{ref}} + \int_{T_{ref}}^{T_c} h_A dT
 \end{aligned}$$

$$\text{soit : } e = P_{A/B}^{T_c} - P_{A/B}^{T_{ref}} + \int_{T_c}^{T_{ref}} (h_A - h_B) dT = E_{A/B}^{T_c T_{ref}}$$

L'égalité des températures des paires de jonctions de conducteurs intermédiaires est d'autant plus impérative que :

- la f.é.m. de Seebeck du couple est plus faible,
- le pouvoir thermoélectrique des couples parasites est plus important.

Montage différentiel (figure 6.20)

Ce montage est utilisé lorsqu'il s'agit de mesurer la différence des températures en deux points où se trouvent placées les deux jonctions A/B du thermocouple. À condition que soient à la même température les deux jonctions identiques A/M₁, M₁/M₂, M₂/M₃ la f.é.m. dont le circuit est le siège est la f.é.m. de Seebeck : $E_{A/B}^{T_{c1} T_{c2}}$. Si l'intervalle de température de T_{c1} à T_{c2} est faible, le pouvoir thermoélectrique du couple A/B peut être considéré comme constant et l'on a :

$$E_{A/B}^{T_{c1} T_{c2}} = s(T_{c1} - T_{c2})$$

■ La température de référence

La f.é.m. du thermocouple dépend à la fois de la température T_c de la jonction placée au point de mesure et de la température, T_{ref} , de ses jonctions avec les fils de liaison. Pour ce qui est de cette dernière, on peut distinguer trois cas :

- $T_{ref} = 0 \text{ } ^\circ\text{C}$;
- T_{ref} est constante mais différente de $0 \text{ } ^\circ\text{C}$;
- T_{ref} est variable, généralement égale à la température ambiante.

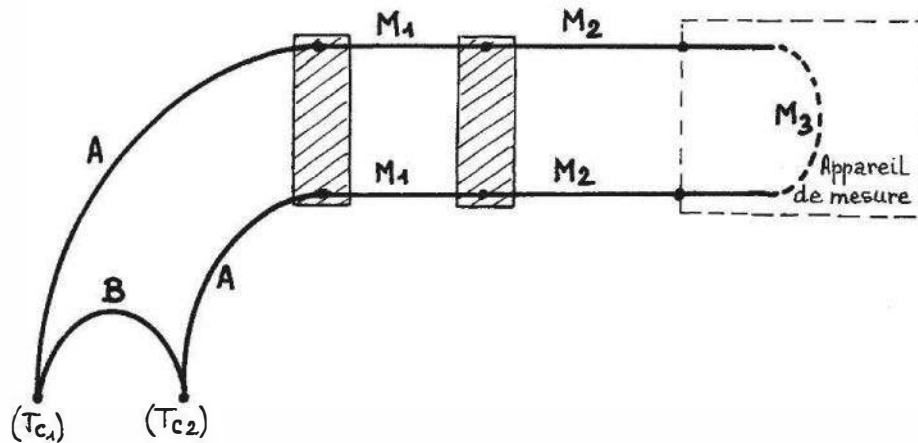


Figure 6.20 – Montage pour la mesure d'une différence de température.

□ La température de référence est 0 °C

C'est la température d'équilibre du mélange eau-glace à pression atmosphérique normale. La mesure de la f.é.m. du thermocouple permet dans ce cas de connaître immédiatement la température T_c à l'aide de la Table du thermocouple utilisé. Un exemple de réalisation est représenté *figure 6.21*. L'eau et la glace doivent être très pures et la glace finement pilée.

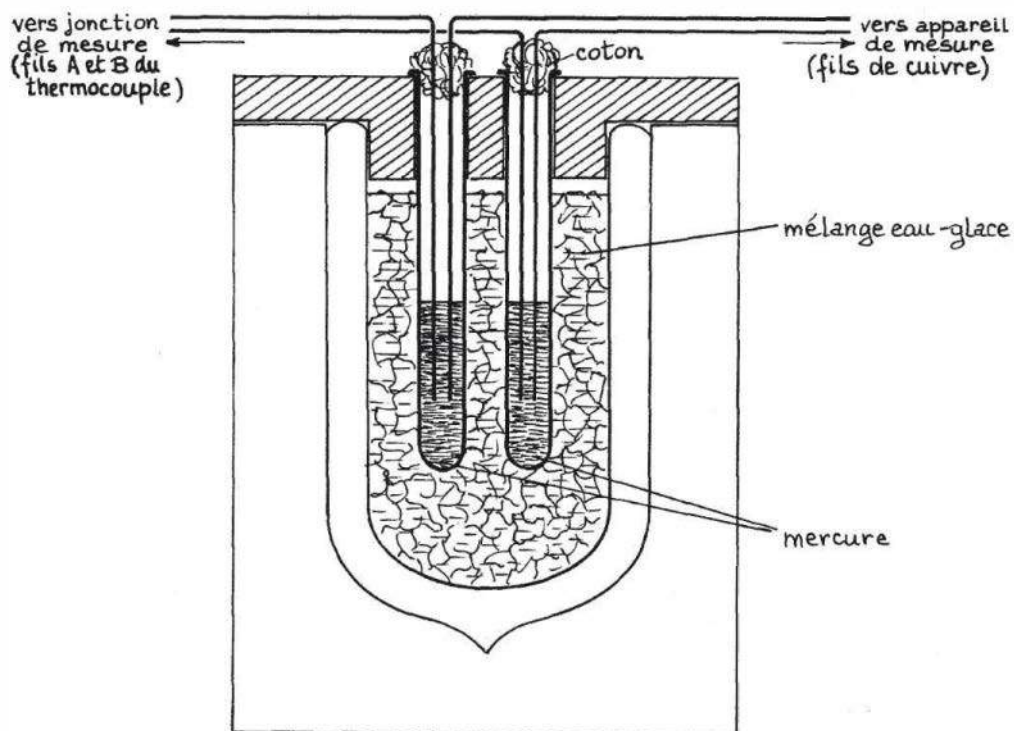


Figure 6.21 – Réalisation de la référence à 0 °C par mélange eau glace.

Pour des mesures de précision il y a lieu de tenir compte de l'influence de la pression sur la température d'équilibre T_{eq} du mélange eau-glace :

$$T_{eq} = 0,099 \left(1 - \frac{p_a}{p_n} \right) - 0,7 \cdot 10^{-6} H, \quad T_{eq} \text{ en } ^\circ\text{C}, \quad H \text{ en mm}$$

p_a étant la pression atmosphérique au moment de la mesure, p_n la pression atmosphérique normale (760 mm de mercure soit 101 325 Pa), le terme $0,7 \cdot 10^{-6} H$, où H est la profondeur d'immersion de la sonde, correspondant à l'influence de la pression hydrostatique au niveau de la jonction de mesure.

Cette température de 0°C peut aussi être obtenue avec une bonne précision ($\pm 0,02^\circ\text{C}$) dans des enceintes réglées et refroidies par effet Peltier. Le fonctionnement correct est assuré dans une plage limitée de variation de la température ambiante : de 0°C à 50°C par exemple.

□ **La température de référence est constante mais différente de 0°C**

Dans un environnement industriel la maintenance du mélange eau-glace constitue généralement une servitude ; de même l'utilisation d'enceintes maintenues à 0°C par effet Peltier peut s'avérer soit trop onéreuse soit impossible lorsque la température ambiante risque de dépasser les limites de la plage de fonctionnement. La température de référence peut alors être obtenue à l'intérieur d'une enceinte chauffée dont la température interne, qui sert de référence, est maintenue constante par régulation, à une valeur supérieure à l'ambiante. La connaissance de T_{ref} permet, à l'aide de la Table du thermocouple, de calculer $E_{A/B}^{T_{\text{ref}}0^\circ\text{C}}$; la mesure de la f.é.m. du thermocouple fournit une valeur correspondant à : $E_{A/B}^{T_c T_{\text{ref}}}$; on en déduit la f.é.m. dont le thermocouple serait le siège si la température de référence était 0°C :

$$E_{A/B}^{T_c 0^\circ\text{C}} = E_{A/B}^{T_c T_{\text{ref}}} + E_{A/B}^{T_{\text{ref}}0^\circ\text{C}}$$

On peut dès lors, à l'aide de la Table du thermocouple, déterminer T_c .

Exemple. Un couple Pt-Rh (10 %)/Pt dont la jonction de référence est à 26°C délivre une f.é.m. de 2,80 mV ; sachant que $E_{A/B}^{26^\circ\text{C} 0^\circ\text{C}} = 0,150 \text{ mV}$ on en déduit : $E_{A/B}^{T_c 0^\circ\text{C}} = 2,95 \text{ mV}$ soit $T_c = 368^\circ\text{C}$.

□ **La température de référence est variable et égale à la température ambiante**

Connaissant la valeur de la température ambiante T_a à l'instant de la mesure on procède comme dans le cas précédent :

$$E_{A/B}^{T_c 0^\circ\text{C}} = E_{A/B}^{T_c T_a} + E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}}$$

Cependant, il existe des circuits, dits de correction de soudure froide, qui délivrent automatiquement une tension $v(T_a)$ égale à $E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}}$; celle-ci, ajoutée à la f.é.m. du thermocouple $E_{A/B}^{T_c T_a}$, permet d'avoir aux bornes du circuit de mesure la f.é.m. $E_{A/B}^{T_c 0^\circ\text{C}}$ (figure 6.22a).

La tension $v(T_a)$ est obtenue à partir d'une résistance thermométrique maintenue à la température ambiante : sa valeur $R(T_a)$ détermine $v(T_a)$ au moyen d'un circuit approprié : pont de Wheatstone ou alimentation à courant constant.

Le pont de Wheatstone permet la correction de soudure froide pour des variations de la température ambiante autour de 0°C . Un montage est représenté figure 6.22b.

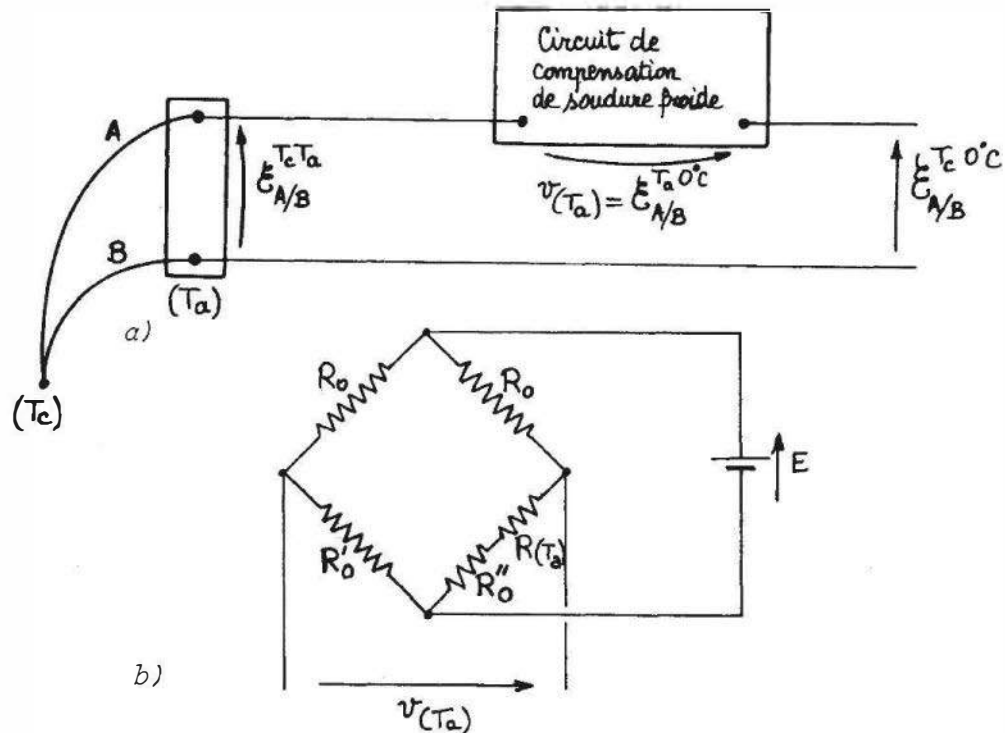


Figure 6.22 – Compensation de soudure froide : a) montage de principe ; b) pont de Wheatstone utilisé en circuit de compensation de soudure froide.

Les résistances R_0 , R'_0 et R''_0 ne dépendent pas de la température alors que la résistance thermométrique $R(T_a)$ en est une fonction linéaire, de coefficient de température α_R . Le pont est équilibré à 0°C ; on montre facilement qu'à la température T_a la tension de déséquilibre du pont a pour valeur :

$$v(T_a) = E \cdot \frac{R_0(R'_0 - R''_0)}{(R_0 + R'_0)^2} \cdot \alpha_R \cdot T_a.$$

Les valeurs numériques des composants du pont sont choisies de façon que :

$$E \cdot \frac{R_0(R'_0 - R''_0)}{(R_0 + R'_0)^2} \cdot \alpha_R \cdot T_a = E_{A/B}^{T_a, 0^\circ\text{C}}$$

soit, en considérant comme constant le pouvoir thermoélectrique s du thermocouple dans la plage de variation de T_a :

$$E \cdot \frac{R_0(R'_0 - R''_0)}{(R_0 + R'_0)^2} \cdot \alpha_R = s$$

Les capteurs de température intégrés offrent des solutions relativement simples pour effectuer la correction de soudure froide (§ 6.5.3).

■ Méthodes de mesure

C'est la f.é.m. de Seebeck dont le thermocouple est le siège qui fournit l'information de température cherchée. Elle ne peut être connue avec précision que si l'on

minimise la chute ohmique de tension due à la circulation d'un courant dans les éléments du thermocouple et les fils de liaison : leur résistance est en effet généralement mal connue car fonction de la température ambiante d'une part et de la température à mesurer d'autre part.

Deux méthodes sont généralement employées :

- la mesure à l'aide d'un millivoltmètre qui permet de minimiser la chute ohmique si sa résistance interne est élevée ;
- la méthode d'opposition qui autorise une mesure rigoureuse puisque dans ce cas le courant traversant le thermocouple est annulé.

Mesure avec millivoltmètre (figure 6.23)

Compte tenu des résistances R_t du thermocouple et R_ℓ des fils de liaison, la tension v_m mesurée aux bornes du millivoltmètre de résistance interne R_v a pour expression :

$$v_m = E_{A/B}^{T_c, T_{ref}} \cdot \frac{R_v}{R_t + R_\ell + R_v}$$

soit :

$$E_{A/B}^{T_c, T_{ref}} = v_m \left(1 + \frac{R_t + R_\ell}{R_v} \right)$$

Les incertitudes sur R_t et R_ℓ obligent à réduire leur influence en choisissant $R_v \gg R_t + R_\ell$.

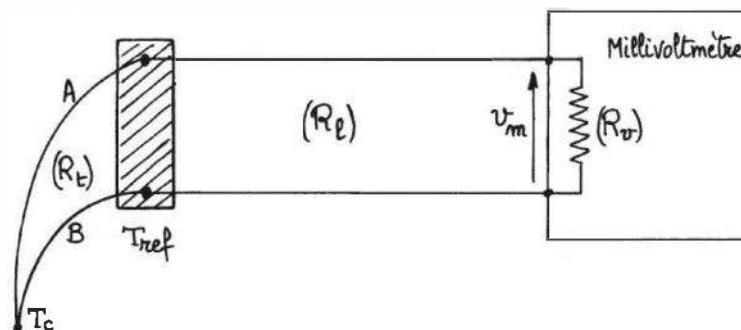


Figure 6.23 – Mesure au millivoltmètre de la f.é.m. d'un thermocouple.

Méthode d'opposition

Son principe est d'opposer à la f.é.m. du thermocouple une tension V égale et connaissable avec précision, prise aux bornes d'une résistance R parcourue par un courant I . L'égalité de la f.é.m. $E_{A/B}^{T_c, T_{ref}}$ et de la tension V est constatée soit par un galvanomètre dans les appareils à réglage manuel, soit électroniquement dans les dispositifs automatiques.

Divers montages sont possibles selon que R est fixe et I variable ou inversement.

Montage de Lindeck (figure 6.24a et b)

Le thermocouple en série avec le galvanomètre G est branché aux bornes d'une résistance étalon R_e traversée par un courant I que l'on règle de façon à annuler le courant dans G : on a alors :

$$E_{A/B}^{T_c, T_{ref}} = R_e I$$

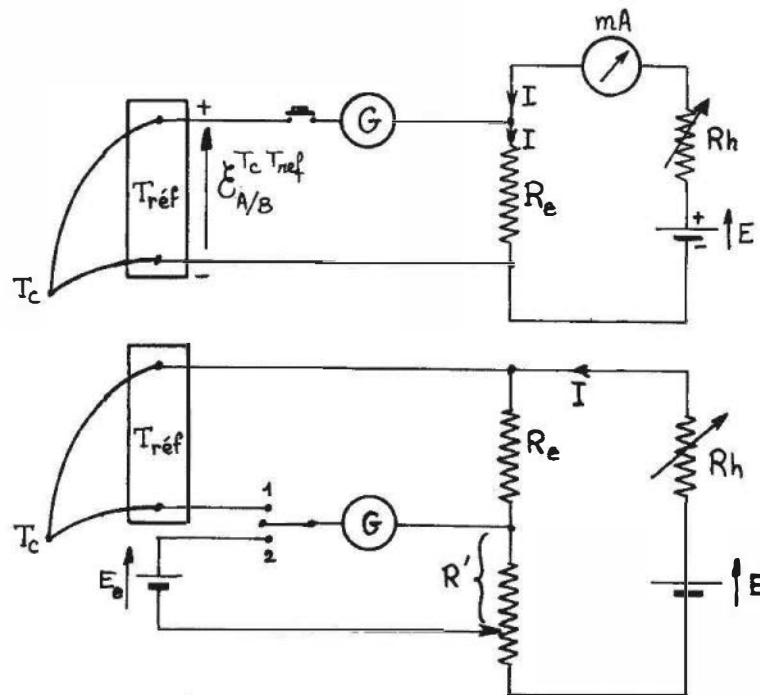


Figure 6.24 – Mesure par méthode d'opposition de la f.é.m. d'un thermocouple. Montage de Lindeck.

Le réglage de I est effectué au moyen d'un rhéostat R_h en série avec la source et sa valeur est connue :

- soit au moyen d'un milliampèremètre (*figure 6.24a*), méthode peu précise ;
- soit par un tarage à l'aide d'une pile-étalon (*figure 6.24b*) ; dans ce but le galvanomètre commuté en 2, détecte, lorsqu'il est au zéro, l'égalité de la f.é.m. étalon E_e et de la tension V' aux bornes de la résistance variable R' parcourue par I :

$$E_e = R' I$$

- on en déduit :

$$E_{A/B}^{T_c, T_{ref}} = \frac{R_e}{R'} \cdot E_e$$

Montage de Bouty (*figure 6.25*)

Le courant I , réglé par le rhéostat (R_h), demeure fixe au cours de la mesure : sa valeur est ajustée lors du tarage pour que la tension aux bornes de la résistance étalon R'_e soit égale à E_e :

$$E_e = R'_e \cdot I$$

La mesure de $E_{A/B}^{T_c, T_{ref}}$ s'effectue alors en lui opposant la tension aux bornes de la résistance variable de précision R_x de façon que :

$$E_{A/B}^{T_c, T_{ref}} = R_x I$$

Dans ces conditions on a :

$$E_{A/B}^{T_c, T_{ref}} = \frac{R_x}{R'_e} \cdot E_e$$

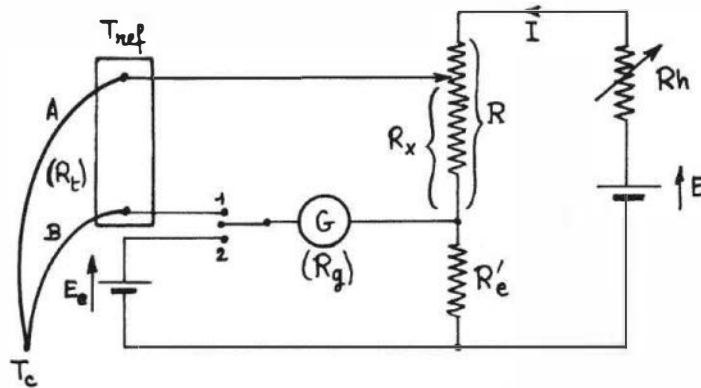


Figure 6.25 – Mesure par méthode d'opposition de la f.é.m. d'un thermocouple. Montage de Bouty.

Potentiomètre en méthode de déviation

Le montage précédent ayant été équilibré à la température T_{c1} on a :

$$E_{A/B}^{T_{c1} T_{ref}} = \frac{R_{x1}}{R'_e} \cdot E_e$$

et son réglage est laissé inchangé. Lorsque la température varie, la f.é.m. de Seebeck n'est plus compensée par la tension aux bornes de R_{x1} : le galvanomètre de résistance R_g est alors traversé par un courant i_g qui a pour expression :

$$i_g = \frac{E_{A/B}^{T_c T_{ref}} - E_{A/B}^{T_{c1} T_{ref}}}{R_t + R_g + R_{cq}}$$

où

$$R_{cq} = \frac{R_{x1} \cdot (R - R_{x1} + R_b + R'_e)}{R + R_b + R'_e}$$

Si le pouvoir thermoélectrique s demeure pratiquement constant entre T_c et T_{c1} , on peut encore écrire :

$$i_g = \frac{s(T_c - T_{c1})}{R_t + R_g + R_{cq}}$$

La déviation du galvanomètre est proportionnelle à l'écart de température $T_c - T_{c1}$.

■ Linéarisation

Lorsqu'à partir de la f.é.m. délivrée par le thermocouple on souhaite obtenir une tension qui soit proportionnelle à la température, ou variant linéairement avec elle, il est nécessaire d'ajouter à la f.é.m. mesurée des termes correctifs, non linéaires, et fonctions de sa valeur. Les méthodes examinées au § 4.2 sont applicables :

- linéarisation du signal analogique : par diodes ou circuit multifonction ;
- linéarisation du signal digitalisé : par mémoire morte ou logiciel.

■ Câbles de compensation

On peut être amené à utiliser une longueur de fils de couple aussi courte que possible ; c'est le cas :

- pour des raisons d'économie, lorsqu'on emploie un couple coûteux tel que Pt-Rh/Pt ;
- pour éviter la fragilité de l'installation lorsque les conditions de mesure imposent un fil de couple très fin.

On intercale alors entre le couple A/B et l'appareillage de mesure des fils A' et B' qui ne doivent en aucun cas modifier la f.é.m. $E_{A/B}^{T_c, 0^\circ\text{C}}$ que délivrerait seul le couple A/B (figure 6.26).

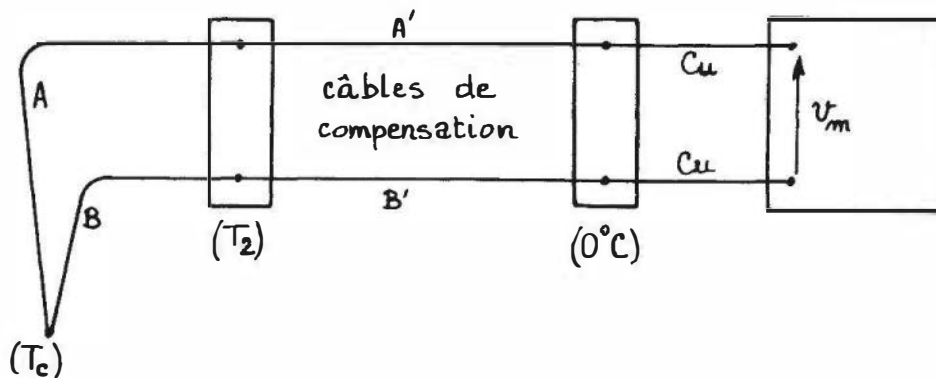


Figure 6.26 – Schéma de montage des câbles de compensation.

Quand c'est la fragilité du couple qui est en cause il suffit de raccorder les fils de couple avec des fils de même nature mais de diamètre supérieur : la température des jonctions du thermocouple avec les fils introduits importe alors peu.

Lorsque c'est le prix du couple qui est en cause, on peut assurer la liaison par des fils de nature différente de celle du couple mais de caractéristiques bien déterminées : ce sont les câbles de compensation.

□ Détermination des caractéristiques des câbles de compensation

Si le couple A/B était prolongé jusqu'à l'appareil de mesure on aurait :

$$v_m = E_{A/B}^{T_c, 0^\circ\text{C}} = P_{A/B}^{T_c} - P_{A/B}^{0^\circ\text{C}} + \int_0^{T_c} (h_A - h_B) dT$$

Avec les câbles de compensation on a :

$$v'_m = P_{\text{Cu}/A'}^{0^\circ\text{C}} + \int_0^{T_2} h_{A'} dT + P_{A'/A}^{T_2} + \int_{T_2}^{T_c} h_A dT + P_{A/B}^{T_c} + \int_{T_c}^{T_2} h_B dT \\ + P_{B/B'}^{T_2} + \int_{T_2}^{0^\circ\text{C}} h_{B'} dT + P_{B'/\text{Cu}}^{0^\circ\text{C}}$$

On a les relations :

$$P_{B'/\text{Cu}}^{0^\circ\text{C}} + P_{\text{Cu}/A'}^{0^\circ\text{C}} = P_{B'/A'}^{0^\circ\text{C}} = -P_{A'/B'}^{0^\circ\text{C}}$$

$$P_{A'/A}^{T_2} + P_{B/B'}^{T_2} = P_{A'/B'}^{T_2} + P_{B'/A}^{T_2} + P_{B/B'}^{T_2} = P_{A'/B'}^{T_2} + P_{B/A}^{T_2}$$

Compte tenu de ces relations on peut récrire v'_m :

$$v'_m = P_{A/B}^{T_c} - P_{A'/B'}^{0^\circ\text{C}} + \int_0^{T_2} (h_{A'} - h_{B'}) dT + \int_{T_2}^{T_c} (h_A - h_B) dT + P_{A'/B'}^{T_2} - P_{A/B}^{T_2}$$

On constate qu'il y a égalité de v_m et v'_m à condition que :

$$P_{A/B}^{T_2} - P_{A/B}^{0^\circ\text{C}} + \int_0^{T_2} (h_A - h_B) dT = P_{A'/B'}^{T_2} - P_{A'/B'}^{0^\circ\text{C}} + \int_0^{T_2} (h_{A'} - h_{B'}) dT$$

soit :

$$E_{A/B}^{T_2, 0^\circ\text{C}} = E_{A'/B'}^{T_2, 0^\circ\text{C}}$$

En conclusion, les câbles de compensation A' et B' ne modifient pas la tension délivrée par le couple A/B à condition que :

- 1. les jonctions A/A' et B/B' soient à même température T_2 ;
- 2. les couples A'/B' et A/B aient même f.é.m. de Seebeck entre T_2 et 0°C .

Pour un fonctionnement correct des câbles de compensation, il faut et il suffit que la température T_2 des jonctions de raccordement au couple soit à l'intérieur d'une plage définie de température, en général $0 - 100^\circ\text{C}$. Dans le cas du couple Pt-Rh (10 %)/Pt les câbles de compensation sont en cuivre et en cupronickel. Pour le couple Fer/Constantan, on utilise des câbles de compensation en fer et constantan qui sont meilleur marché que les couples car l'objet d'une sélection moins sévère : il suffit en effet que les câbles de compensation aient la f.é.m. convenable dans la plage limitée où se situera T_2 , soit de 0 à 100°C .

Lorsqu'il s'agit de raccorder à l'installation de mesure un nombre important de thermocouples de même type, l'utilisation de câbles de compensation pour chacun d'eux peut s'avérer onéreuse. On procède alors au déplacement de soudure froide : chacun des thermocouples est raccordé à l'intérieur du boîtier de soudure froide, à la température T_2 , à deux fils de cuivre qui le relie à l'installation de mesure (figure 6.27).

Chaque thermocouple délivre une f.é.m. $E_{A/B}^{T_{ck}, T_2}$, T_{ck} étant la température de la $k^{\text{ième}}$ jonction de mesure ; la température T_2 à l'intérieur du boîtier est mesurée par un thermocouple constitué au moyen du câble de compensation $A' - B'$ correspondant au couple de mesure A/B et qui délivre donc la f.é.m. $E_{A'/B'}^{T_2, T_a} = E_{A/B}^{T_2, T_a}$, T_a étant la température ambiante. Le dispositif de correction de soudure froide de l'installation fournissant la tension $E_{A/B}^{T_a, 0^\circ\text{C}}$, on dispose alors de tous les termes nécessaires à la détermination de la f.é.m. de Seebeck de chacun des couples A/B et donc de sa température T_{ck} .

$$E_{A/B}^{T_{ck}, 0^\circ\text{C}} = E_{A/B}^{T_{ck}, T_2} + E_{A/B}^{T_2, T_a} + E_{A/B}^{T_a, 0^\circ\text{C}}$$

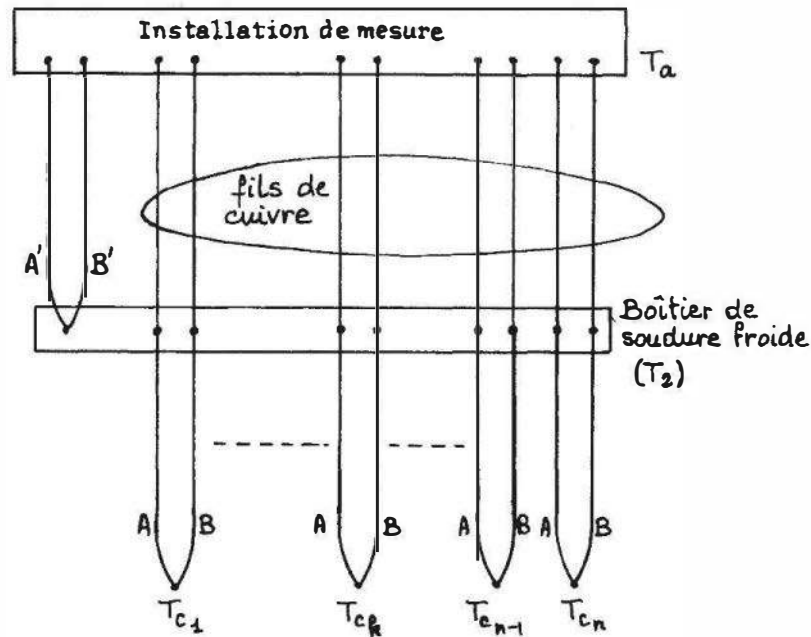


Figure 6.27 – Installation de mesure à plusieurs capteurs avec déplacement de soudure froide.

6.5 Thermométrie par diodes et transistors

6.5.1 Caractères généraux, sensibilité thermique

Les composants utilisés, diodes ou transistors au silicium montés en diode (base et collecteur reliés), sont alimentés dans le sens direct à courant I constant : la tension v à leurs bornes, qui est fonction de la température peut donc être la grandeur électrique de sortie du capteur de température qu'ils constituent (*figure 6.28a et b*). La sensibilité thermique S d'une diode ou d'un transistor monté en diode est définie par : $S = d v / d T$; sa valeur est voisine de $-2,5 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ mais elle n'est pas strictement indépendante de la température. En outre, la sensibilité comme la tension v dépendent du courant inverse I_o : celui-ci pouvant varier de façon importante d'un composant à l'autre, l'interchangeabilité n'est assurée qu'en sélectionnant les composants ayant les caractéristiques recherchées identiques (même valeur de v pour un courant donné et même valeur de I_o).

Une amélioration notable de la linéarité et de l'interchangeabilité résulte de l'emploi de deux transistors appairés montés en diodes, parcourus par des courants constants I_1 et I_2 et dont on mesure la différence des tensions base-émetteur (*figure 6.28c*). Ceci permet d'éliminer l'influence du courant I_o . La sensibilité thermique de l'ensemble a pour expression :

$$S = \frac{d(v_1 - v_2)}{d T}$$

soit numériquement :

$$S = 86,56 \cdot \text{Log} \frac{I_1}{I_2} \quad \text{en } \mu\text{V.K}^{-1}.$$

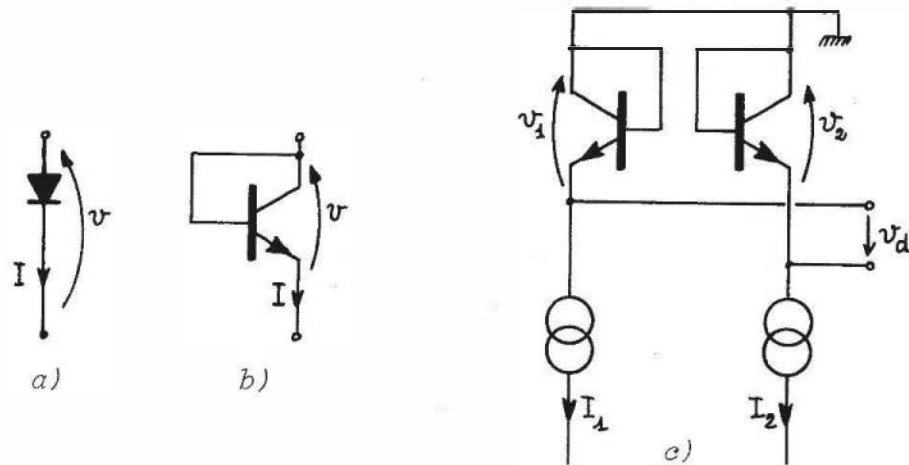


Figure 6.28 – Composants utilisés en capteurs de température : a) diode ; b) transistor monté en diode ; c) transistors appariés montés en diodes.

Les valeurs de cette sensibilité thermique sont généralement supérieures à celles des thermocouples et il n'est pas nécessaire de disposer d'une température de référence ; elles sont cependant inférieures à celles de résistances thermométriques associées à leur conditionneur. L'évolution des propriétés électriques aux températures extrêmes limite le domaine d'utilisation entre $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ et $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$. Dans cette plage, les capteurs ont une stabilité excellente.

6.5.2 Relation tension-température

■ Diode ou transistor monté en diode (figure 6.28a et b)

Le courant I est lié à la tension v par la relation classique :

$$I = I_o \left(\exp \left(\frac{qv}{kT} \right) - 1 \right), \quad T \text{ en K}$$

qui, en polarisation directe ($I \gg I_o$) se ramène à :

$$I = I_o \cdot \exp \left(\frac{qv}{kT} \right)$$

$$\text{où} \quad I_o = CT^m \cdot \exp \left(\frac{-qv_{\Phi}}{kT} \right)$$

v_{Φ} étant la hauteur de la bande interdite exprimée en volts, soit, pour le silicium : 1,12 volt ; m est généralement voisin de 3,

C est une constante indépendante de T mais dépendant de la géométrie de la jonction et des niveaux de piégeage.

Des relations précédentes on tire la tension v :

$$v = v_{\Phi} + \frac{kT}{q} \text{Log} I - \frac{kT}{q} \cdot m \text{Log} T - \frac{kT}{q} \cdot \text{Log} C$$

La constante C et le courant I peuvent être éliminés de l'expression précédente si l'on connaît la tension v_1 , pour un même courant I , mais à une température T_1 :

$$v = v_1 \frac{T}{T_1} + v_{\Phi} \left(1 - \frac{T}{T_1} \right) + m \frac{kT}{q} \text{Log} \frac{T_1}{T}$$

Cette expression qui n'est pas linéaire en température met en outre en évidence les termes qui déterminent l'interchangeabilité : la tension v pour $T = T_1$ et la valeur de m .

L'erreur de linéarité entre -20 °C et $+150$ °C d'un transistor MTS 102 (fabricant Motorola) est représentée *figure 6.29a* : elle est du même ordre que celle de la résistance de platine et très inférieure à celle du thermocouple.

Des équations précédentes on tire facilement une expression de la sensibilité thermique :

$$\frac{dv}{dT} = (v_1 - v_{\Phi}) \frac{1}{T_1} - \frac{mk}{q} \left(1 + \text{Log} \frac{T}{T_1} \right)$$

ou, en fonction de v :

$$\frac{dv}{dT} = -m \frac{k}{q} + (v - v_{\Phi}) \cdot \frac{1}{T}$$

Pour les transistors de la série MTS, le constructeur (Motorola) indique une expression numérique du coefficient moyen de température, dans la plage -40 °C à $+150$ °C, en fonction de la tension v (en mV) à 25 °C :

$$\frac{dv}{dT} = -2,25 + 0,0033 (v - 600) \quad \text{en mV/°C}$$

La tension $v(T)$ peut dès lors s'écrire :

$$v(T) = v(25 \text{ °C}) + \left(\frac{dv}{dT} \right) \cdot (T - 25 \text{ °C}) \quad T \text{ en °C}$$

L'emploi de cette relation permet de déterminer la température avec une incertitude de ± 2 °C pour la série MTS102, ± 3 °C pour la série MTS103 et ± 5 °C pour la série MTS105. Un exemple de montage de mesure est représenté *figure 6.29b*.

■ Tension différentielle de transistors appairés (figure 6.28c)

Deux transistors Q_1 et Q_2 appairés (*figure 6.30a*), de même courant I_0 , sont alimentés à courants constants I_1 et I_2 ; leurs tensions base-émetteur sont v_1 et v_2 :

$$I_1 = I_0 \exp \frac{qv_1}{kT}, \quad \text{soit} \quad v_1 = \frac{kT}{q} \text{Log} \frac{I_1}{I_0}$$

$$I_2 = I_0 \exp \frac{qv_2}{kT}, \quad \text{soit} \quad v_2 = \frac{kT}{q} \text{Log} \frac{I_2}{I_0}$$

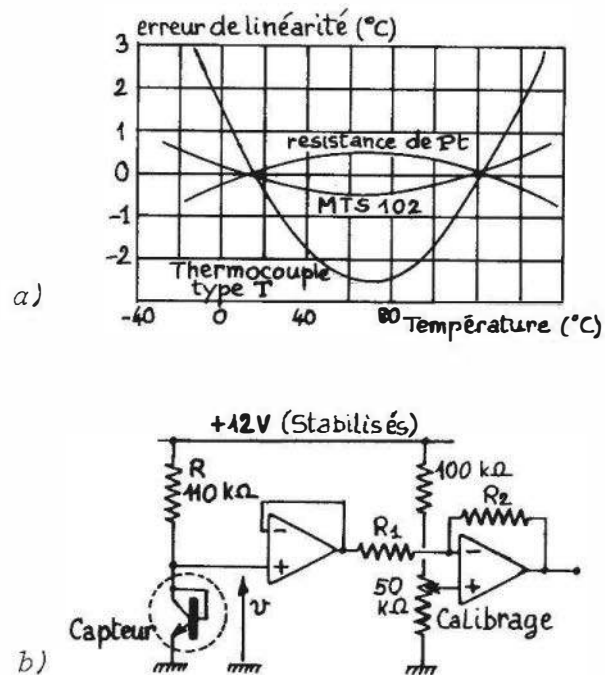


Figure 6.29 – Transistor capteur de température : a) erreur de linéarité comparée à celles d'une résistance de platine et d'un thermocouple de type T ; b) montage de mesure.

La mesure de la tension différentielle $v_d = v_1 - v_2$ permet d'éliminer l'influence de I_0 :

$$v_d = \frac{kT}{q} \cdot \text{Log} \frac{I_1}{I_2} = \frac{kT}{q} \text{Log} n$$

où n est le rapport des courants constants. Numériquement on a :

$$v_d \cong 86,56 \cdot T \text{Log} n \quad v_d \text{ en } \mu\text{V}, \quad T \text{ en K}$$

soit, pour $n = 2$: $v_d = 59,73 \cdot T$

La sensibilité thermique a pour expression :

$$S = \frac{d v_d}{d T} = \frac{k}{q} \text{Log} n$$

soit numériquement :

$$S = 86,56 \cdot \text{Log} n \quad \text{en } \mu\text{V.K}^{-1}$$

La sensibilité thermique est réduite par rapport au montage à une seule diode ou transistor mais elle est en principe indépendante de T ; en fait, la linéarité est très améliorée comme le montre la figure 6.30.

6.5.3 Capteurs de température intégrés

Les techniques de la microélectronique permettent la fabrication en circuits intégrés de transistors appairés qui sont parfaitement adaptés à la réalisation de capteurs de

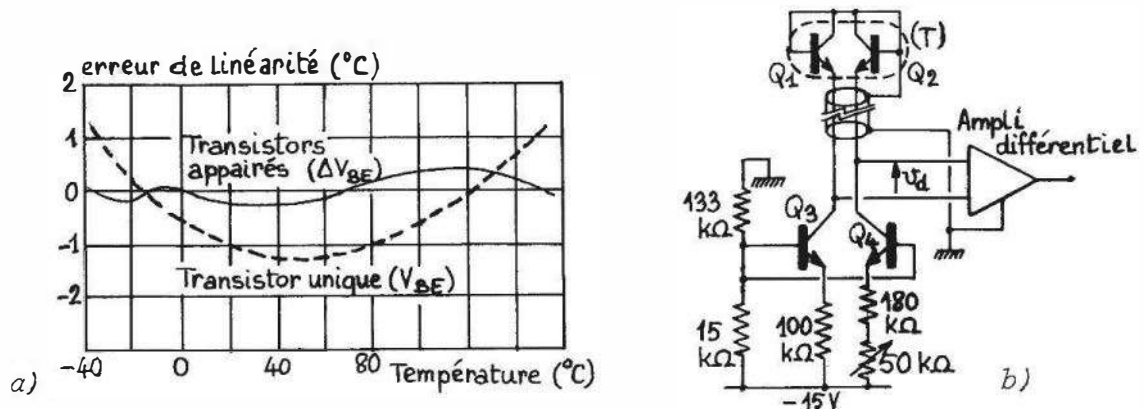


Figure 6.30 – Capteur de température à transistors appairés : a) erreur de linéarité comparée à celle d'un capteur à transistor unique ; b) montage de mesure. (Doc. P.M.I.).

température basés sur la mesure de l'évolution thermique de la différence de leurs tensions V_{BE} . Ces capteurs qui délivrent un courant ou une tension proportionnels à la température absolue, avec une linéarité excellente, ont comme intérêt majeur la simplicité de leur mise en œuvre ; ils ont cependant une plage de fonctionnement limitée : $-50\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+150\text{ }^{\circ}\text{C}$.

□ Exemples de réalisation

Capteur AD590 (Analog Devices)

Ce capteur se comporte comme une source de courant variant linéairement en fonction de sa température absolue ; il est particulièrement adapté à des mesures à grande distance puisque la chute de tension dans les fils de liaison n'affecte pas le signal. Un schéma simplifié de sa constitution interne est donné *figure 6.31a*. Les transistors appairés Q_3 et Q_4 qui ont même tension V_{BE} ont donc aussi des courants d'émetteur identiques de valeur $I_T/2$; ce courant issu de Q_4 est aussi le courant d'émetteur de Q_1 dont il détermine la tension base-émetteur soit :

$$V_{BE_1} = \frac{kT}{q} \cdot \text{Log} \left(\frac{I_T}{2I_0} \right)$$

Le courant $I_T/2$ issu de Q_3 traverse Q_2 qui est, en réalité, un ensemble en parallèle de 8 transistors identiques à Q_1 et donc traversés chacun par le courant $I_T/16$; leur commune tension base-émetteur est :

$$V_{BE_2} = \frac{kT}{q} \cdot \text{Log} \left(\frac{I_T}{16I_0} \right)$$

La différence des tensions V_{BE_1} et V_{BE_2} apparaît aux bornes de la résistance R parcourue par le courant $I_T/2$:

$$V_{BE_1} - V_{BE_2} = \frac{kT}{q} \cdot \text{Log} 8 \quad \text{et} \quad V_{BE_1} - V_{BE_2} = \frac{RI_T}{2}$$

d'où l'on déduit :

$$I_T = \frac{2}{R} \cdot \frac{kT}{q} \cdot \text{Log}8 \quad \text{soit} \quad \frac{I_T}{T} = 1 \mu\text{A/K} \quad \text{pour } R = 358 \Omega$$

- Exemples d'applications du capteur AD590

Circuit thermométrique (figure 6.31b)

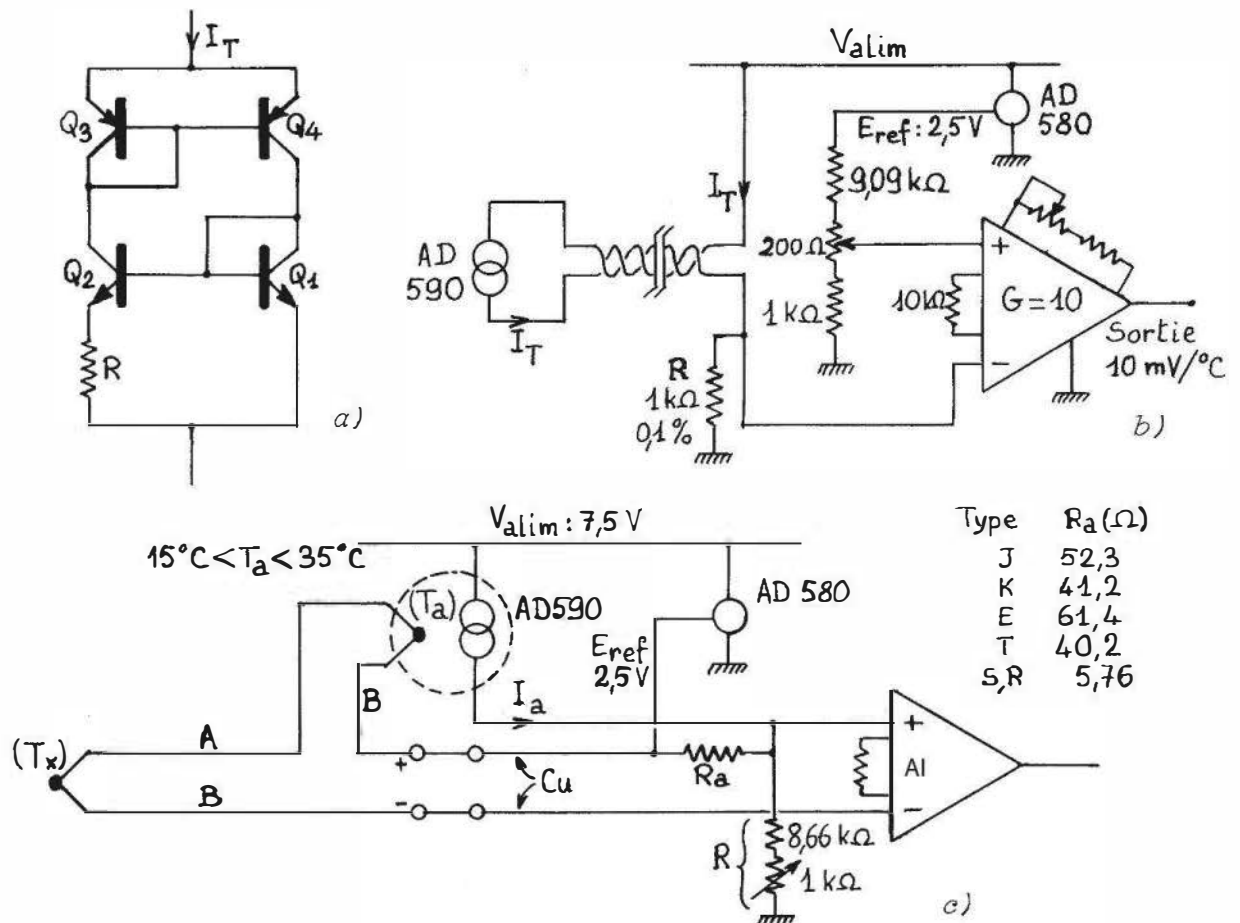


Figure 6.31 – Capteur de température intégré type AD590 :
 (a) schéma de principe simplifié ;
 (b) exemples d'applications : circuit thermométrique ;
 (c) circuit de compensation de soudure froide (Doc. Analog Devices).

Le courant I_T détermine aux bornes de la résistance R ($1 \text{ k}\Omega$) une différence de potentiel numériquement égale à $T \text{ mV}$ où T est la valeur de la température absolue du capteur.

La source de tension de référence (AD580, $E_{\text{ref}} = 2,5 \text{ V}$) permet d'obtenir par division potentiométrique une tension qui, numériquement, doit être aussi voisine que possible de $273,15 \text{ mV}$ correspondant à la valeur en K de 0°C .

L'amplificateur d'instrumentation, de gain $G = 10$, délivre en sortie une tension V_0 proportionnelle à la température du capteur exprimée en $^\circ \text{C}$:

$$V_0 = 10(T - 273,15) \text{ mV} = 10(T^\circ \text{C}) \text{ en mV.}$$

Correction de soudure froide (figure 6.31c)

Le thermocouple A/B dont la jonction de référence est à la température T_a délivre la f.é.m. $E_{A/B}^{T_x T_a}$.

La tension v_i aux bornes d'entrée de l'amplificateur d'instrumentation AI doit être égale à la f.é.m. que présenterait le thermocouple avec sa jonction de référence à 0°C soit :

$$v_i = E_{A/B}^{T_x 0^\circ\text{C}} = E_{A/B}^{T_x T_a} + E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}}$$

Compte tenu :

- d'une part, de la chute de tension due au courant I_a du capteur AD590, dans l'ensemble R_a et R en parallèle ;
- d'autre part, de la tension aux bornes de R_a due à la source de tension de référence E_{ref} (AD580, $E_{\text{ref}} = 2,5\text{ V}$), la tension v_i s'écrit :

$$v_i = E_{A/B}^{T_x T_a} + I_a \frac{R_a R}{R_a + R} - E_{\text{ref}} \frac{R_a}{R_a + R}$$

On déduit des deux équations précédentes :

$$E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} = I_a \frac{R_a R}{R_a + R} - E_{\text{ref}} \frac{R_a}{R_a + R}$$

Lorsque $T_a = 0^\circ\text{C}$, $E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} = 0$ et $I_a(0^\circ\text{C}) = 273,2\ \mu\text{A}$, d'où l'on déduit :

$$R = E_{\text{ref}} / I_a(0^\circ\text{C}) = 9\ 157\ \Omega.$$

Compte tenu des relations précédentes, on a finalement :

$$(T_a)_{\mu\text{A}} \cdot \frac{R_a R}{R_a + R} = E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} \quad \text{en } \mu\text{V}, \quad T_a \text{ en } 0^\circ\text{C}$$

Dans la plage de variation de T_a , la résistance $R_a R / (R_a + R)$ doit être numériquement égale au pouvoir thermoélectrique s exprimé en $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$: ceci permet, connaissant R , de déterminer pour chaque type de thermocouple la valeur appropriée de R_a .

□ **Capteur LM135 (National Semiconductor)**

Ce type de capteur est électriquement équivalent à une diode Zener dont la tension disruptive serait proportionnelle à la température absolue ; sa sensibilité est de 10 mV/K . Un schéma de principe simplifié est indiqué figure 6.32a. Les transistors Q_1 et Q_{10} sont traversés par des courants égaux ; le transistor Q_{10} est, en fait, une association en parallèle de 10 transistors identiques traversés chacun par $1/10$ du courant. Il en résulte une différence ΔV_{be} des tensions base-émetteur du transistor Q_1 et de chacun des transistors formant Q_{10} :

$$\Delta V_{be} = \frac{kT}{q} \cdot \text{Log}10 \quad \text{soit} \quad \Delta V_{be)_{\mu\text{V}}} = 200 T, \quad T \text{ en K.}$$

La différence de potentiel ΔV_{be} est imposée aux bornes de la résistance R : elle fixe le courant dans le pont $R_1 R R_2$ qui a donc à ses bornes la tension V_T telle que :

$$V_T = (R_1 + R_2 + R) \Delta V_{be} / R$$

soit numériquement $V_{T(mV)} = 10 T$, T en K.

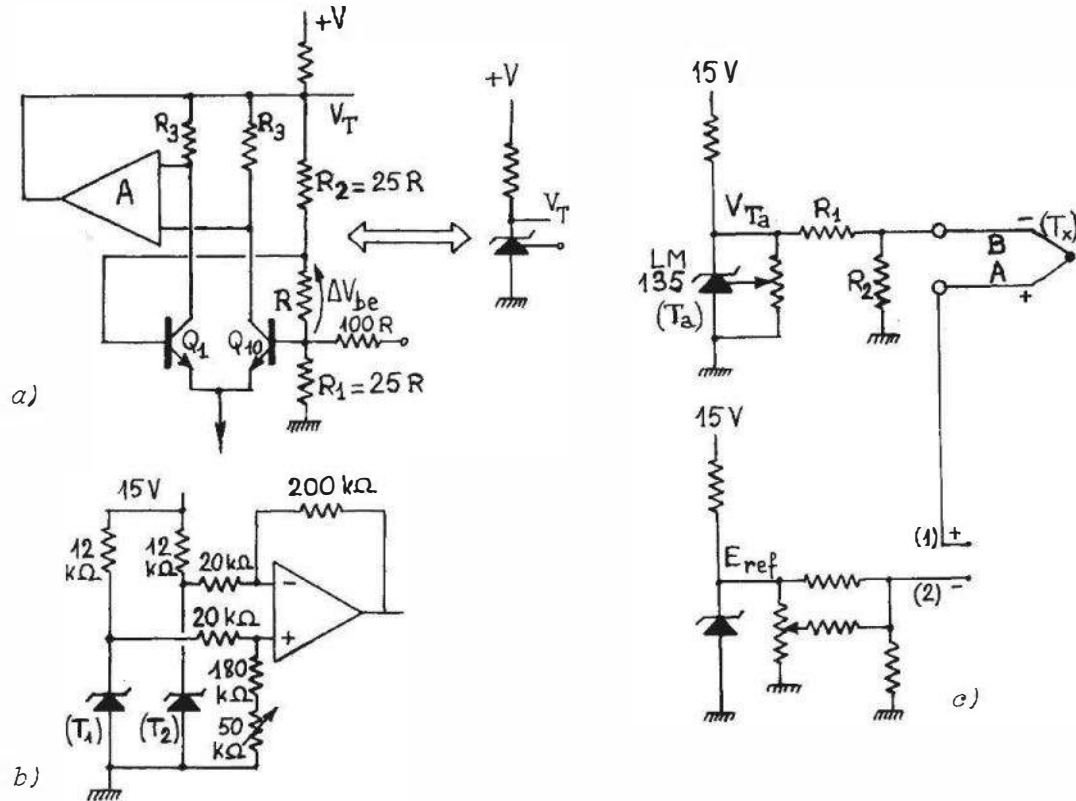


Figure 6.32 – Capteur de température intégré type LM135 : (a) Schéma de principe simplifié ; exemples d'applications : (b) circuit de mesure d'une différence de température ; (c) circuit de compensation de soudure froide (Doc. National Semiconductor).

L'amplificateur A contrôle l'égalité des courants collecteurs des transistors Q_1 et Q_{10} par la réaction qu'il exerce sur leurs tensions de base.

□ Exemples d'applications du capteur LM135.

Mesure d'une différence de température (figure 6.32b)

Les deux capteurs aux températures T_1 et T_2 sont associés à un amplificateur différentiel ; celui-ci amplifie avec un gain de 10 la différence des tensions à leurs bornes qui est égale à $10(T_2 - T_1)$ mV.

Compensation de soudure froide (figure 6.32c)

La différence de potentiel entre les bornes de mesures (1 et 2) doit être égale à :

$E_{A/B}^{T_x, 0^\circ\text{C}}$ soit :

$$V_1 - V_2 = E_{A/B}^{T_x, 0^\circ\text{C}} = E_{A/B}^{T_x, T_a} + E_{A/B}^{T_a, 0^\circ\text{C}}$$

Les potentiels V_1 et V_2 ont respectivement pour expression :

$V_1 = E_{A/B}^{T_x T_a} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{T_a}$ où V_{T_a} est la tension aux bornes du capteur placé à la température ambiante T_a (°C) soit $V_{T_a} = (273,2 + T_a) \cdot 10^{-2}$ V ;

$V_2 = k E_{\text{ref}}$ où k est ajusté au moyen du potentiomètre.

On en déduit :

$$E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (273,2 + T_a) 10^{-2} - k E_{\text{ref}}.$$

Pour $T_a = 0^\circ\text{C}$, $E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} = 0$

d'où la relation :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} 273,2 \cdot 10^{-2} - k E_{\text{ref}} = 0$$

Dans ces conditions :

$$E_{A/B}^{T_a 0^\circ\text{C}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot T_a \cdot 10^{-2} \text{ en V.}$$

La compensation de soudure froide est obtenue si les résistances R_1 et R_2 sont choisies de façon que le rapport $R_2/(R_1 + R_2)$ soit numériquement égal à $10^2 s$, s étant le pouvoir thermoélectrique du couple utilisé, dans la plage de variation de T_a .

6.6 Thermométrie par le bruit de fond

6.6.1 Principe de la méthode

L'agitation thermique des porteurs de charge provoque dans une résistance R des fluctuations de tension ou de courant qui dépendent de sa température T et qui ont pour valeur instantanée respectivement E_{bR} et I_{bR} .

La valeur efficace de la tension de bruit qui est égale à la racine carrée de la valeur quadratique moyenne de E_{bR} a pour expression :

$$\sqrt{E_{bR}^2} = \sqrt{4 k T R B}$$

où k est la constante de Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23}$ J .K⁻¹), T la température absolue en K, et B la bande passante de l'installation de mesure.

Dans la représentation de Thévenin, cette source de tension est en série avec R (figure 6.33a) ; dans la représentation équivalente de Norton (figure 6.33b) la source de courant est en parallèle sur R et sa valeur efficace a pour expression :

$$\sqrt{I_{bR}^2} = \sqrt{\frac{4 k T B}{R}}$$

La puissance de bruit dans la résistance est indépendante de R :

$$P_b = \frac{\overline{E_{bR}^2}}{R} = \overline{I_{bR}^2} \cdot R = 4 k T B = \sqrt{\overline{E_{bR}^2} \cdot \overline{I_{bR}^2}}$$

La mesure de $\sqrt{\overline{E_{bR}^2}}$ à l'aide d'un voltmètre pour valeur efficace permet, connaissant R et B , de déterminer T ; la mesure de P_b présente l'avantage de ne pas nécessiter la connaissance de R .

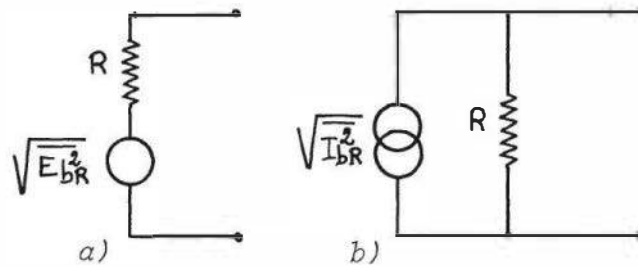


Figure 6.33 – Schémas électriques équivalents d'une résistance et de sa source de bruit : a) schéma de Thévenin ; b) schéma de Norton.

6.6.2 Méthodes de mesure

■ Détermination de la tension de bruit par comparaison

La résistance de mesure R_c est portée à la température T_c inconnue ; la tension quadratique moyenne de bruit à ses bornes est telle que :

$$\overline{E_{bR}^2} = 4 k T_c R_c B$$

Une résistance variable portée à la température T_1 est réglée à la valeur R_1 telle que le bruit qu'elle produit soit égal au bruit de R_c ; on a alors :

$$4 k T_c R_c B = 4 k T_1 R_1 B$$

$$\text{soit } T_c = \frac{R_1}{R_c} \cdot T_1$$

Cette méthode exige la détermination préalable de R_c , R_1 et T_1 ; il faut en outre que la bande passante soit identique dans les deux mesures ce qui s'obtient en ajustant une capacité C_c en parallèle sur R_c de façon que l'on ait, compte tenu de C_1 , capacité en parallèle sur R_1 :

$$R_c \cdot C_c = R_1 \cdot C_1$$

■ Détermination de la puissance de bruit

La puissance de bruit est déterminée en mesurant successivement :

– la valeur efficace de la tension de bruit en circuit ouvert soit :

$$\sqrt{\overline{E_{bR}^2}} = \sqrt{4 k T R B}$$

- la valeur efficace du courant de bruit en court-circuit soit :

$$\sqrt{I_{bR}^2} = \sqrt{\frac{4 k T B}{R}}$$

- puis en effectuant le produit des deux mesures précédentes.

Le montage de mesure est représenté *figure 6.34*.

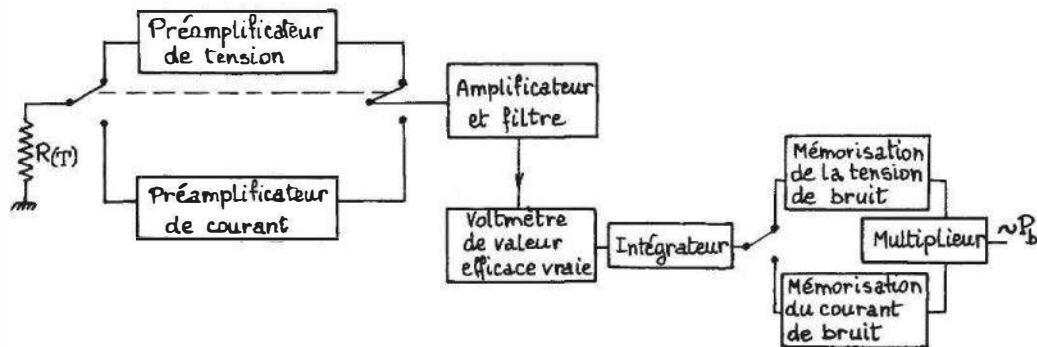


Figure 6.34 – Montage de mesure de la puissance de bruit d'une résistance (d'après Borkowski et Blalock).

Des précautions doivent être prises afin que le bruit de fond de l'installation ou les parasites extérieurs soient maintenus à un niveau très inférieur à celui du bruit thermique de la résistance de mesure. La précision dans la détermination de la température peut être meilleure que 1 %.

Cette méthode présente l'intérêt de n'exiger aucune mesure préalable ; en particulier elle ne dépend pas de la valeur de R . Ce dernier point est important dans le cas de mesures à hautes températures et dans des milieux agressifs, réacteurs nucléaires par exemple où il y a toujours un risque d'altération des paramètres électriques (résistance, f.é.m.) des capteurs employés.

6.7 Thermométrie par quartz

Une application classique du quartz est la réalisation d'oscillateurs de très grande stabilité, thermique en particulier. À cette fin, une solution est de donner à la lame de quartz une orientation cristallographique qui minimise les variations thermiques de la fréquence de l'oscillateur piloté. Par contre, dans son utilisation en capteur de température, la lame de quartz est orientée cristallographiquement en sorte que la fréquence de l'oscillateur soit une fonction quasi linéaire de la température de la lame. Le capteur ainsi réalisé est précis et sensible ; en outre, la détermination de la température qui se ramène à une mesure de fréquence met à profit :

- la très grande précision de ce type de mesure ;
- l'immunité au bruit que procure le transfert d'information par le support de la fréquence ;
- la facilité de conversion sous forme numérique d'une information liée à la fréquence.

6.7.1 Résonance électromécanique du quartz

Le cristal de quartz, SiO_2 , a la forme d'un prisme, aux extrémités pyramidales et de section droite hexagonale (*figure 6.35a*). Sa structure et l'anisotropie de ses propriétés physiques peuvent être rapportées à trois ensembles d'axes :

- l'axe optique ou axe Z qui relie les points extrêmes du cristal, et dans tout plan perpendiculaire à l'axe Z (*figure 6.35b*),
- trois axes dits électriques X, X', X'' qui relient, chacun, deux sommets opposés d'une section droite hexagonale,
- trois axes dits mécaniques Y, Y', Y'' qui sont, chacun, perpendiculaire aux côtés opposés d'une section droite.

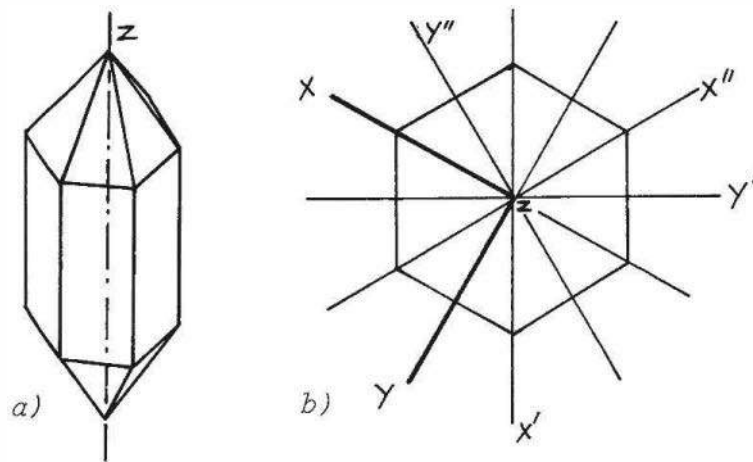


Figure 6.35 – Cristal de quartz : a) forme générale ; b) section droite perpendiculaire à l'axe optique.

Dans le cristal sont taillées des lames carrées, rectangulaires ou circulaires : leurs propriétés dépendent de leur géométrie, de leurs dimensions et de leur orientation cristallographique.

Le quartz est piézoélectrique (§ 10.1.1) :

dans le cas d'une lame dont les faces sont perpendiculaires à un axe électrique, on observe,

- l'apparition de charges de signe contraire sur chacune des faces lorsque l'on exerce sur elles une force perpendiculaire : c'est l'effet piézoélectrique direct ;
- une variation d'épaisseur de la lame, dilatation ou contraction, selon le signe de la différence de potentiel que l'on applique entre ses faces : c'est l'effet piézoélectrique inverse.

Une lame peut être le siège de divers modes de vibrations mécaniques correspondant à différents types de déformation : élongation, flexion, cisaillement. Les fréquences des vibrations susceptibles de s'établir sont déterminées par la géométrie, les dimensions et l'orientation cristallographique de la lame et elles satisfont à la formule générale :

$$f = \frac{n}{\ell} \sqrt{\frac{c}{\rho}}$$

où c est un module d'élasticité, fonction de l'orientation, ρ est la densité du quartz, ℓ est la dimension de la lame dans la direction de propagation des vibrations, et n un nombre entier généralement compris entre 1 et 5.

Lorsque l'on applique entre les faces de la lame une différence de potentiel alternative dont la fréquence est égale à celle d'un mode de vibration possible, l'effet piézoélectrique inverse entraîne la mise en oscillation de la lame : il s'établit ainsi un phénomène de résonance électromécanique avec transfert périodique d'énergie de la forme mécanique à la forme électrique et vice versa, les pertes étant très faibles. Le coefficient de surtension Q qui caractérise l'acuité d'une résonance est défini par la relation :

$$Q = 2\pi \frac{\text{Énergie mécanique ou électrique maximale}}{\text{Énergie dissipée par période}}$$

Pour une lame de quartz, Q a des valeurs très élevées, généralement comprises entre 10^4 et 10^5 .

L'orientation de la lame par rapport aux axes du cristal définit sa coupe. Ainsi par exemple :

- en coupe X , dite de Curie, les faces de la lame sont perpendiculaires à un axe X (*figure 6.36a*) ; une tension alternative étant appliquée entre ses faces, la lame peut vibrer en élévation et ses deux fréquences de résonance importantes ont pour valeur :

$$f_1 = \frac{2\,860}{e} \quad \text{et} \quad f_2 = \frac{2\,860}{\ell} \quad f \text{ en kHz}$$

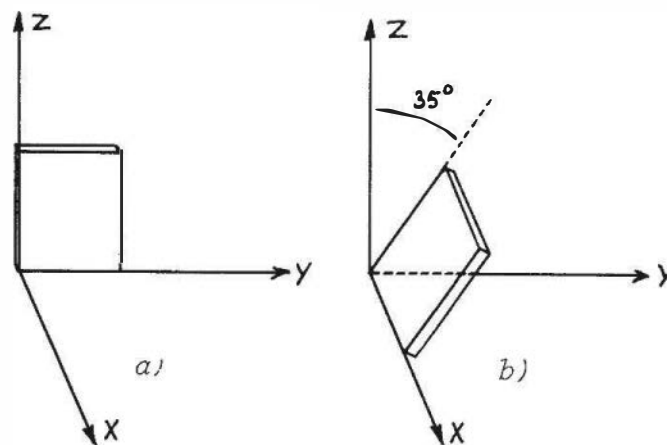


Figure 6.36 – Exemples de coupes d'un cristal de quartz : a) coupe X ; b) coupe AT .

- e et ℓ étant respectivement l'épaisseur et la largeur, en mm, de la lame ;
- en coupe AT , le plan des faces a tourné autour d'un axe X , et il fait un angle voisin de 35° avec l'axe Z (*figure 6.36b*) ; la lame peut vibrer en cisaillement d'épaisseur à des fréquences qui ont pour valeur :

$$f = \frac{1675}{e} n \quad f \text{ en kHz}$$

- e étant l'épaisseur en mm et n un entier ≤ 5 ;
- diverses autres coupes sont utilisées : leurs fréquences de vibration mécanique sont toujours inversement proportionnelles à l'une de leurs dimensions.

Les électrodes qui permettent d'appliquer une différence de potentiel à la lame sont, soit déposées par évaporation sous vide, soit constituées de deux plaquettes métalliques maintenues en contact avec la lame.

Autour de l'une de ses fréquences de résonance mécanique, la lame de quartz se comporte, du point de vue électrique, comme un dipôle constitué de deux branches en parallèle (*figure 6.37*) :

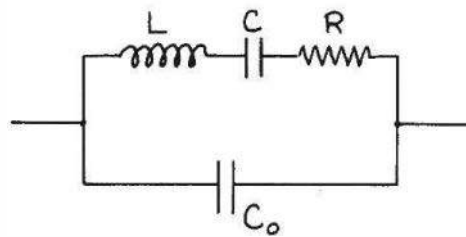


Figure 6.37 – Schéma électrique équivalent d'une lame de quartz.

- une branche L, C, R dont les éléments ont des valeurs déterminées par les caractéristiques géométriques, mécaniques et cristallographiques de la lame et qui ont pour ordre de grandeur :
 - L : de quelques H à 10^4 H ,
 - C : de 10^{-2} à 10^{-1} pF,
 - R : de quelques $k\Omega$ à quelques dizaines de $k\Omega$;
- une branche formée d'une capacité C_o qui est la capacité associée aux électrodes métalliques et dont la valeur est de 1 à 100 pF, le rapport C/C_o étant généralement compris entre 10^{-2} et 10^{-3} .

Ce dipôle présente deux résonances électriques :

- la résonance série de la branche L, C, R à la fréquence f_s :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

- la résonance parallèle, entre capacité C_o et branche L, C, R inductive, à la fréquence f_p :

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC \cdot \frac{1}{1 + \frac{C}{C_o}}}}$$

Ces fréquences sont très voisines :

$$\frac{f_p - f_s}{f_s} = \frac{1}{2} \cdot \frac{C}{C_o}$$

L'impédance Z_q du dipôle équivalent à la lame de quartz peut être mise sous la forme :

$$Z_q = R_q + jX_q$$

ou :

$$Z_q = \frac{\frac{\omega_p}{\omega} \cdot Q \left(\eta - \frac{1}{\eta} \right) - j \left(1 + Q^2 \left(1 - \left(\frac{\omega_p}{\omega} \right)^2 \right) \left(\eta^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 - 1 \right) \right)}{\omega C_o \left(1 + Q^2 \cdot \eta^2 \left(\frac{\omega_p}{\omega} - \frac{\omega}{\omega_p} \right)^2 \right)}$$

où l'on pose : $\eta = \frac{\omega_p}{\omega_s}$ et $Q = \frac{L\omega_s}{R}$.

Les variations en fonction de la fréquence de la résistance R_q et de la réactance X_q sont représentées *figure 6.38* ; compte tenu des valeurs considérables du coefficient Q on a pratiquement :

- pour $f = f_s$, $X_q = 0$ et R_q est minimum et égal à R ;
- pour $f = f_p$, $X_q = 0$ et R_q est maximum et égal à $\frac{LC}{RC_o^2}$.

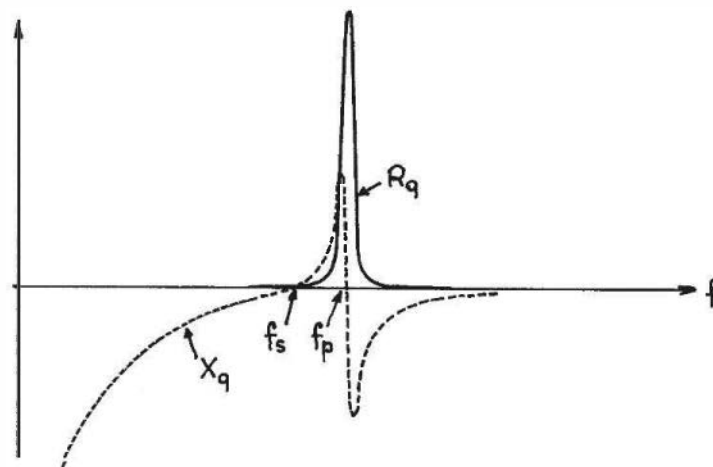


Figure 6.38 – Résistance R_q et réactance X_q d'une lame de quartz en fonction de la fréquence.

6.7.2 Oscillateur à quartz

Un oscillateur sinusoïdal est constitué d'un amplificateur et d'un circuit de réaction (*figure 6.39a*).

Soit :

- A , le gain de l'amplificateur, ϕ_a étant le déphasage apporté ;
- β , le taux de réaction, qui est le rapport du signal ramené à l'entrée au signal de sortie de l'amplificateur, ϕ_r étant le déphasage introduit ;

le critère de Barkhausen stipule les deux conditions nécessaires à l'oscillation :

$$|A \cdot \beta| \geq 1 \quad \text{et} \quad \phi_a + \phi_r = 2\pi$$

À titre d'exemple, on examine ici un montage simple utilisant comme amplificateur un transistor à effet de champ, de transconductance g_m , afin d'expliciter, dans ce cas, les deux conditions de l'oscillation (figure 6.39b).

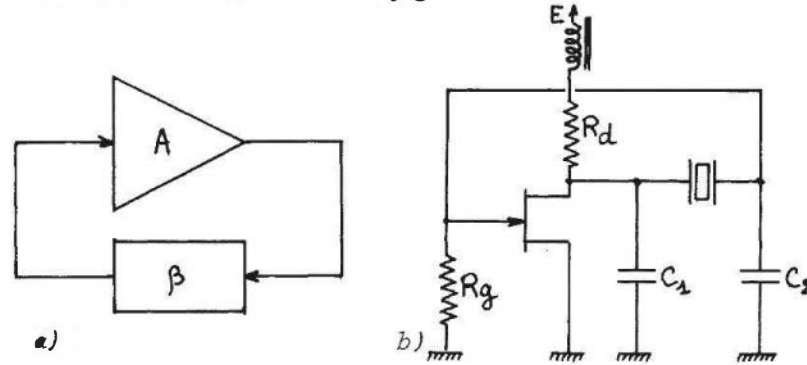


Figure 6.39 – Oscillateur : a) schéma de principe ;
b) exemple de réalisation simple d'un oscillateur à quartz.

En écrivant l'identité de la tension d'excitation v_g sur le gate et de la tension de sortie du réseau de réaction, on a, R_g étant très supérieur à $1/C_2\omega$:

$$v_g = g_m v_g \cdot \frac{1}{C_1 C_2 \omega^2 \cdot R_g + j \{ C_1 C_2 \omega^2 \cdot X_q - (C_1 + C_2) \omega \}}$$

soit :

$$g_m \cdot \frac{1}{C_1 C_2 \omega^2 \cdot R_g + j \{ C_1 C_2 \omega^2 \cdot X_q - (C_1 + C_2) \omega \}} = 1$$

dont on déduit les conditions :

- $g_m = R_g C_1 C_2 \omega^2$, équation qui détermine la transconductance nécessaire au maintien de l'oscillation ;
- $X_q = \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2 \omega}$ équation qui, en fixant la réactance du quartz, qui doit être inductive, détermine une fréquence d'oscillation comprise entre f_s et f_p .

La stabilité de l'oscillateur à quartz est due aux valeurs très élevées que prennent, entre ω_s et ω_p , les dérivées $dX_q/d\omega$ et $d\phi_q/d\omega$, ($\phi_q = \text{Arc tg}(X_q/R_g)$). Dès lors, quand la valeur d'un élément déterminant de la fréquence, autre que le quartz, fluctue, il suffit d'un très minime décalage de fréquence pour redonner à X_q et ϕ_q les valeurs nécessaires au maintien de l'oscillation.

6.7.3 Sensibilité thermique

Toute variation de température entraîne un changement des dimensions de la lame, de sa densité et de ses coefficients d'élasticité, d'où il résulte :

- une variation des fréquences de résonance mécanique : $f = \frac{n}{\ell} \cdot \sqrt{\frac{c}{\rho}}$;

- une modification des valeurs des composants L , C , R qui caractérisent la lame, du point de vue électrique.

On a généralement :

$$f(T) = f_0(1 + aT + bT^2 + dT^3) \quad , \quad T \text{ en } ^\circ\text{C}$$

soit
$$\frac{\Delta f}{f_0} = aT + bT^2 + dT^3 \quad \text{où} \quad \Delta f = f(T) - f_0$$

les coefficients a , b , d dépendant de la coupe de la lame (figure 6.40).

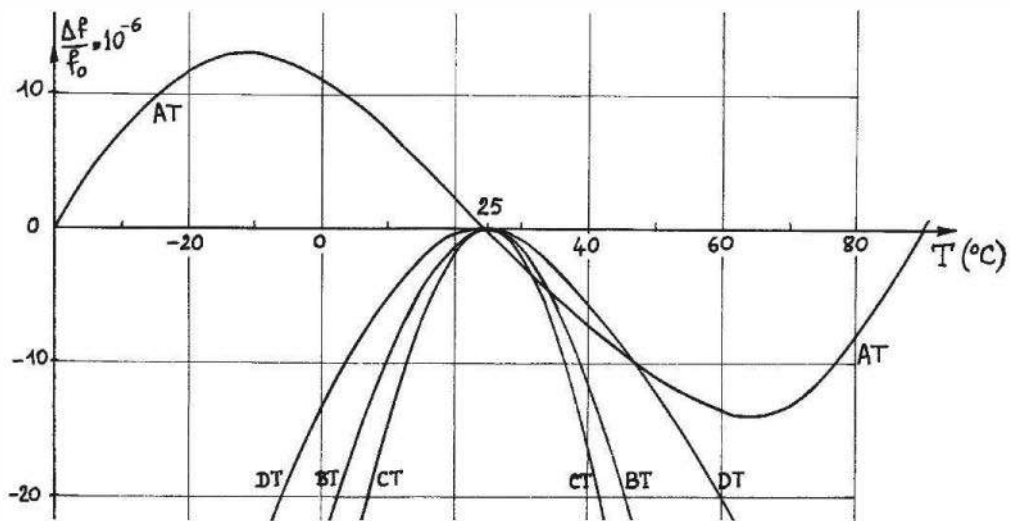


Figure 6.40 – Variation thermique de la fréquence de résonance pour différentes coupes de quartz.

Pour les coupes BT , CT , DT le terme b est prédominant et la variation thermique de $\Delta f/f_0$ est parabolique ; la sensibilité thermique est minimale à la température qui correspond au sommet de la parabole et qui dépend de l'orientation précise de la lame.

Pour la coupe AT , le coefficient d a une valeur importante et la courbe de variation thermique de $\Delta f/f_0$ présente un point d'inflexion autour duquel la sensibilité thermique est extrêmement faible dans un intervalle de quelques dizaines de degrés. La coupe LC (*Linear Coefficient*) est caractérisée, en principe, par des termes b et d qui sont nuls : la sensibilité thermique S de la fréquence de résonance est dès lors constante :

$$S = \frac{\Delta f}{\Delta T} = a \cdot f_0 ;$$

pour $a = 35,45 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ et $f_0 = 28,208 \text{ MHz}$ on a $S = 1\,000 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$.

C'est la coupe LC qui est utilisée pour les lames de quartz des capteurs de température. La figure 6.41 représente pour une lame de quartz en coupe LC la variation de sa sensibilité thermique dans l'intervalle de 0°C à 100°C ; en prenant pour pente moyenne dans cet intervalle $987,5 \text{ Hz}/^\circ\text{C}$, l'erreur sur la température demeure inférieure à $\pm 5 \cdot 10^{-3} ^\circ\text{C}$.

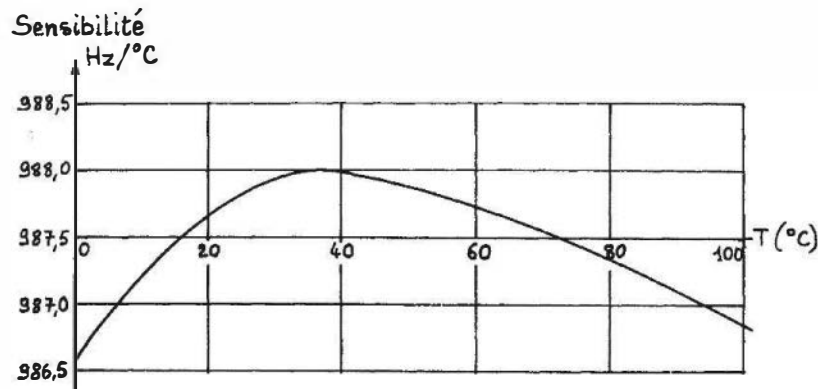


Figure 6.41 – Sensibilité en fonction de la température d'une lame de quartz de coupe LC (Doc. Hewlett-Packard).

6.7.4 Réalisation du thermomètre et méthode de mesure

Le thermomètre est réalisé en plaçant la lame de quartz à l'intérieur d'un boîtier d'acier qui est rempli d'hélium afin d'augmenter la conductance thermique entre quartz et boîtier. La lame de quartz est reliée par câble à l'élément actif, l'ensemble constituant l'oscillateur qui fournit le signal de mesure e_m :

$$e_m = E_m \cdot \cos \Omega_m t$$

où $\Omega_m = 2\pi f_m$, $f_m = f_o + \Delta f$ et $\Delta f = S(T - T_o) = S \cdot T$ quand $T_o = 0$ °C.

Un oscillateur de référence, à quartz, délivre un signal e_r dont la fréquence est f_o , pratiquement indépendante de la température ambiante :

$$e_r = E_r \cdot \cos \Omega_o t \quad (\Omega_o = 2\pi f_o).$$

Les signaux e_m et e_r sont appliqués aux entrées d'un changeur de fréquence, un multiplieur par exemple, qui délivre une tension v'_o :

$$v'_o = k e_m \cdot e_r = E'_o \{ \cos(\Omega_m - \Omega_r)t + \cos(\Omega_m + \Omega_r)t \}$$

Un filtre passe-bas qui élimine le terme de pulsation supérieure fournit finalement :

$$v_o = E_o \cdot \cos(\Omega_m - \Omega_r)t = E_o \cdot \cos(2\pi \Delta f)t$$

Un compteur-fréquence permet la détermination de Δf et, connaissant S , on en déduit la température : $T = \Delta f / S$.

Caractéristiques métrologiques d'un thermomètre à quartz (fabricant Hewlett-Packard). Étendue de mesure : -80 à 250 °C; Écart de linéarité : $\pm 0,05$ % de l'étendue de mesure, dix fois inférieur à celui d'une résistance de platine dans le même intervalle de température; Sensibilité : 1 000 Hz/°C; Résolution : 0,0001 °C; Erreur d'hystérésis : $\pm 0,05$ °C; Rapidité : constante de temps thermique : 2,5 s dans l'eau à la vitesse de 2 m/s.

6.8 Mesure de température sur des corps en mouvement

Lorsque la température à mesurer est celle d'une surface externe, la pyrométrie optique est la solution appropriée. Par contre, lorsque l'on veut connaître une température interne, un capteur doit être placé au point de mesure qui est mobile et la difficulté réside alors dans la transmission de l'information vers la chaîne de mesure qui est fixe ; différentes solutions sont envisageables, à savoir :

- les contacts tournants, dans le cas de pièces en rotation ; ils risquent d'introduire dans le circuit de mesure des résistances de contact variables, des f.é.m. parasites d'origine thermoélectrique et du bruit ;
- le transformateur tournant : le primaire, inducteur, est fixé à la pièce en rotation et relié à un thermocouple ; le courant qui le parcourt dépend des températures des jonctions de mesure et de référence ; le secondaire qui est fixe constitue l'induit et il délivre à ses bornes une tension fonction de la f.é.m. de Seebeck du thermocouple alimentant le primaire mobile ;
- le couplage inductif passif : le circuit lié à la pièce mobile est constitué d'une bobine en série avec un capteur résistif, thermistance par exemple ; cette bobine passe périodiquement entre deux bobines fixes : une bobine émettrice alimentée par un oscillateur et une bobine réceptrice reliée à la chaîne de mesure (figure 6.42). Le passage de la bobine mobile entre les deux bobines fixes entraîne une atténuation du signal reçu par la bobine réceptrice, cette atténuation augmentant lorsque la résistance de la thermistance diminue à température croissante.

Ce dispositif présente l'avantage de la simplicité de sa partie mobile, ce qui lui assure robustesse et stabilité du fonctionnement.

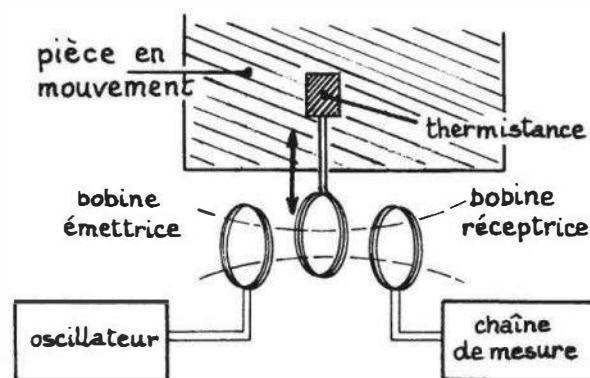


Figure 6.42 – Mesure de température dans une pièce en mouvement par couplage inductif passif (Doc. C.M.R.).

Exemple de caractéristiques métrologiques. Dispositif de mesure et surveillance de température de coussinet de tête de bielle par couplage inductif passif (fabricant C.M.R.) :

- Mesure de température entre 75 °C et 125 °C ;
- Vitesse de rotation entre 60 et 1 200 tr/mn ;

- Sens de rotation : indifférent ;
- Influence de la variation de vitesse : négligeable ;
- Précision : $\pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$;
- Temps de réponse : 20 à 30 secondes.

6.9 Pyrométrie optique

La pyrométrie optique est une méthode de mesure de la température basée sur la relation entre la température d'un corps et le rayonnement optique (infrarouge ou visible) que ce corps émet. Les capteurs utilisés sont donc des capteurs optiques, photoélectriques ou thermiques, (chapitre 5) ; cependant compte tenu de l'importance industrielle de la pyrométrie optique, on expose ici succinctement les principes physiques de la méthode ainsi que les procédures de mesure utilisées. L'intérêt de la pyrométrie optique est de permettre la détermination d'une température sans contact avec l'objet ; c'est donc une méthode appropriée quand les conditions expérimentales n'autorisent pas l'utilisation de capteurs thermométriques classiques :

- températures très élevées ($> 2\,000 \text{ }^\circ\text{C}$) ; mesures à grande distance ;
- environnement très agressif, (industrie chimique) ;
- corps mauvais conducteurs de la chaleur (plastiques, verres, bois...) ;
- pièces en mouvement (tôles dans un laminoir).

Lorsque l'objet étudié n'est pas à température uniforme, la pyrométrie optique permet le relevé de la carte des températures (thermographie).

6.9.1 Principes physiques

Tout corps émet spontanément et en permanence un rayonnement électromagnétique dont le spectre continu a une répartition énergétique fonction de la température : c'est le rayonnement thermique. Ce rayonnement a pour origine des transitions radiatives provoquées dans les atomes et les molécules par l'agitation thermique. Les lois de cette émission sont d'abord établies pour un corps idéal, le corps noir, caractérisé par une absorption totale de tout rayonnement incident ; le rayonnement thermique d'un corps réel, selon son pouvoir absorbant, se rapproche plus ou moins de celui du corps noir.

■ Lois du rayonnement thermique du corps noir

On définit :

- **l'émittance** E_n : puissance totale rayonnée dans un hémisphère, par unité de surface de l'émetteur ;
- **l'émittance spectrale** $E_{\lambda,n}$: densité spectrale de puissance rayonnée dans un hémisphère, par unité de surface de l'émetteur, à une longueur d'onde λ ; $d E_n$ étant l'émittance dans une bande de largeur $d \lambda$ autour de la longueur d'onde λ , on a donc :

$$d E_n = E_{\lambda,n} d \lambda \quad \text{soit} \quad E_{\lambda,n} = (d E_n / d \lambda)_\lambda \quad \text{et} \quad E_n = \int_0^\infty E_{\lambda,n} d \lambda$$

La **loi de Planck** est la loi fondamentale de l'émission thermique ; elle donne l'émittance spectrale d'une source qui est un corps noir en fonction de la longueur d'onde λ et de la température absolue T de cette source :

$$E_{\lambda,n}(\lambda, T) = \frac{C_1}{\lambda^5 \left(\exp \frac{C_2}{\lambda T} - 1 \right)}$$

où $C_1 = 2\pi hc^2$ et $C_2 = hc/k$
avec :

- h : constante de Planck = $6,6256 \cdot 10^{-34} \text{ W s}^2$,
- c : vitesse de la lumière = $2,998 \cdot 10^8 \text{ ms}^{-1}$,
- k : constante de Boltzmann = $1,38 054 \cdot 10^{-23} \text{ W s K}^{-3}$,

Numériquement, dans le système MKSA :

$$C_1 = 3,7413 \cdot 10^{-16} \text{ W m}^2, \quad C_2 = 1,4388 \cdot 10^{-2} \text{ m K}.$$

Dans les applications, on exprime souvent l'émittance spectrale en W par cm^2 et par micron de longueur d'onde : dans ce cas, numériquement :

$$C_1 = 3,7413 \cdot 10^4 \quad \text{et} \quad C_2 = 14 388.$$

La *figure 6.43* représente l'évolution de l'émittance spectrale en fonction de la longueur d'onde pour diverses températures. Dans le cas, fréquent dans les applications, où $C_2 \gg \lambda T$, la loi de Planck peut s'écrire :

$$E_{\lambda,n}(\lambda, T) = \frac{C_1}{\lambda^5} \exp \left(- \frac{C_2}{\lambda T} \right)$$

La **loi de Wien**, déduite par dérivation de la loi de Planck, fournit la longueur d'onde λ_{max} du maximum de l'émittance spectrale d'une source à la température absolue T :

$$\lambda_{\text{max}} = \frac{2898}{T}, \quad \lambda_{\text{max}} \text{ en } \mu\text{m}, \quad T \text{ en K}.$$

L'émittance spectrale maximale, à la longueur d'onde λ_{max} et à la température T a pour expression :

$$E_{\lambda,n}(\lambda_{\text{max}}, T) = 1,286 \cdot 10^{-15} T^5$$

formule où $E_{\lambda,n}$ est exprimé en watt par cm^2 et par μm .

La **loi de Stefan-Boltzmann** obtenue par intégration de la loi de Planck relie l'émittance totale E_n à la température absolue T de la source :

$$E_n(T) = \int_0^{\infty} E_{\lambda,n} d\lambda = \sigma T^4$$

où σ , constante de Stefan-Boltzmann, a pour expression : $\frac{2\pi^5 k^4}{15c^2 h^3}$

soit numériquement : $\sigma = 5,67 \cdot 10^{-12} \text{ W cm}^{-2} \text{ K}^{-4}$

On établit que plus de 90 % de l'énergie totale émise est comprise entre $\lambda_{\text{max}}/2$ et $5 \lambda_{\text{max}}$.

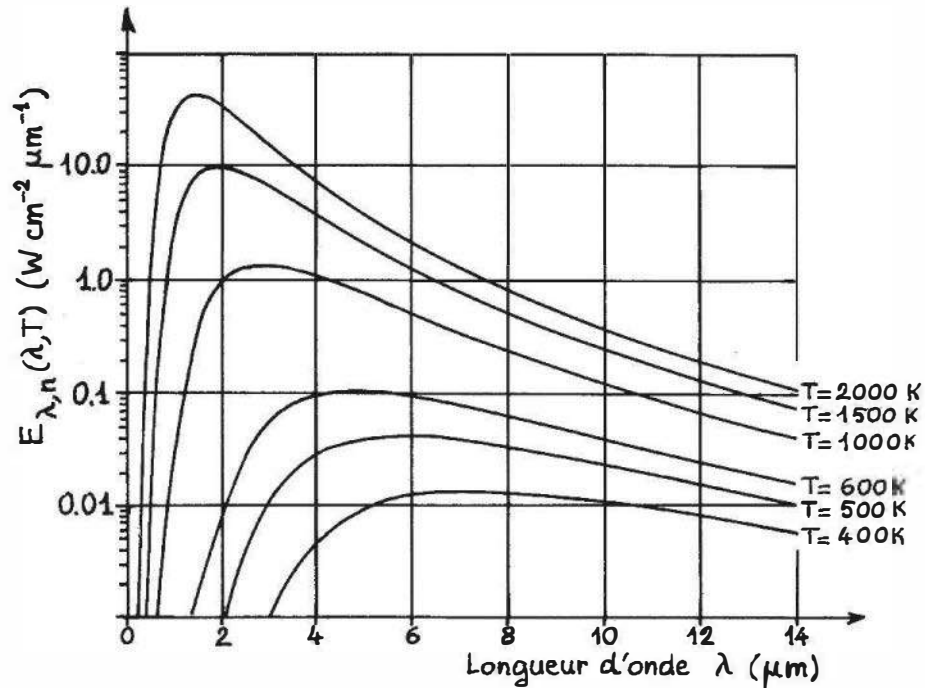


Figure 6.43 – Émittance spectrale du corps noir à diverses températures en fonction de la longueur d'onde.

Ces différentes lois mettent en évidence (*tableau 6.8*) :

- l'augmentation rapide de l'émittance avec la température ;
- le déplacement de l'énergie du spectre émis vers les longueurs d'ondes courtes (de l'infrarouge vers le visible) à température de la source croissante.

Tableau 6.8 – Rayonnement thermique en fonction de la température de la source (corps noir).

T °C	- 200	- 100	0	100	200	500	1000	2000	4000	5000
$E_n(\text{W/cm}^2)$	$0,16 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$31,5 \cdot 10^{-3}$	$109 \cdot 10^{-3}$	$284 \cdot 10^{-3}$	2,02	14,8	150,8	1 871	5 183
$\lambda_{\text{max}}(\mu\text{m})$	39,7	16,7	10,6	7,76	6,13	3,75	2,27	1,27	0,68	0,53

Remarques

- en dessous de 500 °C, le rayonnement thermique est quasi totalement dans le domaine infrarouge ;
- dans le cas du soleil, $T \cong 5\,500\text{ K}$, λ_{max} correspond au maximum de sensibilité de l'œil.

■ Rayonnement thermique d'un corps réel

L'émittance spectrale d'une cible réelle, E_λ , est liée à l'émittance spectrale du corps noir $E_{\lambda,n}$ par la relation :

$$E_\lambda(T) = e(\lambda, T) \cdot E_{\lambda,n}(T)$$

où $e(\lambda, T)$ est l'**émissivité** à la longueur d'onde λ et à la température T du matériau constituant la cible.

L'émissivité d'un corps est égale à son coefficient d'absorption (loi de Kirchhoff) : sa valeur, égale à 1 pour le corps noir est inférieure à 1 pour un corps réel et dépend, en particulier, de sa nature et de son état de surface.

Lorsque l'émissivité ne dépend pas de λ , le corps est dit « gris » et la loi de Stefan-Boltzmann s'écrit pour une cible de ce type :

$$E(T) = e(T) \cdot \sigma T^4$$

L'incertitude sur les valeurs exactes de $e(\lambda, T)$ est l'une des principales sources d'erreur potentielles en pyrométrie optique.

■ Absorption du rayonnement thermique

Dans son trajet entre la cible et le détecteur, le rayonnement subit une atténuation liée à la nature et à l'épaisseur des milieux traversés.

L'atténuation atmosphérique est due à la vapeur d'eau, au gaz carbonique et à l'ozone qui ont des raies d'absorption dans le domaine infrarouge. Les étendues spectrales à l'intérieur desquelles l'absorption est minimale sont désignées comme « fenêtres » et elles sont les plages privilégiées pour la mesure :

- fenêtre de l'infrarouge proche : 0,75 à 2,7 μm ;
- fenêtre de l'infrarouge moyen : 3 à 5 μm ;
- fenêtre de l'infrarouge lointain : 7 à 14 μm .

Les dispositifs optiques associés à un pyromètre optique (parois transparentes, réflecteurs, dioptrés) sont aussi à l'origine d'une certaine absorption du rayonnement qui est réduite par le choix de matériaux appropriés (fluorure de calcium, saphir, silice fondue).

6.9.2 Application à la mesure des températures – principes des méthodes

La cible dont on veut mesurer la température T émet, dans un hémisphère, par unité de sa surface et dans une plage spectrale de largeur $d\lambda$ autour d'une longueur d'onde λ , un flux élémentaire $d\Phi$:

$$d\Phi = E_\lambda(T) d\lambda = e(\lambda, T) E_{\lambda,n}(T) d\lambda$$

Un détecteur de rayonnement approprié reçoit le flux élémentaire $d\Phi_d$ qui est une fraction $K(\lambda)$ du flux émis par l'ensemble de la cible :

$$d\Phi_d = K(\lambda) e(\lambda, T) E_{\lambda,n}(T) d\lambda$$

où $K(\lambda)$ est fonction du système optique associé au détecteur, de la géométrie de l'ensemble cible-détecteur (distances, dimensions) et de l'absorption des milieux de propagation.

Le détecteur, de sensibilité $S_d(\lambda)$, convertit le flux reçu en un signal électrique s_{el} (courant ou tension) soit, pour le flux élémentaire :

$$d s_{el} = S_d(\lambda) \cdot K(\lambda) \cdot e(\lambda, T) \cdot E_{\lambda,n}(T) \cdot d\lambda$$

Cette dernière expression, compte tenu de la loi de Planck, établit la relation entre la température T de la cible et le signal électrique élémentaire délivré par le détecteur :

$$d s_{el} = S_d(\lambda) \cdot K(\lambda) \cdot e(\lambda, T) \cdot \frac{C_1 d\lambda}{\lambda^5 \left(\exp\left(\frac{C_2}{\lambda T}\right) - 1 \right)}$$

Cette relation met en évidence les difficultés de ce type de mesure qui, en principe, exige de connaître en particulier :

- l'émissivité $e(\lambda, T)$ de la cible ;
- l'atténuation apportée par les milieux traversés.

Il y a lieu aussi de s'assurer que le rayonnement reçu est le seul rayonnement thermique de la cible et que ne s'y ajoute pas le rayonnement issu d'autres corps à températures différentes.

■ Pyromètre à radiation totale

L'ensemble du spectre de rayonnement thermique de la cible – en fait, une fraction importante – est reçu par un détecteur à large bande, de type thermique (§ 5.11).

Le signal électrique s_{el} issu du détecteur a pour expression :

$$s_{el} = \int_0^{\infty} S_d(\lambda) \cdot K(\lambda) \cdot e(\lambda, T) \cdot E_{\lambda,n}(T) d\lambda$$

Si, idéalement, S_d , K , e étaient indépendants de λ on aurait, d'après la loi de Stefan-Boltzmann :

$$s_{el} = S_d \cdot K \cdot e(T) \int_0^{\infty} E_{\lambda,n}(T) d\lambda = S_d \cdot K \cdot e(T) \cdot \sigma T^4.$$

En pratique, le pyromètre doit être étalonné dans ses conditions d'emploi en mesurant simultanément s_{el} et T au moyen, par exemple, d'un thermocouple lorsque cela est possible.

Dans le cas où le pyromètre a été étalonné au moyen d'un corps noir, un signal s_{el} correspond à une température T_n ; pour un corps réel d'émissivité moyenne e , le même signal s_{el} correspond à une température T telle que $T = T_n / \sqrt[4]{e}$.

■ Pyromètre à bande étroite (ou monochromatique)

Une fraction limitée du spectre de rayonnement thermique de la cible, centrée autour d'une longueur d'onde λ_o et de largeur $\Delta\lambda$, est sélectionnée au moyen d'un filtre optique et est reçue par un capteur photoélectrique de sensibilité spectrale adaptée à cette longueur d'onde λ_o (photorésistance § 5.6 ; photodiode § 5.7 ; photomultiplicateur § 5.10.5 – *tableau 6.9*). Le signal électrique s_{el} délivré par le détecteur a pour expression :

$$s_{el} = \int_{\lambda_o - \Delta\lambda/2}^{\lambda_o + \Delta\lambda/2} S_d(\lambda) \cdot K(\lambda) \cdot e(\lambda, T) \cdot E_{\lambda,n}(T) d\lambda$$

Tableau 6.9 – Limites d'emploi des capteurs photoélectriques en pyrométrie optique.

Capteurs		Températures inférieures mesurables
Photodiodes	Si	600 °C
	Ge	200 °C
Photorésistances	Pb S	100 °C
	Pb Se	50 °C
	In Sb	0 °C
	Hg Cd Te	– 50 °C

Compte tenu de l'étroitesse du spectre reçu, on admet que dans la bande $\Delta\lambda$ on a pratiquement $\lambda \cong \lambda_0$ soit :

$$S_d(\lambda) = S_d(\lambda_0) ; \quad K(\lambda) = K(\lambda_0) ; \quad e(\lambda, T) = e(\lambda_0, T)$$

d'où, compte tenu de la loi de Planck

$$s_{el} = S_d(\lambda_0) \cdot K(\lambda_0) \cdot e(\lambda_0, T) \cdot \frac{C_1 \cdot \Delta\lambda}{\lambda_0^5 \left(\exp\left(\frac{C_2}{\lambda_0 T}\right) - 1 \right)}$$

Dans le cas très fréquent où $\lambda_0 T \ll C_2$, $\exp\left(\frac{C_2}{\lambda_0 T}\right) \gg 1$, on obtient finalement :

$$s_{el} = S_d(\lambda_0) \cdot K(\lambda_0) \cdot e(\lambda_0, T) \cdot C_1 \cdot \exp\left(-\frac{C_2}{\lambda_0 T}\right) \cdot \frac{\Delta\lambda}{\lambda_0^5}$$

Lorsque le pyromètre a été étalonné au moyen d'un corps noir, le signal électrique s_{el} correspond à une température T_n ; dans le cas où la cible réelle a une émissivité $e(\lambda_0, T)$, sa température T correspondant au signal s_{el} est :

$$T = \frac{1}{\frac{1}{T_n} + \frac{\lambda_0}{C_2} \text{Log}e(\lambda_0, T)}$$

□ Pyromètre à disparition de filament

Il s'agit d'un pyromètre monochromatique ($\lambda_0 = 0,65 \mu\text{m}$). L'image du filament de tungstène d'une lampe à incandescence est superposée à l'image de la cible. Le courant de chauffage I_f du filament est ajusté de façon que sa brillance devenant égale à celle de la cible, les deux images se confondent.

Un étalonnage préalable au moyen d'un corps noir ($I_f = F(T_n)$) permet connaissant l'émissivité e de la cible, d'en déduire la température T par la relation précédente.

■ Pyromètre bichromatique

Ce pyromètre peut être considéré comme un double pyromètre monochromatique exploitant deux plages voisines du rayonnement thermique centrées sur des longueurs d'onde λ_1 et λ_2 et de même largeur $\Delta\lambda$.

D'après l'expression du signal délivré par le capteur dans le cas du pyromètre monochromatique on a, dans ce cas :

– pour la plage centrée sur λ_1 :

$$s_{el1} = S_d(\lambda_1) \cdot K(\lambda_1) \cdot e(\lambda_1 T) \cdot C_1 \cdot \exp\left(-\frac{C_2}{\lambda_1 T}\right) \frac{\Delta\lambda}{\lambda_1^5}$$

– pour la plage centrée sur λ_2 :

$$s_{el2} = S_d(\lambda_2) \cdot K(\lambda_2) \cdot e(\lambda_2 T) \cdot C_1 \cdot \exp\left(-\frac{C_2}{\lambda_2 T}\right) \frac{\Delta\lambda}{\lambda_2^5}$$

Dans la mesure où les longueurs d'onde λ_1 et λ_2 sont voisines :

$$S_d(\lambda_1) = S_d(\lambda_2) ; \quad K(\lambda_1) = K(\lambda_2) ; \quad e(\lambda_1) = e(\lambda_2)$$

le rapport r des signaux délivrés par le détecteur devient :

$$r = \frac{s_{el1}}{s_{el2}} = \left(\frac{\lambda_2}{\lambda_1}\right)^5 \cdot \exp\left(\frac{C_2}{T} \left(\frac{1}{\lambda_2} - \frac{1}{\lambda_1}\right)\right)$$

Le rapport r , calculé analogiquement ou par logiciel, ne dépend que de la température T de la cible ; il est en particulier indépendant de l'émissivité e de la cible : c'est le grand intérêt de ce type de pyromètre.

Bibliographie

■ Ouvrages

A.S.T.M. (American Society for Testing and Materials), *Manual on the use of thermocouples in temperature measurement*, Philadelphie, A.S.T.M., 1974.

Eckert R.G., Goldstein R.J., *Measurements in heat transfer*, New York, MacGraw Hill, 1976.

Nicholas J., White D., Nicholas J.V., *Traceable Temperatures. Introduction to Temperature Measurement and Calibration*, New York, John Wiley & Sons, 2001.

■ Périodiques

Benson B., Krause D., « Use of the quartz crystal thermometer for absolute temperature measurements », *Rev. Sci. Instrum.*, 45, 1974, p. 1499.

Borkowski C.J., Blalock T.V., « A new method of Johnson noise thermometry », *Rev. Sci. Instrum.*, 45, 1974, p. 151.

- Diamond J.M., « Linearization of resistance thermometers and other transducers », *Rev. Sci. Instrum.*, 41, 1970, p. 53.
- Dixon J., « Radiation thermometry », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 21, 1988, p. 425.
- Dutt M., « On the measurement of average temperature in circular ducts », *I.S.A. Transact.*, 8, 1969, p. 98.
- Dutt M., Stickney T., « Conduction error in temperature sensors », *I.S.A. Transact.*, 9, 1970, p. 81.
- Goldratt E., Yeshurum Y., Greenfield A.J., « Effect of heat leaks in platinum resistance thermometry », *Rev. Sc. Instrum.*, 51, 1980, p. 361.
- Hoge H.J., « Comparison of circuits for linearizing the temperature indications of thermistors », *Rev. Sci. Instrum.*, 50, 1979, p. 316.
- Huetz J., « Temps de réponse des détecteurs de température. Méthodes de mesure », *Bulletin B.N.M.*, N° 32-33, 1978, p. 34.
- Kerlin T.W., Hashemian H.M., Petersen K.M., « Time response of temperature sensors », *I.S.A. Transact.*, 20, 1981, p. 65.
- Moffat R.J. « Gas temperature measurement : direct design of radiation shielding », *I.S.A. Transact.*, 8, 1969, p. 91.
- Praul S.H., Hmurcik L.V., « Instantaneous temperature measurement », *Rev. Sci. Instr.*, 44, 1973, p. 1363.
- Ramakrisna M.V.S. et al., « Highly sensitive infrared temperature sensor using self-heating compensated microbolometers », *Sensors and Actuators A*, 79, 2000, p. 122.
- Shwarts Yu. M. et al., « Limiting characteristics of diode temperature sensors », *Sensors and Actuators A*, 86, 2000, p. 197.
- Shwarts Yu. M. et al., « Radiation resistant silicon diode temperature sensors », *Sensors and Actuators A*, 97-98, 2002, p. 271.
- Wang C.C. et al., « High temperature thermistors based on yttria and calcium zirconate », *Sensors and Actuators A*, 58, 1997, p. 237.

Annexe

□ Sonde de platine

Résistance en fonction de la température – d'après la Norme NF C 42-330

°C	Ω	°C	Ω	°C	Ω	°C	Ω
-200	18,49	70	127,07	340	226,17	610	316,80
-190	22,80	80	130,89	350	229,67	620	319,99
-180	27,08	90	134,70	360	233,17	630	323,18
-170	31,32			370	236,65	640	326,35
-160	35,53	100	138,50	380	240,13		
		110	142,29	390	243,59	650	329,51
-150	39,71	120	146,06			660	332,66
-140	43,87	130	149,82	400	247,04	670	335,79
-130	48,00	140	153,58	410	250,48	680	338,92
-120	52,11			420	253,90	690	342,03
-110	56,19	150	157,31	430	257,32		
		160	161,04	440	260,72	700	345,13
-100	60,25	170	164,76			710	348,22
-90	64,30	180	168,46	450	264,11	720	351,30
-80	68,33	190	172,16	460	267,49	730	354,37
-70	72,33			470	270,86	740	357,42
-60	76,33	200	175,84	480	274,22		
		210	179,51	490	277,56	750	360,47
-50	80,31	220	183,17			760	363,50
-40	84,27	230	186,82	500	280,90	770	366,52
-30	88,22	240	190,45	510	284,22	780	369,53
-20	92,16			520	287,53	790	372,52
-10	96,09	250	194,07	530	290,83		
		260	197,69	540	294,11	800	375,51
0	100,00	270	201,29			810	378,48
10	103,90	280	204,88	550	297,39	820	381,45
20	107,79	290	208,45	560	300,65	830	384,40
30	111,67			570	303,91	840	387,34
40	115,54	300	212,02	580	307,15		
		310	215,57	590	310,38	850	390,26
50	119,40	320	219,12				
60	123,24	330	222,65	600	313,59		

Classe de précision

Tolérance sur la température

A 0,15 + 0,002 · |T(°C)|

B 0,30 + 0,005 · |T(°C)|

Écarts admissibles par rapport aux valeurs nominales

T °C	- 200	- 100	0	100	200	300	400	500	600	700	800	850
Classe A												
Écarts en $\pm \Omega$	0,24	0,14	0,06	0,13	0,20	0,27	0,33	0,38	0,43			
en $\pm ^\circ\text{C}$	0,55	0,35	0,15	0,35	0,55	0,75	0,95	1,15	1,35			
Classe B												
Écarts en $\pm \Omega$	0,56	0,32	0,12	0,30	0,48	0,64	0,79	0,93	1,06	1,17	1,28	1,34
en $\pm ^\circ\text{C}$	1,3	0,8	0,3	0,8	1,3	1,8	2,3	2,8	3,3	3,8	4,3	4,6

■ F.é.m. en μV . Température en $^\circ\text{C}$ (E.I.P.T. 1968). Jonction de référence à 0°C (d'après la norme NF C 42-321)

□ Thermocouple type R.

Platine – 13 % Rhodium/Platine

$^\circ\text{C}$	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
- 0	0	- 51	- 100	- 145	- 188	- 226					
+ 0	0	54	111	171	232	296	363	431	501	573	647
100	647	723	800	879	959	1 041	1 124	1 208	1 294	1 380	1 468
200	1 468	1 557	1 647	1 738	1 830	1 923	2 017	2 111	2 207	2 303	2 400
300	2 400	2 498	2 596	2 695	2 795	2 896	2 997	3 099	3 201	3 304	3 407
400	3 407	3 511	3 616	3 721	3 826	3 933	4 039	4 146	4 254	4 362	4 471
500	4 471	4 580	4 689	4 799	4 910	5 021	5 132	5 244	5 356	5 469	5 582
600	5 582	5 696	5 810	5 925	6 040	6 155	6 272	6 388	6 505	6 623	6 741
700	6 741	6 860	6 979	7 098	7 218	7 339	7 460	7 582	7 703	7 826	7 949
800	7 949	8 072	8 196	8 320	8 445	8 570	8 696	8 822	8 949	9 076	9 203
900	9 203	9 331	9 460	9 589	9 718	9 848	9 978	10 109	10 240	10 371	10 503
1 000	10 503	10 636	10 768	10 902	11 035	11 170	11 304	11 439	11 574	11 710	11 846
1 100	11 846	11 983	12 119	12 257	12 394	12 532	12 669	12 808	12 946	13 085	13 224
1 200	13 224	13 363	13 502	13 642	13 782	13 922	14 062	14 202	14 343	14 483	14 624
1 300	14 624	14 765	14 906	15 047	15 188	15 329	15 470	15 611	15 752	15 893	16 035
1 400	16 035	16 176	16 317	16 458	16 599	16 741	16 882	17 022	17 163	17 304	17 445
1 500	17 445	17 585	17 726	17 866	18 006	18 146	18 286	18 425	18 564	18 703	18 842
1 600	18 842	18 981	19 119	19 257	19 395	19 533	19 670	19 807	19 944	20 080	20 215
1 700	20 215	20 350	20 483	20 616	20 748	20 878	21 006				

□ Thermocouple type S

Platine – 10 % Rhodium/Platine

°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
- 0	0	- 53	- 103	- 150	- 194	- 236					
+ 0	0	55	113	173	235	299	365	432	502	573	645
100	645	719	795	872	950	1 029	1 109	1 190	1 273	1 356	1 440
200	1 440	1 525	1 611	1 698	1 785	1 873	1 962	2 051	2 141	2 232	2 323
300	2 323	2 414	2 506	2 599	2 692	2 786	2 880	2 974	3 069	3 164	3 260
400	3 260	3 356	3 452	3 549	3 645	3 743	3 840	3 938	4 036	4 135	4 234
500	4 234	4 333	4 432	4 532	4 632	4 732	4 832	4 933	5 034	5 136	5 237
600	5 237	5 339	5 442	5 544	5 648	5 751	5 855	5 960	6 064	6 169	6 274
700	6 274	6 380	6 486	6 592	6 699	6 805	6 913	7 020	7 128	7 236	7 345
800	7 345	7 454	7 563	7 672	7 782	7 892	8 003	8 114	8 225	8 336	8 448
900	8 448	8 560	8 673	8 786	8 899	9 012	9 126	9 240	9 355	9 470	9 585
1 000	9 585	9 700	9 816	9 932	10 048	10 165	10 282	10 400	10 517	10 635	10 754
1 100	10 754	10 872	10 991	11 110	11 229	11 348	11 467	11 587	11 707	11 827	11 947
1 200	11 947	12 067	12 188	12 308	12 429	12 550	12 671	12 792	12 913	13 034	13 155
1 300	13 155	13 276	13 397	13 519	13 640	13 761	13 883	14 004	14 125	14 247	14 368
1 400	14 368	14 489	14 610	14 731	14 852	14 973	15 094	15 215	15 336	15 456	15 576
1 500	15 576	15 697	15 817	15 937	16 057	16 176	16 296	16 415	16 534	16 653	16 771
1 600	16 771	16 890	17 008	17 125	17 243	17 360	17 477	17 594	17 711	17 826	17 942
1 700	17 942	18 056	18 170	18 282	18 394	18 504	18 612				

□ Thermocouple type B

Platine – 30 % Rhodium/Platine – 6 % Rhodium

°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
0	0	- 2	- 3	- 2	0	2	6	11	17	25	33
100	33	43	53	65	78	92	107	123	140	159	178
200	178	199	220	243	266	291	317	344	372	401	431
300	431	462	494	527	561	596	632	669	707	746	786
400	786	827	870	913	957	1 002	1 048	1 095	1 143	1 192	1 241
500	1 241	1 292	1 344	1 397	1 450	1 505	1 560	1 617	1 674	1 732	1 791
600	1 791	1 851	1 912	1 974	2 036	2 100	2 164	2 230	2 296	2 363	2 430
700	2 430	2 499	2 569	2 639	2 710	2 782	2 855	2 928	3 003	3 078	3 154
800	3 154	3 231	3 308	3 387	3 466	3 546	3 626	3 708	3 790	3 873	3 957
900	3 957	4 041	4 126	4 212	4 298	4 386	4 474	4 562	4 652	4 742	4 833
1 000	4 833	4 924	5 016	5 109	5 202	5 297	5 391	5 487	5 583	5 680	5 777
1 100	5 777	5 875	5 973	6 073	6 172	6 273	6 374	6 475	6 577	6 680	6 783
1 200	6 783	6 887	6 991	7 096	7 202	7 308	7 414	7 521	7 628	7 736	7 845
1 300	7 845	7 953	8 063	8 172	8 283	8 393	8 504	8 616	8 727	8 839	8 952
1 400	8 952	9 065	9 178	9 291	9 405	9 519	9 634	9 748	9 863	9 979	10 094
1 500	10 094	10 210	10 325	10 441	10 558	10 674	10 790	10 907	11 024	11 141	11 257
1 600	11 257	11 374	11 491	11 608	11 725	11 842	11 959	12 076	12 193	12 310	12 426
1 700	12 426	12 543	12 659	12 776	12 892	13 008	13 124	13 239	13 354	13 470	13 585
1 800	13 585	13 699	13 814								

Thermocouple type J

Fer/Cuivre – Nickel

°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
- 200	- 7 890	- 8 096									
- 100	- 4 632	- 5 036	- 5 426	- 5 801	- 6 159	- 6 499	- 6 821	- 7 122	- 7 402	- 7 659	- 7 890
- 0	0	- 501	- 995	- 1 481	- 1 960	- 2 431	- 2 892	- 3 344	- 3 785	- 4 215	- 4 632
+ 0	0	507	1 019	1 536	2 058	2 585	3 115	3 649	4 186	4 725	5 268
100	5 268	5 812	6 359	6 907	7 457	8 008	8 560	9 113	9 667	10 222	10 777
200	10 777	11 332	11 887	12 442	12 998	13 553	14 108	14 663	15 217	15 771	16 325
300	16 325	16 879	17 432	17 984	18 537	19 089	19 640	20 192	20 743	21 295	21 846
400	21 846	22 397	22 949	23 501	24 054	24 607	25 161	25 716	26 272	26 829	27 388
500	27 388	27 949	28 511	29 075	29 642	30 210	30 782	31 356	31 933	32 513	33 096
600	33 096	33 683	34 273	34 867	35 464	36 066	36 671	37 280	37 893	38 510	39 130
700	39 130	39 754	40 382	41 013	41 647	42 283	42 922	43 563	44 207	44 852	45 498
800	45 498	46 144	46 790	47 434	48 076	48 716	49 354	49 989	50 621	51 249	51 875
900	51 875	52 496	53 115	53 729	54 341	54 948	55 553	56 155	56 753	57 349	57 942
1 000	57 942	58 533	59 121	59 708	60 293	60 876	61 459	62 039	62 619	63 199	63 777
1 100	63 777	64 355	64 933	65 510	66 087	66 664	67 240	67 815	68 390	68 964	69 536
1 200	69 536										

 Thermocouple type T

Cuivre/Cuivre – Nickel

°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
- 200	- 5 603	- 5 753	- 5 889	- 6 007	- 6 105	- 6 181	- 6 232	- 6 258			
- 100	- 3 378	- 3 656	- 3 923	- 4 177	- 4 419	- 4 648	- 4 865	- 5 069	- 5 261	- 5 439	- 5 603
- 0	0	- 383	- 757	- 1 121	- 1 475	- 1 819	- 2 152	- 2 475	- 2 788	- 3 089	- 3 378
+ 0	0	391	789	1 196	1 611	2 035	2 467	2 908	3 357	3 813	4 277
100	4 277	4 749	5 227	5 712	6 204	6 702	7 207	7 718	8 235	8 757	9 286
200	9 286	9 820	10 360	10 905	11 456	12 011	12 572	13 137	13 707	14 281	14 860
300	14 860	15 443	16 030	16 621	17 217	17 816	18 420	19 027	19 638	20 252	20 869
400	20 869										

Thermocouple type E

Nickel-Chrome/Cuivre-Nickel

°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
- 200	- 8 824	- 9 063	- 9 274	- 9 455	- 9 604	- 9 719	- 9 797	- 9 835			
- 100	- 5 237	- 5 680	- 6 107	- 6 516	- 6 907	- 7 279	- 7 631	- 7 963	- 8 273	- 8 561	- 8 824
- 0	0	- 581	- 1 151	- 1 709	- 2 254	- 2 787	- 3 306	- 3 811	- 4 301	- 4 777	- 5 237
+ 0	0	591	1 192	1 801	2 419	3 047	3 683	4 329	4 983	5 646	6 317
100	6 317	6 996	7 683	8 377	9 078	9 787	10 501	11 222	11 949	12 681	13 419
200	13 419	14 161	14 909	15 661	16 417	17 178	17 942	18 710	19 481	20 256	21 033
300	21 033	21 814	22 597	23 383	24 171	24 961	25 754	26 549	27 345	28 143	28 943
400	28 943	29 744	30 546	31 350	32 155	32 960	33 767	34 574	35 382	36 190	36 999
500	36 999	37 808	38 617	39 426	40 236	41 045	41 853	42 662	43 470	44 278	45 085
600	45 085	45 891	46 697	47 502	48 306	49 109	49 911	50 713	51 513	52 312	53 110
700	53 110	53 907	54 703	55 498	56 291	57 083	57 873	58 663	59 451	60 237	61 022
800	61 022	61 806	62 588	63 368	64 147	64 924	65 700	66 473	67 245	68 015	68 783
900	68 783	69 549	70 313	71 075	72 835	72 593	73 350	74 104	74 857	75 608	76 358
1 000	76 358										

 Thermocouple type K

Nickel-Chrome/Nickel-Aluminium

°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
- 200	- 5 891	- 6 035	- 6 158	- 6 262	- 6 344	- 6 404	- 6 441	- 6 458			
- 100	- 3 553	- 3 852	- 4 138	- 4 410	- 4 669	- 4 912	- 5 141	- 5 354	- 5 550	- 5 730	- 5 891
- 0	0	- 392	- 777	- 1 156	- 1 527	- 1 889	- 2 243	- 2 586	- 2 920	- 3 242	- 3 553
+ 0	0	397	798	1 203	1 611	2 022	2 436	2 850	3 266	3 681	4 095
100	4 095	4 508	4 919	5 327	5 733	6 137	6 539	6 939	7 338	7 737	8 137
200	8 137	8 537	8 938	9 341	9 745	10 151	10 560	10 969	11 381	11 793	12 207
300	12 207	12 623	13 039	13 456	13 874	14 292	14 712	15 132	15 552	15 974	16 395
400	16 395	16 818	17 241	17 664	18 088	18 513	18 938	19 363	19 788	20 214	20 640
500	20 640	21 066	21 493	21 919	22 346	22 772	23 198	23 624	24 050	24 476	24 902
600	24 902	25 327	25 751	26 176	26 599	27 022	27 445	27 867	28 288	28 709	29 128
700	29 128	29 547	29 965	30 383	30 799	31 214	31 629	32 042	32 455	32 866	33 277
800	33 277	33 686	34 095	34 502	34 909	35 314	35 718	36 121	36 524	36 925	37 325
900	37 325	37 724	38 122	38 519	38 915	39 310	39 703	40 096	40 488	40 879	41 269
1 000	41 269	41 657	42 045	42 432	42 817	43 202	43 585	43 968	44 349	44 729	45 108
1 100	45 108	45 486	45 863	46 238	46 612	46 985	47 356	47 726	48 095	48 462	48 828
1 200	48 828	49 192	49 555	49 916	50 276	50 633	50 990	51 344	51 697	52 049	52 398
1 300	52 398	52 747	53 093	53 439	53 782	54 125	54 466	54 807			

□ Thermocouple type N

Nicrosil/Nicril

°C	0	10	20	30	40	50	60	70	80	90	100
-200	-3 990	-4 083	-4 162	-4 227	-4 277	-4 313	-4 336	-4 345			
-100	-2 407	-2 612	-2 807	-2 994	-3 170	-3 336	-3 491	-3 634	-3 766	-3 884	-3 990
0	0	-260	-518	-772	-1 023	-1 268	-1 509	-1 744	-1 972	-2 193	-2 407
0	0	261	525	793	1 064	1 339	1 619	1 902	2 188	2 479	2 774
100	2 774	3 072	3 374	3 679	3 988	4 301	4 617	4 936	5 258	5 584	5 912
200	5 912	6 243	6 577	6 914	7 254	7 596	7 940	8 287	8 636	8 987	9 340
300	9 340	9 695	10 053	10 412	10 772	11 135	11 499	11 865	12 233	12 602	12 972
400	12 972	13 344	13 717	14 091	14 467	14 844	15 222	15 601	15 981	16 362	16 744
500	16 744	17 127	17 511	17 896	18 282	18 668	19 055	19 443	19 831	20 220	20 609
600	20 609	20 999	21 390	21 781	22 172	22 564	22 956	23 348	23 740	24 133	24 526
700	24 526	24 919	25 312	25 705	26 098	26 491	26 885	27 278	27 671	28 063	28 456
800	28 456	28 849	29 241	29 639	30 025	30 417	30 808	31 199	31 590	31 980	32 370
900	32 370	32 760	33 149	33 538	33 926	34 315	34 702	35 089	35 476	35 862	36 248
1 000	36 248	36 633	37 018	37 402	37 786	38 169	38 552	38 934	39 315	39 696	40 076
1 100	40 076	40 456	40 835	41 213	41 590	41 966	42 342	42 717	43 091	43 464	43 836
1 200	43 836	44 207	44 577	44 947	45 315	45 682	46 048	46 413	46 777	47 140	47 502
1 300	47 502										

7 • CAPTEURS DE POSITION ET DÉPLACEMENT

Ces capteurs sont d'un emploi très général,

- d'une part, parce que le contrôle des positions et déplacements est un élément important pour le fonctionnement correct de beaucoup de machines, machines outils par exemple ;
- d'autre part, parce qu'un certain nombre de grandeurs physiques sont mesurables par les déplacements qu'elles imposent à des corps d'épreuve : c'est le cas des forces, des pressions, des accélérations, de la température, etc.

Il y a deux méthodes fondamentales utilisées pour le repérage des positions et la mesure des déplacements.

Dans la première méthode, la plus fréquemment utilisée, le capteur fournit un signal qui est fonction de la position de l'une de ses parties liée à l'objet mobile et les variations de ce signal traduisent le déplacement ; le groupe le plus important de ce type est constitué à partir d'impédances électriques dont l'une des caractéristiques géométriques ou dimensionnelles est variable avec la position de l'élément mobile : potentiomètre, inductance à noyau mobile, condensateur à armature mobile, transformateur à couplage variable.

À cette catégorie de capteurs, appartiennent aussi les codeurs digitaux absolus à l'aide desquels la position et le déplacement sont déterminés par lecture optique ou magnétique d'une graduation codée en binaire qui est portée par une règle ou un disque solidaires de l'élément mobile.

Dans la seconde méthode, d'emploi moins fréquent, le capteur délivre une impulsion à chaque déplacement élémentaire : la position et les déplacements sont déterminés par comptage des impulsions émises, ou décomptage selon le sens du déplacement. Il s'agit dans ce cas de capteurs incrémentaux.

Les capteurs dits de proximité sont caractérisés par l'absence de liaison mécanique avec l'objet dont ils mesurent la distance ou le déplacement : ils ont donc une grande finesse. Le couplage entre l'objet en déplacement et le capteur est établi par l'intermédiaire d'un champ magnétique, électromagnétique ou électrostatique et c'est l'intensité de ce couplage, fonction de la position relative de l'objet et du capteur, qui détermine la réponse électrique du capteur.

7.1 Potentiomètre résistif

Il s'agit d'un capteur dont la simplicité du principe conduit à des réalisations de coût modéré ; le signal de mesure qu'il permet d'obtenir peut être d'un niveau relativement important et il n'exige pas de circuit de traitement spécifique. Cependant,

il est le siège de frottements internes qui affectent sa finesse, sont une source de bruit et la cause d'une usure qui entraîne la dégradation de ses performances (linéarité, précision) et fixe une limite au nombre de manœuvres qu'il peut subir. En outre, son fonctionnement peut être affecté par l'atmosphère ambiante (humidité, poussières).

7.1.1 Réalisation du potentiomètre

■ Diverses formes géométriques

Un potentiomètre est constitué d'une résistance fixe R_n sur laquelle peut se déplacer un contact électrique, le curseur. Celui-ci est solidaire mécaniquement de la pièce dont on veut traduire le déplacement ; il en est isolé électriquement.

La valeur de la résistance R entre le curseur et l'une des extrémités fixes est fonction,

- d'une part de la position du curseur, et donc de la pièce mobile dont on veut traduire électriquement la position ;
- d'autre part de la réalisation de la résistance fixe. Lorsque celle-ci est constituée de façon uniforme, le potentiomètre est linéaire car il établit une relation de proportionnalité entre R et la position du curseur.

Selon la forme géométrique de la résistance fixe et donc du mouvement du curseur on distingue :

- le potentiomètre de déplacement rectiligne (*figure 7.1a*)

$$R(\ell) = \frac{\ell}{L} \cdot R_n$$

- le potentiomètre de déplacement angulaire

$$R(\alpha) = \frac{\alpha}{\alpha_M} \cdot R_n$$

- et plus précisément,
 - le potentiomètre circulaire : $\alpha_M < 360^\circ$ (*figure 7.1b*)
 - le potentiomètre hélicoïdal : $\alpha_M > 360^\circ$ (*figure 7.1c*)

De façon générale, on désignera dans la suite le déplacement du curseur par x , qu'il soit linéaire ($x = \ell$) ou angulaire ($x = \alpha$) et par X sa valeur maximale (L ou α_M).

■ Résistance

Elle peut être constituée soit par un fil bobiné soit par une piste conductrice.

Le fil doit présenter les qualités suivantes : coefficient de température de la résistivité et f.é.m. thermoélectrique avec le cuivre faibles, stabilité cristallographique et résistance à la corrosion. Les alliages habituellement utilisés sont du type : Ni-Cr, Ni-Cu, Ni-Cr-Fe, Ag-Pd. Le fil, bobiné sur un mandrin isolant (verre, céramique ou plastique), est lui-même isolé par un émail ou par oxydation superficielle ; il est dénudé sur la partie en contact avec le curseur.

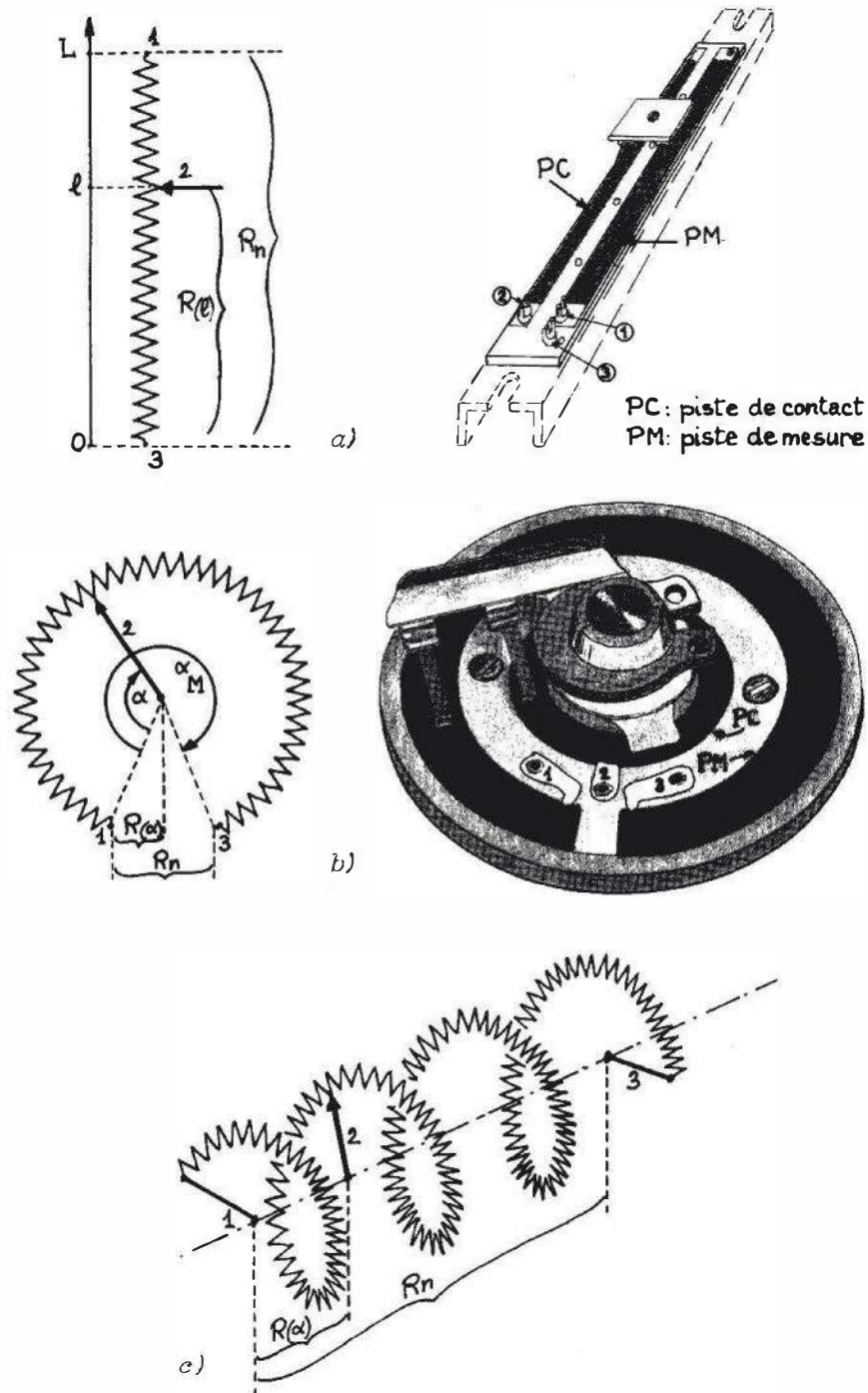


Figure 7.1 – Diverses formes de potentiomètres : schémas de principe et réalisations : a) potentiomètre rectiligne ; b) potentiomètre circulaire ; c) potentiomètre hélicoïdal (Doc. M.C.B.)

Les pistes conductrices sont fabriquées à partir d'un plastique chargé par une poudre conductrice de carbone ou de métal dont les grains ont des dimensions de l'ordre de $10^{-2} \mu\text{m}$. À l'échelle des grains, la structure de la piste est donc électriquement discontinue, ce qui fixe une limite à la résolution.

Les valeurs de la résistance R_n sont le plus souvent comprises entre 1 k Ω et 100 k Ω mais peuvent atteindre quelques M Ω .

Tolérance sur la valeur de la résistance

Pour les potentiomètres standards la tolérance sur la valeur de R_n est selon les cas de $\pm 20\%$ ou $\pm 10\%$; elle peut être ramenée à $\pm 5\%$. En fait, une grande précision sur la valeur de la résistance n'est en général pas nécessaire dans les montages de mesure où le signal résulte du rapport de résistances $R(x)/R_n$.

Coefficient de température de la résistance

Il est en général plus élevé pour les résistances à piste (de l'ordre de $-3 \cdot 10^{-4}/^\circ\text{C}$) ; il est d'importance secondaire si la température du potentiomètre est homogène et si le signal n'est fonction que du rapport $R(x)/R_n$.

Linéarité propre

De faibles inhomogénéités dans la structure ou la composition des matériaux, de légères irrégularités dans les dimensions peuvent entraîner un défaut de linéarité de la résistance qui se traduit par une variation, au cours du déplacement, de l'accroissement unitaire $dR(x)/dx$. L'ordre de grandeur de l'écart entre la courbe réelle $R(x)$ et la meilleure droite est selon les types de 0,01 % à 1 % de R_n .

■ Curseur

Le curseur doit assurer un bon contact électrique ce qui implique : l'absence de f.é.m. de contact, une résistance de contact faible et stable, d'une part dans le temps (usure), d'autre part en présence de vibrations ou de vitesse élevée de déplacement du curseur.

La résistance de contact dépend de la pression du curseur, de la nature et de l'état des surfaces en contact ; elle est nettement plus élevée pour les potentiomètres à piste conductrice : elle peut atteindre quelques de la résistance de la piste. En outre les variations aléatoires de cette résistance au cours du déplacement sont une source de bruit : c'est l'un des inconvénients des potentiomètres à piste conductrice mais il n'est apparent que si le courant dérivé par le curseur est relativement important (utilisation du potentiomètre en rhéostat).

7.1.2 Caractéristiques métrologiques

■ Course électrique utile

Les valeurs du rapport $R(x)/R_n$ aux deux extrémités de la résistance R_n sont en général perturbées soit par les butées de fin de course soit par les connexions au circuit d'alimentation. La course électrique utile est la plage de variation de x dans laquelle $R(x)$ est fonction linéaire du déplacement (*figure 7.2*).

■ Résolution

La meilleure résolution est celle des potentiomètres à piste conductrice ; elle est en fait limitée par la structure granulaire des pistes qui entraîne une erreur de résolution d'environ $0,1 \mu\text{m}$.

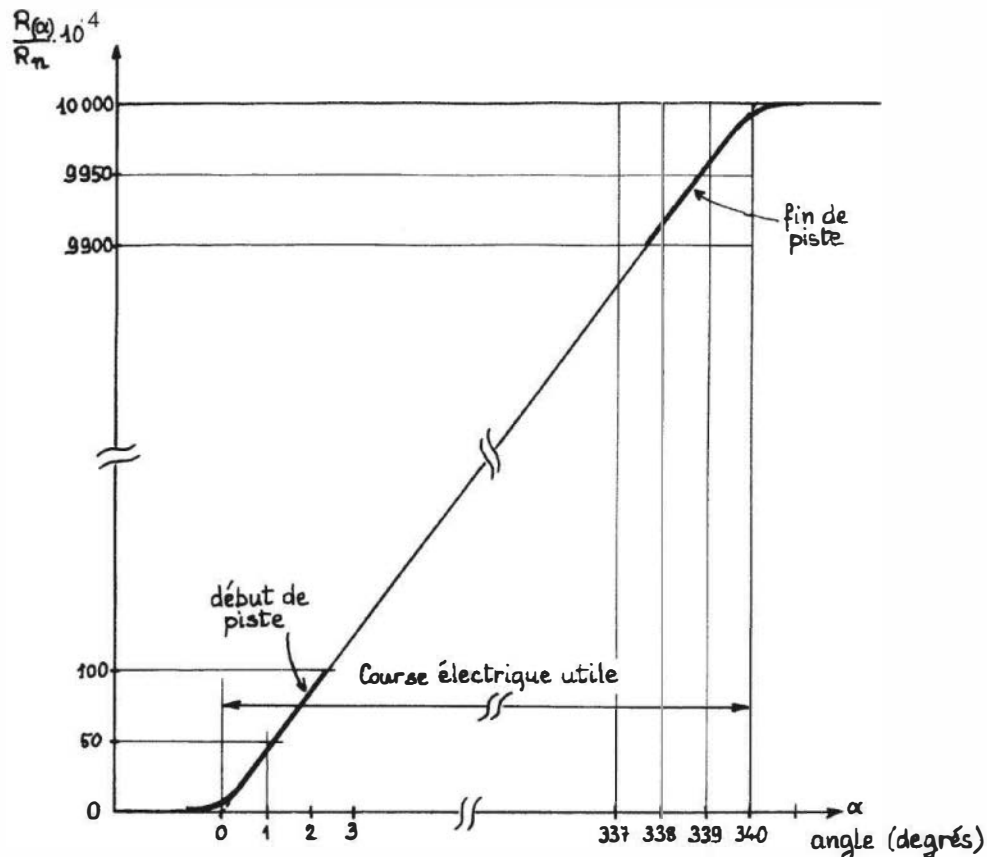


Figure 7.2 – Variation du rapport potentiométrique en fonction de la position du curseur (potentiomètre circulaire H22 - fabricant M.C.B.).

Dans le cas d'un potentiomètre bobiné comportant n spires, le curseur peut occuper $2n - 2$ positions électriquement distinctes :

- n positions où le contact est sur une seule spire (figure 7.3a)
- $n - 2$ positions où le contact est sur deux spires (figure 7.3b).

La tension mesurée varie de façon discontinue à chaque passage du curseur d'une position à la position voisine (figure 7.3c).

Le déplacement maximal nécessaire au passage du curseur d'une position à la position immédiatement voisine détermine la résolution : il dépend des formes et des dimensions du fil et du curseur et peut varier avec leur état d'usure. On fait de l'erreur de résolution une estimation pessimiste en la considérant égale à la distance entre deux spires. Pour améliorer la résolution, on est conduit à augmenter le nombre de spires par unité de course et donc à réduire le diamètre du fil. Il en résulte alors une usure plus rapide par le frottement du curseur et un risque accru de coupure. La meilleure résolution des potentiomètres bobinés correspond à une erreur de résolution d'environ $10 \mu\text{m}$, en utilisant des fils de ce diamètre.

La résolution du capteur peut être rendue meilleure que celle du potentiomètre si, par le moyen d'un système mécanique – levier, engrenage – le déplacement du curseur est amplifié par rapport à celui de la pointe de touche du capteur.

Le capteur M412 (constructeur SFIM) est formé d'un potentiomètre et d'une amplification par levier du mouvement de la pointe de touche (figure 7.4).

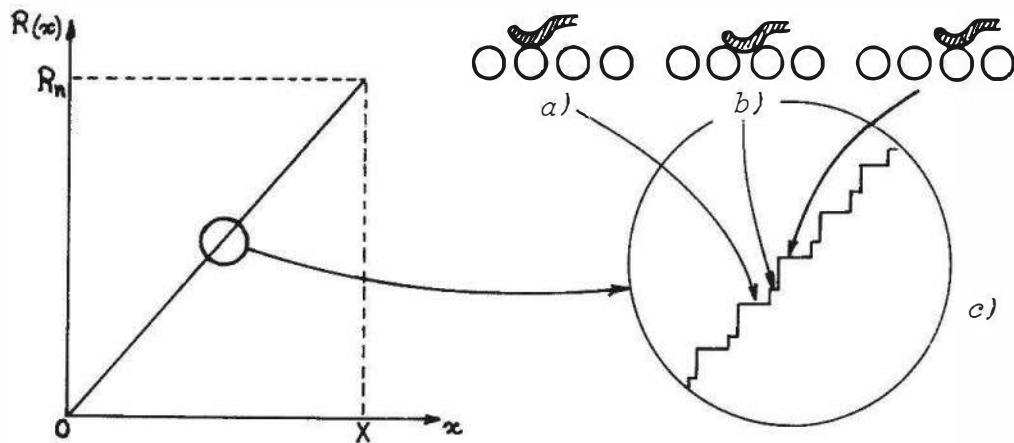


Figure 7.3 – Résolution du potentiomètre bobiné : a) et b) positions typiques du curseur ; c) variation de la résistance.

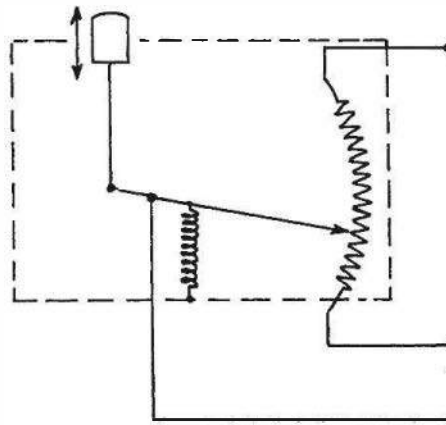


Figure 7.4 – Schéma d'un potentiomètre avec amplificateur mécanique du déplacement du curseur (Doc. SFIM).

Le potentiomètre est constitué de 214 spires réparties sur 15 mm ; l'erreur de résolution du potentiomètre est donc de $70 \mu\text{m}$. L'amplification du mouvement par le levier étant de 3,75 l'étendue de mesure du capteur est réduite à 4 mm et l'erreur de résolution de l'ensemble est alors de $19 \mu\text{m}$.

■ Vitesse maximale du curseur

Afin d'assurer un bon contact entre le curseur et la résistance, le constructeur fixe en général une limite u_{max} à la vitesse maximale de déplacement du curseur.

Si, par exemple, le curseur d'un potentiomètre rectiligne a, autour d'une position l_0 , un mouvement sinusoïdal d'amplitude l_1 :

$$l = l_0 + l_1 \cdot \sin \omega t \quad (\omega = 2\pi f)$$

sa vitesse maximale qui est égale à :

$$\left. \frac{d l}{d t} \right)_{\text{max}} = \omega \cdot l_1$$

doit être inférieure au maximum spécifié u_{max} .

On en déduit :

$$f < \frac{u_{\max}}{2\pi\ell_1}$$

Pour $u_{\max} = 1,25 \text{ m/s}$ et $\ell_1 = 0,1 \text{ mm}$ $f < 2 \cdot 10^3 \text{ Hz}$.

Dans le cas d'un mouvement circulaire de la forme :

$$\alpha = \alpha_0 + \alpha_1 \sin \omega t$$

on obtient par un calcul similaire au précédent :

$$f < N_{\max} \cdot \frac{360}{2\pi\alpha_1}$$

où N_{\max} est la vitesse maximale exprimée en tours/s et α_1 est l'amplitude du déplacement exprimée en degrés.

Pour $N_{\max} = 10 \text{ tours/s}$ et $\alpha_1 = 1^\circ$, $f < 6 \cdot 10^2 \text{ Hz}$.

C'est la vitesse maximale autorisée pour le curseur qui fixe, en général, la fréquence maximale des déplacements que l'on peut traduire à l'aide d'un potentiomètre ; cette fréquence est inversement proportionnelle à l'amplitude des déplacements ; elle est de l'ordre du kilohertz.

■ Bruit des potentiomètres

Lors du mouvement du curseur, la tension de mesure $v_m(x)$ présente, par rapport à la loi de variation escomptée $V_m(x)$, des fluctuations erratiques Δv_m dues en particulier à des changements de la résistance de contact :

$$v_m(x) = V_m(x) + \Delta v_m$$

Dans le cas des potentiomètres bobinés, la résistance de bruit R_b est définie par :

$$R_b = \left(\frac{\Delta v_m}{i} \right)_{i=1\text{mA}}$$

i étant le courant traversant le curseur du potentiomètre utilisé en rhéostat ; R_b est en général inférieur à 20Ω .

La résistance de bruit des potentiomètres à piste conductrice est nettement supérieure à celle des potentiomètres bobinés ; elle reste cependant en général inférieure à 1 % de R_n . Pour les potentiomètres à piste destinés principalement à l'emploi en diviseurs de tension, on préfère spécifier le bruit à partir d'un montage de ce type par le coefficient de régularité de la tension de sortie (R.T.S.). Celui-ci est égal à la fluctuation maximale crête à crête Δv_{cc} , exprimée en pourcentage de la tension de source E_s , entre deux points distants de 1 % de la course maximale. Selon la qualité du potentiomètre, on a pour R.T.S. des valeurs de 0,01 % à 2 %.

La résistance de bruit ainsi que le coefficient R.T.S. sont spécifiés pour une vitesse définie du curseur.

■ Durée de vie

Le frottement du curseur sur le fil ou la piste conductrice provoque son usure et fixe toujours une limite à l'emploi du potentiomètre. L'usure irrégulière de la piste due à de fréquents mouvements oscillatoires du curseur autour de positions déterminées entraîne une dégradation de la linéarité et peut aboutir à la coupure du fil d'un potentiomètre bobiné; l'accumulation sous le curseur de particules dues à l'érosion de la piste augmente la résistance de contact et le bruit mesuré par le coefficient R.T.S.

Les conditions d'emploi influent sur la durée de vie qui est d'autant plus limitée, en particulier dans le cas des potentiomètres à piste plastique, que le courant dérivé par le curseur est plus intense et que la température de fonctionnement est plus élevée. Ordres de grandeur de la durée de vie :

- potentiomètre bobiné : 10^6 manœuvres,
- potentiomètre à piste plastique : $5 \cdot 10^7$ à 10^8 manœuvres.

7.1.3 Potentiomètres sans curseur mécanique

Les inconvénients importants dus au frottement du curseur mécanique sur la piste (usure, bruit, couple d'entraînement) peuvent être pratiquement supprimés en remplaçant le couplage mécanique entre axe mobile et piste résistive par un couplage soit optique, soit magnétique.

Dans le potentiomètre angulaire à curseur optique, la piste résistive de mesure est séparée de la piste conductrice de contact par une fine bande photoconductrice (CdSe) sur laquelle un index lumineux se déplace en même temps que tourne l'axe du potentiomètre (*figure 7.5a*). La résistance de la zone photoconductrice décroît considérablement dans sa partie éclairée, établissant la liaison entre piste de mesure et piste de contact.

Le temps de réponse relativement important du matériau photoconducteur (de l'ordre de quelques dizaines de ms) fixe une limite à la fréquence maximale des déplacements du curseur optique (*figure 7.5b*).

Le potentiomètre magnétique est formé de deux magnétorésistances (§ 7.6.4) R_1 et R_2 montées en série (*figure 7.6a*). Un aimant solidaire de l'axe de rotation soumet à son champ d'induction une zone qui recouvre une fraction des résistances R_1 et R_2 variable avec la position angulaire de l'axe. Le champ d'induction magnétique provoque un accroissement important de la résistivité des parties de R_1 et R_2 qui y sont soumises.

La tension d'alimentation E_s est appliquée aux extrémités 1 et 3, la tension de mesure étant prise entre le point commun 2 et l'une des extrémités, 1 par exemple. La tension de mesure a pour expression :

$$v_m = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E_s = \frac{R_1}{R} \cdot E_s$$

la résistance R_1 est fonction de la position angulaire de l'axe qui fixe la fraction de R_1 soumise à l'induction magnétique; la résistance $R = R_1 + R_2$ est constante. La tension de mesure présente une variation quasi linéaire dans une plage d'environ

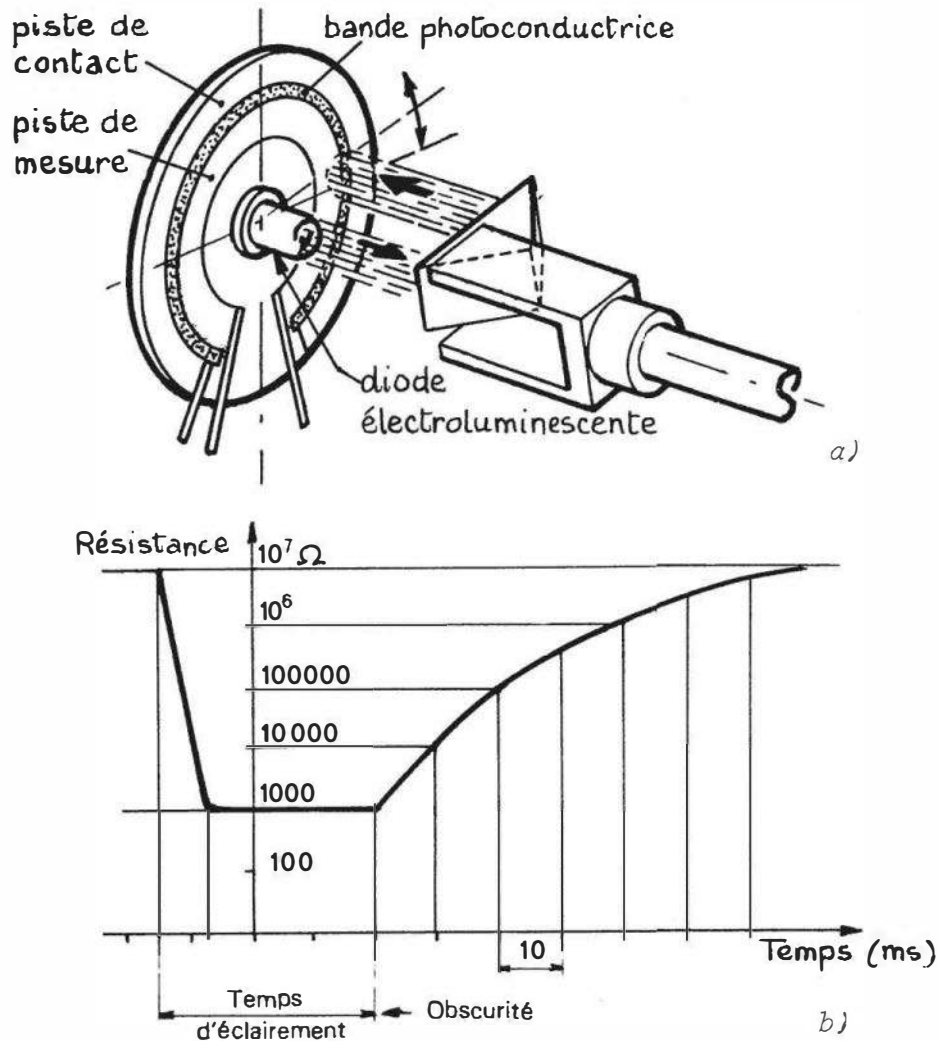


Figure 7.5 – Potentiomètre angulaire à curseur optique ; a) montage de principe ; b) évolution de la résistance de la zone photoconductrice sous l'effet d'un éclairage momentané (Doc. Segor).

90° pour les potentiomètres angulaires (*figure 7.6b*) et de quelques mm pour les potentiomètres rectilignes. La sensibilité thermique de la tension de mesure du seul potentiomètre est importante mais elle peut être réduite en lui associant un circuit de compensation thermique formé de résistances fixes en série et en parallèle (*figure 7.6c*).

7.1.4 Influence des divers éléments du montage de mesure

■ Montage de base (*figure 7.7a*)

Le potentiomètre est alimenté par une source de f.é.m. E_s et de résistance interne R_s . La tension v_m aux bornes de la résistance variable $R(x)$ est mesurée par un dispositif de résistance d'entrée R_i .

$$\text{On établit facilement : } v_m = E_s \cdot \frac{R(x)}{R_s + R_n} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R(x)}{R_i} \cdot \left(1 - \frac{R(x)}{R_s + R_n}\right)}$$

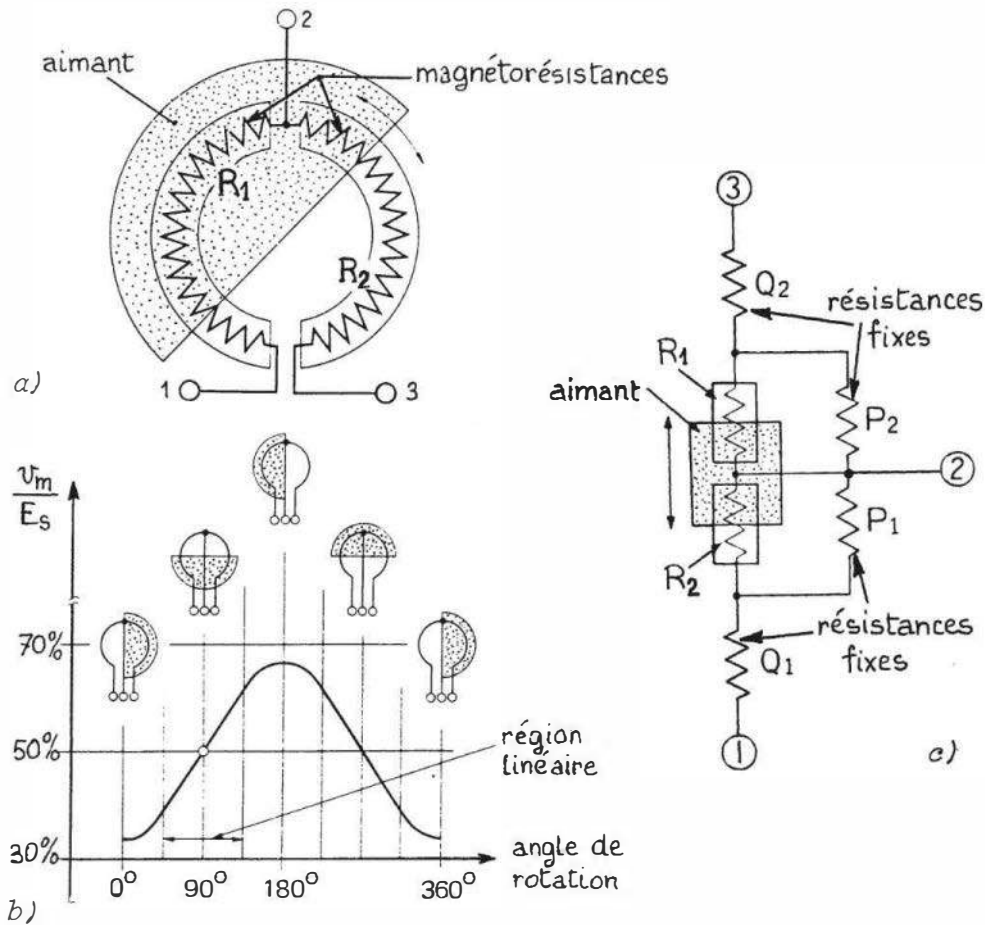


Figure 7.6 – Potentiomètre angulaire magnétique; a) principe; b) réponse électrique en fonction de l'angle de rotation; c) circuit de compensation thermique (Doc. Midori Précisions).

Dans le cas idéal, que l'on cherche à approcher, la tension de mesure a pour expression :

$$v_m = E_s \cdot \frac{R(x)}{R_n} = E_s \cdot \frac{x}{X}$$

soit, dans le cas d'un potentiomètre rectiligne : $v_m = E_s \cdot \frac{\ell}{L}$,

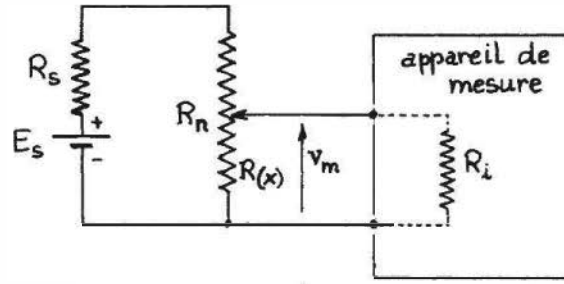
et dans le cas d'un potentiomètre circulaire : $v_m = E_s \cdot \frac{\alpha}{\alpha_M}$.

Ce cas idéal correspond aux deux conditions limites : $R_s = 0$ et $R_i = \infty$.

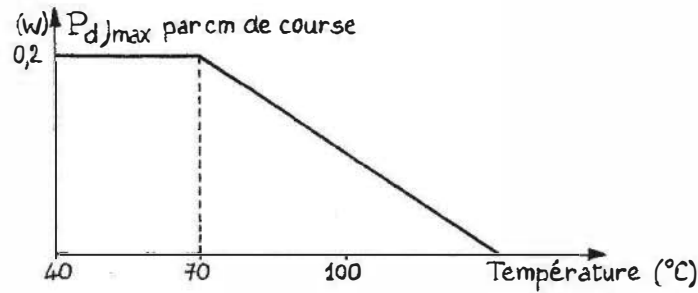
■ Influence de la source

En supposant pour cette étude : $R_i \gg R_n$ on a pratiquement :

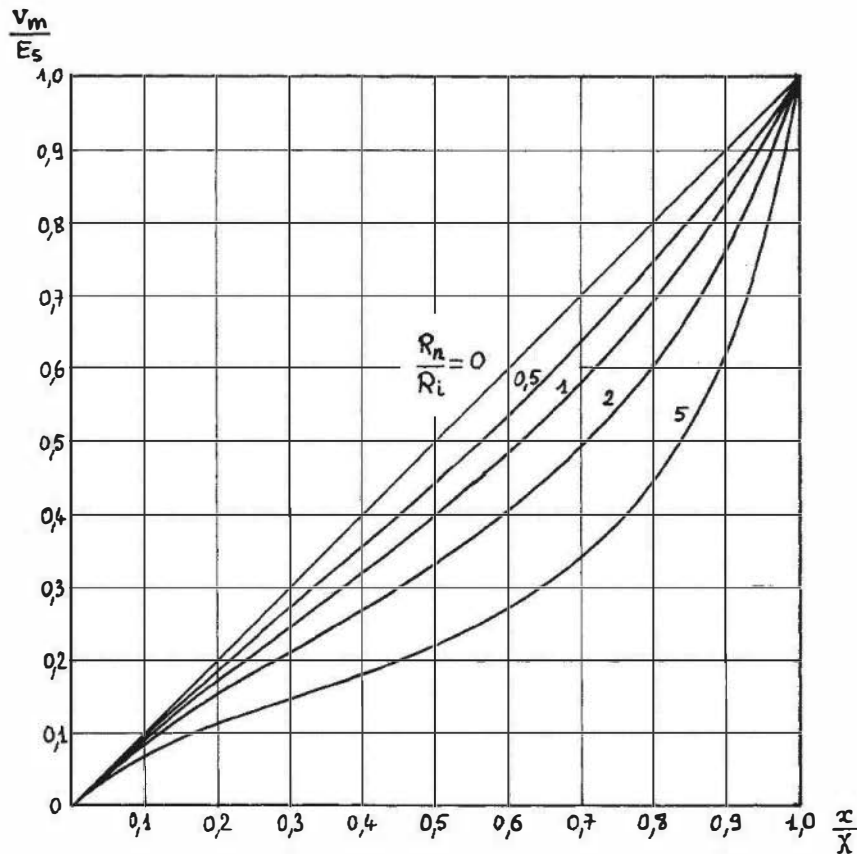
$$v_m = E_s \cdot \frac{R(x)}{R_s + R_n} = E_s \cdot \frac{x}{X} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_n}}$$



a)



b)



c)

Figure 7.7 – Montage du potentiomètre; a) schéma de base; b) puissance maximale dissipable par cm de course en fonction de la température extérieure (potentiomètre à piste plastique type H12, constructeur M.C.B.); c) influence de la résistance d'entrée de l'appareil de mesure sur la linéarité.

La sensibilité du montage est dans ce cas :
$$S = \frac{\Delta v_m}{\Delta x} = \frac{E_s}{X} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_s}{R_n}}$$

où X est imposé par la course maximale à traduire.

S est indépendant de x : la résistance R_s réduit la sensibilité mais n'affecte pas la linéarité, dans la mesure où $R_i \gg R_n$.

Une sensibilité élevée est obtenue en choisissant une source de résistance interne faible : $R_s \ll R_n$ et de f.é.m. E_s importante.

En fait, l'augmentation de E_s est limitée par la puissance maximale $P_{d\max}$ dissipable dans le potentiomètre :

$$E_{s\max} = \sqrt{R_n \cdot P_{d\max}}$$

Il y a lieu de noter que la puissance maximale dissipable $P_{d\max}$ décroît à mesure que la température d'utilisation augmente (*figure 7.7b*).

Exemple. Potentiomètre rectiligne Recti H12 (fabricant MCB) :

$L = 25 \text{ mm}$, $R_n = 5 \text{ k}\Omega$ à $25 \text{ }^\circ\text{C}$.

À $25 \text{ }^\circ\text{C}$: $P_{d\max} = 0,5 \text{ W}$ d'où $E_{s\max} = 50 \text{ V}$ et $S_{\max} = 2 \text{ V/mm}$.

À $100 \text{ }^\circ\text{C}$: $P_{d\max} = 0,25 \text{ W}$ d'où $E_{s\max} = 36 \text{ V}$ et $S_{\max} = 1,4 \text{ V/mm}$.

Dans le cas de valeurs élevées de R_n , il peut arriver que $E_{s\max}$ déterminé à partir de $P_{d\max}$ soit supérieur à la tension limite U_M applicable au potentiomètre : il faut évidemment dans ce cas choisir :

$$E_{s\max} < U_M$$

Stabilité de la source

Une dérive ΔE_s de la f.é.m. de la source entraîne, alors que le curseur demeure fixe, une variation Δv_m de la tension mesurée :

$$\Delta v_m = \Delta E_s \cdot \frac{x}{X}$$

Il n'est pas possible de distinguer cette variation Δv_m de celle qui serait due à un déplacement Δx du curseur :

$$\Delta v_m = E_s \cdot \frac{\Delta x}{X}$$

La dérive Δv_m , donc l'erreur Δx due à l'instabilité de la source, est évidemment maximale en bout de course, lorsque $x = X$.

Si l'on s'impose de pouvoir détecter un déplacement minimum Δx_{\min} , il faut que l'incertitude qui résulte de l'instabilité de la source lui soit de beaucoup inférieure ; la stabilité minimale de la source en résulte :

$$\frac{\Delta E_s}{E_s} \ll \frac{\Delta x_{\min}}{X}$$

Excitation par une source de tension sinusoïdale

L'utilisation d'une source de tension sinusoïdale permet d'éliminer de la tension mesurée les tensions continues parasites (f.é.m. de contact et thermoélectrique) ainsi que les décalages et les dérives lentes des amplificateurs de mesure. Elle risque cependant de faire apparaître l'influence d'impédances parasites mal connues : inductances et capacités parasites associées à la résistance et qui étant réparties se prêtent mal à un calcul précis. C'est pour ces raisons qu'afin de laisser aux impédances parasites des valeurs négligeables, on limite la fréquence d'excitation à quelques centaines de Hertz au maximum.

■ Influence de la résistance d'entrée de l'appareil de mesure

En admettant que la résistance de source ait été choisie conformément à la condition $R_s \ll R_n$, l'expression de la tension de mesure devient :

$$v_m = E_s \cdot \frac{R(x)}{R_n} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R(x)}{R_i} \cdot \left(1 - \frac{R(x)}{R_n}\right)}$$

soit, en fonction de la position x :

$$v_m = E_s \cdot \frac{x}{X} \cdot \frac{1}{1 + \frac{x}{X} \cdot \left(1 - \frac{x}{X}\right) \cdot \frac{R_n}{R_i}}$$

La sensibilité du montage, $S = \Delta v_m / \Delta x$, est une fonction de x : le dispositif n'est pas linéaire et l'écart de linéarité est d'autant plus important que le rapport R_n/R_i est plus grand (*figure 7.7c*).

Dans le cas où : $\frac{R_n}{R_i} \ll 1$, l'expression de v_m peut s'écrire :

$$v_m = E_s \cdot \frac{x}{X} \left(1 - \frac{x}{X} \cdot \left(1 - \frac{x}{X}\right) \cdot \frac{R_n}{R_i}\right)$$

L'écart entre la courbe idéale et la courbe réelle est maximal pour $\frac{x}{X} = \frac{2}{3}$; en confondant courbe réelle et courbe idéale l'erreur maximale Δx sur la position est alors :

$$\Delta x = -\frac{4}{27} \cdot \frac{R_n}{R_i} X.$$

Pour $\frac{R_n}{R_i} = 10^{-1}$, $\Delta x = 1,5 \cdot 10^{-2} X$, mais pour $\frac{R_n}{R_i} < 10^{-3}$, $\Delta x < 1,5 \cdot 10^{-4} X$.

et dans la majorité des cas cette dernière erreur est négligeable devant l'erreur de linéarité propre.

Influence du courant dérivé par le curseur

Lorsque la résistance du dispositif relié au curseur est assez faible pour que le courant traversant le curseur cesse d'être négligeable, il apparaît un certain nombre de perturbations :

- chute de tension dans la résistance de contact ;
- déformation des lignes de courant dans la piste conductrice au voisinage du curseur et détérioration de la linéarité propre ;
- risque de dégradation par échauffement local de la piste ou du curseur.

Une limitation du courant dérivé par le curseur est donc nécessaire, beaucoup plus sévère pour les potentiomètres à piste que pour les potentiomètres bobinés.

7.1.5 Montages de mesure

– Détermination d'une position

L'information est fournie par la tension v_m entre le curseur et une extrémité du potentiomètre : elle doit être mesurée ou acquise à l'aide d'un dispositif à grande impédance d'entrée :

- voltmètre ;
- amplificateur en montage suiveur (*figure 7.8a*) : la tension de mode commun maximale admissible par l'amplificateur doit être supérieure à la tension d'alimentation du potentiomètre ;
- amplificateur en montage inverseur (*figure 7.8b*) : la résistance d'entrée du montage, R_1 , doit être très supérieure à R_n .

L'utilisation d'un convertisseur analogique – numérique qui a pour tension de référence la tension d'alimentation E_s du potentiomètre (*figure 7.8c*) permet d'éliminer l'erreur due à l'incertitude sur la valeur de cette tension, résultant par exemple d'une dérive ; en effet, le nombre N en sortie du convertisseur, de résolution n bits, ayant pour valeur :

$$N = \frac{v_m}{E_{\text{ref}}} \cdot 2^n$$

on a dans ce cas : $v_m = \frac{x}{X} \cdot E_s$, $E_{\text{ref}} = E_s$, d'où $N = \frac{x}{X} \cdot 2^n$

– Détermination d'un déplacement

L'information est ici liée à la variation Δv_m de la tension du curseur qu'entraîne son déplacement Δx autour d'une position x_o donnée :

$$v_m(x_o + \Delta x) = v_{m_o} + \Delta v_m$$

où :

$$v_{m_o} = \frac{x_o}{X} \cdot E_s \quad \text{et} \quad \Delta v_m = \frac{\Delta x}{X} \cdot E_s$$

Une détermination précise de Δx s'effectue en éliminant le terme constant v_{m_o} par une mesure différentielle ; celle-ci nécessite un potentiomètre de compensation, identique au potentiomètre de mesure, alimenté par la même source et dont le curseur fixé à la position x_o délivre la tension constante v_{m_o} (*figure 7.8d*).

Lorsque le déplacement Δx est rapidement variable, de fréquence minimale f_m , la composante continue v_{m_o} peut être éliminée par un couplage capacitif réalisant un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est inférieure à f_m (*figure 7.8e*).

7.2 Capteurs inductifs

7.2.1 Principes et propriétés générales

Le déplacement que l'on veut traduire électriquement est imposé à l'un des éléments d'un circuit magnétique, entraînant une variation du flux dans un enroulement de mesure.

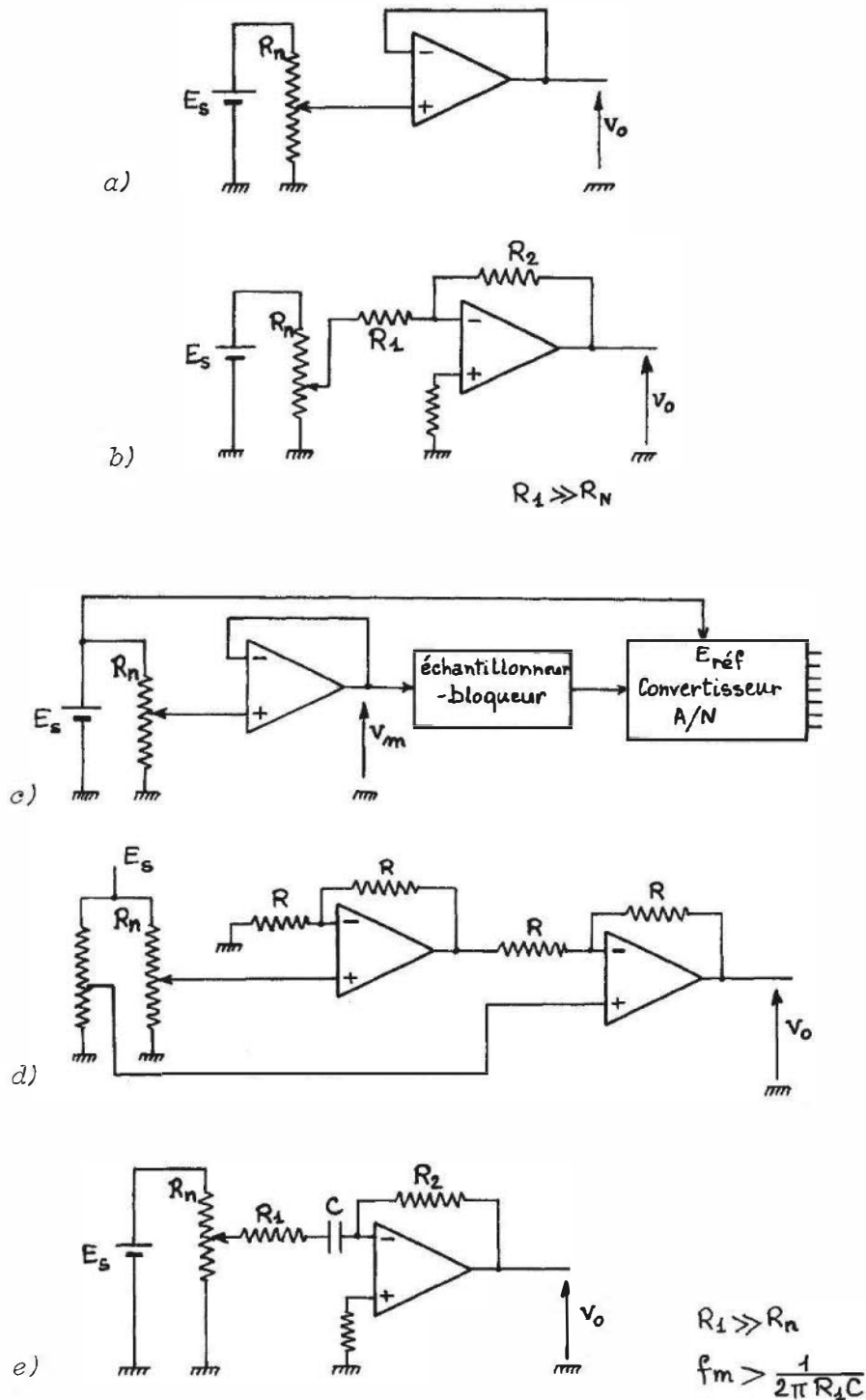


Figure 7.8 – Montages de mesure : a) amplificateur suiveur ; b) amplificateur inverseur ; c) montage quotientmétrique éliminant l'influence de la tension de mesure (Doc. Analog Devices) ; d) montage différentiel pour la mesure de déplacement par rapport à une position fixe ; e) amplificateur de la composante variable avec filtre R-C passe-haut.

Lorsque l'élément mobile est un noyau ferromagnétique, en translation ou en rotation, son déplacement peut être mis en évidence :

- soit par la modification du coefficient d'auto-induction d'une bobine (inductance variable) ;

- soit par le changement du couplage entre les enroulements primaire et secondaire d'un transformateur (transformateur différentiel, Microsyn) provoquant une variation de la tension secondaire.

Lorsque c'est un enroulement qui est mis en rotation par rapport à un enroulement fixe, l'un jouant le rôle d'inducteur et l'autre d'induit, il s'agit encore d'un transformateur à couplage variable. Le primaire est l'inducteur et le secondaire qui est l'induit délivre une tension fonction de l'angle de rotation (potentiomètre inductif, resolver).

Les variations du coefficient d'auto-induction L ou de mutuelle induction M en fonction du déplacement d'un noyau sont en général d'une linéarité médiocre ; celle-ci peut être notablement améliorée par l'association en opposition de deux bobines dont les coefficients L ou M varient en sens contraire pour un même déplacement, réalisant ainsi une compensation partielle des non-linéarités (fonctionnement en push-pull).

Le capteur inductif est placé dans un circuit alimenté par une source de tension sinusoïdale dont la fréquence est, en général, limitée à quelques dizaines de kilohertz afin que soient réduites les pertes magnétiques et par courants de Foucault ainsi que l'influence des capacités parasites.

La tension de mesure v_m résulte de la modulation d'amplitude de la tension d'alimentation $E_s \cos \omega_s t$ par le déplacement $x(t)$:

$$v_m = k \cdot x(t) \cdot E_s \cos(\omega_s t + \phi)$$

Plus rarement, les variations de l'élément inductif peuvent servir à moduler en fréquence un oscillateur, proportionnellement au déplacement. En tout cas, quel que soit le type de modulation, la fréquence f des déplacements doit être très inférieure à la fréquence porteuse f_s afin de faciliter la détection : $f < f_s/10$.

De par leur principe même, les capteurs inductifs sont d'une part sensibles aux champs électromagnétiques parasites et d'autre part sont susceptibles d'en induire. C'est pourquoi il est nécessaire de les placer à l'intérieur d'un blindage servant d'écran magnétique.

7.2.2 Inductances variables

Le coefficient d'auto-induction L d'une bobine de N tours de fil s'exprime en fonction de la réluctance R du circuit magnétique associé :

$$L = \frac{N^2}{R} \quad \text{où} \quad R = \int_{\text{circuit magnétique}} \frac{d\ell}{\mu s}$$

μ étant la perméabilité magnétique et s la section du circuit.

Quand les sections des différents tronçons du circuit magnétique sont constantes :

$$R = \frac{\ell_f}{\mu_o \mu_f s_f} + \frac{\ell_o}{\mu_o s_o}$$

ℓ_f et ℓ_o sont respectivement la longueur moyenne d'une ligne de force dans le matériau ferromagnétique et dans l'air ; s_f et s_o sont les sections droites du circuit magnétique et de l'entrefer, μ_f la perméabilité magnétique relative du matériau ferromagnétique (de l'ordre de 10^3 à 10^4) et $\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7}$ (MKSA).

■ Circuit magnétique à entrefer variable (figure 7.9)

On établit facilement, à partir de la formule générale, l'expression du coefficient d'auto-induction :

$$L = \mu_o N^2 s \cdot \frac{1}{\ell_o + \frac{\ell_f}{\mu_f}}$$

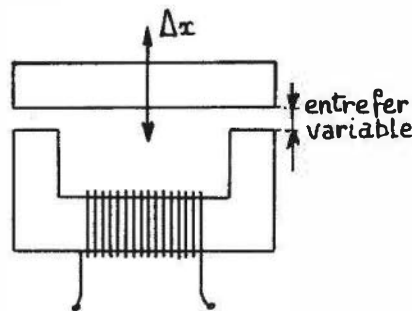


Figure 7.9 – Schéma de principe d'un capteur à entrefer variable.

L'inductance devant être sensible à la variation d'entrefer, il faut choisir $\ell_o \gg \ell_f/\mu_f$; l'expression de L en résulte :

$$L = \frac{\mu_o N^2 s}{\ell_o}$$

Un déplacement Δx de l'armature entraînant une variation $\Delta \ell_o = 2\Delta x$ de l'entrefer, l'inductance prend une nouvelle valeur :

$$L + \Delta L = \frac{\mu_o N^2 s}{\ell_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2\Delta x}{\ell_o}}$$

$$\text{soit } \Delta L = \frac{-2\mu_o N^2 s}{\ell_o^2} \cdot \frac{\Delta x}{1 + \frac{2\Delta x}{\ell_o}} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta L}{L} = -2 \frac{\Delta x}{\ell_o} \cdot \frac{1}{1 + \frac{2\Delta x}{\ell_o}}$$

Si $\Delta x \ll \ell_o$ on a pratiquement :

$$\Delta L = -\frac{2\mu_o N^2 s}{\ell_o} \cdot \Delta x \left(1 - \frac{2\Delta x}{\ell_o} + \left(\frac{2\Delta x}{\ell_o} \right)^2 + \dots \right)$$

et la sensibilité S peut s'écrire :

$$S = \frac{\Delta L}{\Delta x} = -\frac{2\mu_o N^2 s}{\ell_o} \cdot \left(1 - \frac{2\Delta x}{\ell_o} + \left(\frac{2\Delta x}{\ell_o} \right)^2 + \dots \right)$$

La sensibilité dépend de la position initiale ℓ_o de l'armature : elle est d'autant plus élevée que ℓ_o est plus petit ; en outre, elle ne peut être considérée comme constante que si le déplacement est très petit par rapport à ℓ_o . Ceci limite l'emploi de ce type de capteur à des déplacements faibles, de l'ordre du mm.

Sensibilité et linéarité sont améliorées si l'on associe à l'inductance précédente, un bobinage et un noyau identiques placés symétriquement par rapport à l'armature mobile et dont l'entrefer subit donc des variations opposées (figure 7.10).

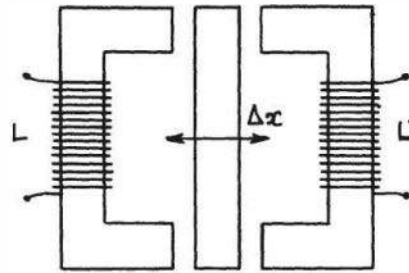


Figure 7.10 – Association de deux circuits magnétiques à variations d'entrefer opposées.

La variation du coefficient d'auto-induction L' du second bobinage s'écrit :

$$\Delta L' = \frac{2\mu_o N^2 s}{\ell_o^2} \cdot \frac{\Delta x}{1 - \frac{2\Delta x}{\ell_o}}$$

soit pour $x \ll \ell_o$:

$$\Delta L' = \frac{2\mu_o N^2 s}{\ell_o^2} \cdot \Delta x \left(1 + \frac{2\Delta x}{\ell_o} + \left(\frac{2\Delta x}{\ell_o} \right)^2 + \dots \right)$$

Les deux inductances L et L' sont placées dans deux branches contiguës d'un pont (§ 3.3.2.4) : sa tension de déséquilibre est alors proportionnelle à $\Delta L' - \Delta L$ soit :

$$\Delta L' - \Delta L = \frac{4\mu_o N^2 s}{\ell_o^2} \cdot \Delta x \left(1 + \left(\frac{2\Delta x}{\ell_o} \right)^2 + \dots \right)$$

La sensibilité de cette association d'inductances est évidemment doublée, mais surtout sa non-linéarité est réduite au second ordre par compensation des non-linéarités du premier ordre, et d'ordre impair en général.

■ Bobine à noyau plongeur

Un noyau ferromagnétique est solidaire de la pièce dont on veut traduire la position ou les déplacements. Ce noyau est enfoncé d'une longueur ℓ_f variable dans un bobinage portant N tours de fils régulièrement répartis sur une longueur ℓ (figure 7.11). Le coefficient d'auto-induction L du bobinage dépend de l'enfoncement du noyau. Le calcul de L est effectué en considérant l'inductance comme l'association en série d'une inductance à air, de longueur ℓ_o , de coefficient d'auto-induction L_o et d'une

inductance à noyau de fer de longueur ℓ_f et de coefficient d'auto-induction L_f , le coefficient de mutuelle induction étant M .

On a :

$$L = L_o + L_f + 2M$$

avec

$$M = k\sqrt{L_o \cdot L_f}$$

k étant le coefficient de couplage que l'on supposera constant ($0 \leq k \leq 1$).

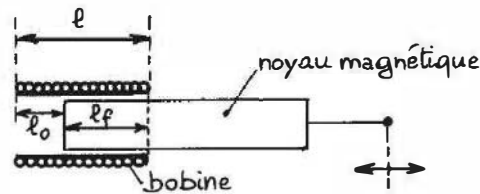


Figure 7.11 – Schéma de principe d'une bobine à noyau plongeur.

En fonction des diverses caractéristiques du circuit on peut écrire :

$$L_o = \mu_o \cdot \frac{N^2}{\ell^2} s_o \ell_o = \mu_o \frac{N^2}{\ell^2} s_o (\ell - \ell_f)$$

$$L_f = \mu_o \cdot \frac{N^2}{\ell^2} [s_o + (\mu_f - 1)s_f] \cdot \ell_f$$

d'où l'expression de L :

$$L = \mu_o \frac{N^2}{\ell^2} \left(s_o \ell + (\mu_f - 1)s_f \ell_f + 2k\sqrt{s_o [s_o + (\mu_f - 1)s_f]} \cdot \sqrt{(\ell - \ell_f) \cdot \ell_f} \right)$$

Le déplacement $\Delta\ell_f$ du noyau entraîne une variation ΔL de l'inductance qui dépend de ℓ_f et qui est donc une fonction non linéaire de $\Delta\ell_f$. Comme dans le cas de l'inductance à entrefer variable, cette non-linéarité peut être réduite en plaçant dans des branches contiguës d'un pont deux bobines identiques ayant un noyau commun dont le déplacement de part et d'autre de la position médiane entraîne des variations en sens opposé de leurs inductances : fonctionnement en push pull – montage en demi-pont (figure 7.12 et 7.16).

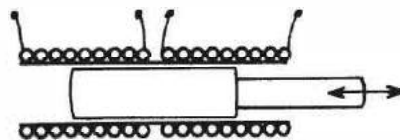


Figure 7.12 – Association de deux bobines à noyau plongeur pour fonctionnement en push-pull.

Dans ce cas, il faut tenir compte, en outre, de l'établissement entre les deux bobines d'une mutuelle induction M' ; celle-ci peut être cependant notablement réduite par une conception adéquate du circuit magnétique.

Un capteur de déplacement angulaire peut être réalisé selon le même principe : son noyau est un disque formé de deux secteurs métalliques de perméabilité différente.

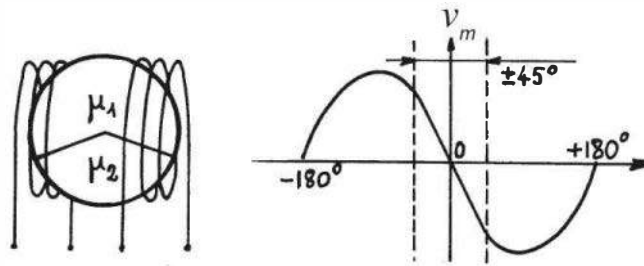


Figure 7.13 – Capteur de déplacement angulaire à noyau tournant et fonctionnement en push-pull (Doc. M.C.B.).

Ce noyau, solidaire de l'axe mobile, tourne entre deux bobines entraînant des variations opposées de leur coefficient d'auto-induction (figure 7.13).

Un montage en demi-pont délivre une tension de mesure v_m qui est sensiblement linéaire pour des déplacements angulaires réduits ($\pm 45^\circ$) de part et d'autre du zéro :

rotation :	$\pm 10^\circ$	$\pm 30^\circ$	$\pm 45^\circ$
écart de linéarité :	$\pm 0,1 \%$	$\pm 0,5 \%$	$\pm 2,0 \%$

■ Mesure des inductances et de leurs variations

Les méthodes employées sont celles décrites au § 3.3.2. : montage potentiométrique, pont, circuit accordé.

Dans les deux premiers cas on a toujours intérêt, afin d'améliorer la linéarité, à placer deux bobines fonctionnant en push-pull dans deux branches contiguës. Cependant, il est important de noter pour la bonne définition des conditions de mesure, qu'un bobinage réel ne se présente jamais comme une inductance pure et qu'il y a lieu d'estimer l'influence qu'ont sur la mesure la capacité répartie et les résistances représentatives des diverses causes de perte d'énergie.

□ Capacité répartie

Elle a pour origine l'influence électrostatique entre chacune des spires et toutes les autres, entre spires et noyau et entre spires et masse. La capacité entre spires est schématisée approximativement par un condensateur unique C_p , placé entre les extrémités de la bobine : C_p est de l'ordre de la centaine de pF.

Lorsque le capteur est relié par un câble à l'installation de mesure, il y a lieu de tenir compte de la capacité C_l supplémentaire ainsi placée en parallèle sur C_p : la capacité totale devient : $C = C_p + C_l$.

□ Pertes d'énergie et résistances correspondantes

Pertes ohmiques dans le fil du bobinage

Elles sont déterminées par la résistance R_b du fil :

$$R_b = \rho \cdot \frac{\ell_b}{\pi r^2}$$

où ℓ_b est la longueur du fil, r son rayon et ρ la résistivité du métal, le plus souvent du cuivre : $\rho = 1,6 \cdot 10^{-8} \Omega \text{m}$.

L'expression précédente de R_b est valable aux fréquences pour lesquelles l'épaisseur de peau δ est supérieure à r ; à fréquence f croissante δ diminue, sa valeur étant donnée par la relation :

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_r \mu_o f}}$$

Dans le cas du cuivre, $\mu_r = 1$ et à 10 kHz, $\delta = 0,6 \text{ mm}$. Lorsque δ devient de l'ordre du rayon r , la résistance R_b croît avec la fréquence.

Pertes dues aux courants de Foucault dans le noyau

L'induction variable que crée le courant parcourant la bobine, induit dans le noyau les courants de Foucault qui y dissipent de l'énergie par effet Joule. La résistance R_F représentative de ces pertes a pour expression :

$$R_F = \frac{k_F}{\rho_N} L f^2$$

où ρ_N est la résistivité du noyau, soumis à l'induction variable de fréquence f ; L est l'inductance de la bobine et k_F dépend de la constitution du noyau (tôles, grains ou matériau massif) et de sa perméabilité.

Pertes magnétiques dans le noyau

Elles ont deux causes : l'irréversibilité des phénomènes d'aimantation (hystérésis) et le retard des variations de l'aimantation par rapport à celles du champ (traînage).

Pertes par hystérésis

Dans le domaine des champs magnétiques faibles ($H < H_c$, champ coercitif) le matériau magnétique décrit un cycle de Rayleigh (figure 7.14) d'équation :

$$B - B' = \mu_i (H - H') \pm \frac{\alpha}{2} (H - H')^2$$

où $B - B'$ est la variation d'induction entraînée par la variation $H - H'$ du champ ; μ_i est la perméabilité initiale qui comme α dépend du matériau, le signe est + ou - selon que $H > H'$ ou $H < H'$.

La non-linéarité de la relation entre induction et champ explique l'apparition d'harmoniques dans le circuit. L'énergie dissipée par cycle est proportionnelle à l'aire A_H du cycle de Rayleigh ; la résistance R_H correspondant à ces pertes a pour expression :

$$R_H = k_H B_{\max} L f$$

k_H dépendant du matériau par μ_i et α .

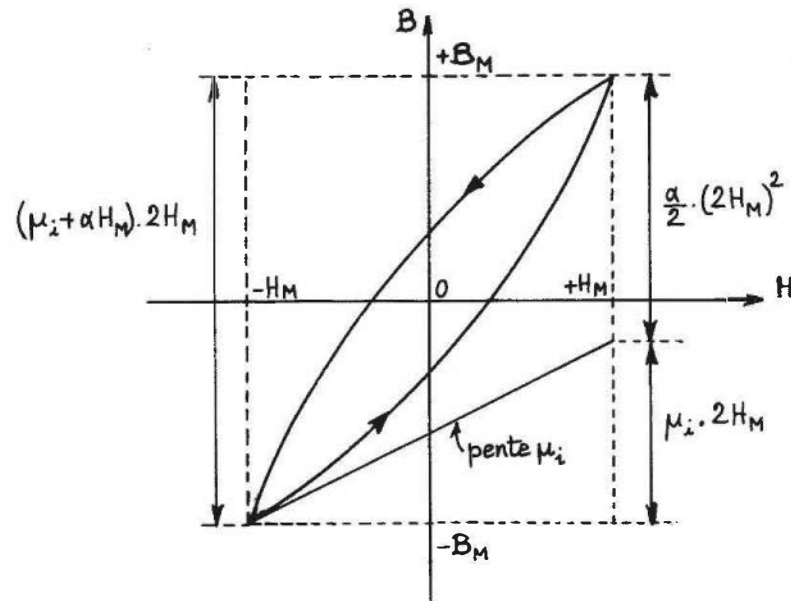


Figure 7.14 – Forme d'un cycle d'hystérésis de Rayleigh.

Pertes par traînage

Elles peuvent être schématisées par une résistance R_T :

$$R_T = k_T L f$$

où k_T est caractéristique du matériau.

Des considérations précédentes, il résulte qu'à l'ensemble des pertes dans le noyau correspond une résistance R_N qui est proportionnelle à $L\omega$:

$$R_N = R_F + R_H + R_T = K_N \cdot L\omega$$

K_N étant fonction de la fréquence et de l'induction dans le noyau : sa valeur est généralement de l'ordre de 10^{-2} .

Les pertes dans le noyau sont notablement réduites par l'emploi de ferrites. Il s'agit de mélanges d'oxydes de formule générale MFe_2O_4 où M est un métal bivalent : Mn, Fe, Ni, Co, Zn. Les ferrites se distinguent, entre autres des métaux ou alliages ferromagnétiques par une résistivité environ 10^6 fois supérieure : les pertes par courants de Foucault, inversement proportionnelles à ρ_N , sont donc tout à fait négligeables. La perméabilité des ferrites, quoique élevée (10^3 à 10^4), est cependant inférieure à celle de certains alliages ferromagnétiques qui peut atteindre 10^5 .

Dans les conditions habituelles d'emploi du capteur, la résistance R_N a, en général, une valeur nettement inférieure à R_b , résistance associée aux pertes ohmiques.

Compte tenu de la discussion précédente, le schéma électrique équivalent de la bobine et de sa liaison à l'installation de mesure est représenté *figure 7.15* :

L est l'inductance propre de la bobine,

C est la capacité totale : $C = C_p + C_i$

R représente l'ensemble des pertes : $R = R_b + R_N$

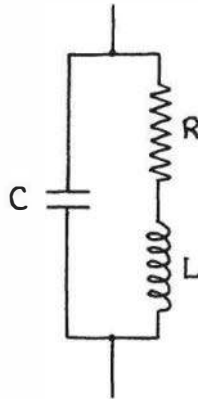


Figure 7.15 – Schéma électrique équivalent de l'ensemble bobine-câble de liaison.

L'impédance Z de ce dipôle se calcule aisément :

$$Z = \frac{R}{(1 - LC\omega^2)^2 + R^2 C^2 \omega^2} + j \frac{L\omega(1 - LC\omega^2) + R^2 C\omega}{(1 - LC\omega^2)^2 + R^2 C^2 \omega^2}$$

Si le coefficient de surtension $Q = L\omega/R$ est élevé, ($Q \gg 1$) cette expression se simplifie :

$$Z = \frac{R}{(1 - LC\omega^2)^2} + j \frac{L\omega}{1 - LC\omega^2}$$

Du fait de la capacité C , l'inductance et la résistance que l'on mesure sont différentes de l'inductance L et de la résistance R , propres à la bobine :

$$R_{\text{mes}} = \frac{R}{(1 - LC\omega^2)^2} \quad \text{et} \quad L_{\text{mes}} = \frac{L}{1 - LC\omega^2}$$

Si, en outre, l'effet perturbateur des capacités est négligeable : $1/C\omega \gg L\omega$, on obtient :

$$Z = R + jL\omega.$$

Le déplacement du noyau entraîne une variation Z de cette impédance :

$$\Delta Z = \Delta R + j\omega \cdot \Delta L$$

Les pertes ohmiques dans le fil étant indépendantes de la position du noyau :

$$\Delta R_b = 0, \quad \Delta R_N = K_N \cdot \omega \cdot \Delta L$$

et

$$\Delta Z = (K_N + j\omega)\Delta L$$

La variation d'impédance est proportionnelle à ΔL .

Le pont de Maxwell équilibré (§ 3.3.2.3) permet de déterminer avec précision ΔR et ΔL et d'en déduire, à partir d'un étalonnage préalable, le déplacement Δx du noyau par rapport à la position x_0 où l'équilibre du pont est réalisé. Cependant, la mesure est le plus souvent effectuée par déviation et, dans un but de linéarisation, on emploie deux inductances identiques, ayant un noyau commun, fonctionnant en

push-pull dans un montage en demi-pont (§ 3.3.2.4). L'utilisation d'une détection synchrone permet de ne faire porter la mesure que sur la fraction de la tension de déséquilibre due à $j\omega \cdot \Delta L$ (§ 4.4.2) (figure 7.16).

Ordre de grandeur des performances d'inductances doubles montées en demi-pont :

- étendue de mesure : $\pm 0,1$ mm à ± 200 mm ;
- sensibilité : 10 à 100 mV par V et par mm ;
- écart de linéarité : 0,5 % à 2 % de l'étendue de mesure.

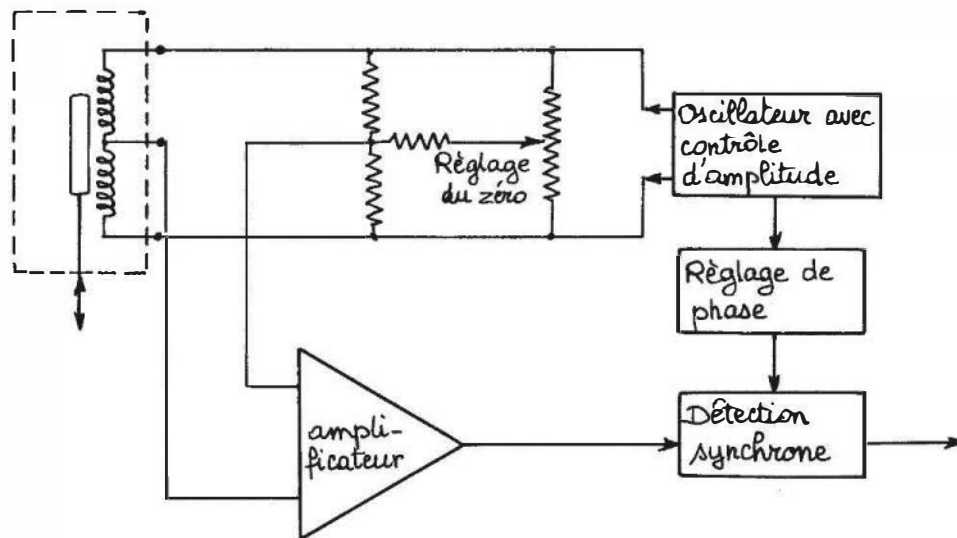


Figure 7.16 – Exemple de chaîne de mesure de déplacement par capteur inductif.

7.2.3 Transformateur différentiel

Il s'agit d'un capteur remarquable pour ses qualités de linéarité, de résolution et de discrétion ; il se prête en outre à des réalisations susceptibles de fonctionner en atmosphères très hostiles.

Comparé à l'association en push-pull de deux capteurs inductifs à noyau plongeant avec laquelle il présente une certaine similitude, il a l'avantage :

- d'une plus grande simplicité de montage, puisqu'il n'exige pas la réalisation et l'équilibrage d'un pont ;
- d'une indépendance du circuit d'excitation et du circuit de mesure procurant entre eux un isolement galvanique simplifiant la réjection des tensions de mode commun et évitant dans certains cas l'emploi d'un amplificateur d'isolement.

■ Principe de base

Le transformateur différentiel est constitué d'un enroulement primaire et de deux enroulements secondaires placés symétriquement par rapport au primaire ; celui-ci est alimenté par une f.é.m. sinusoïdale $e_1 = E_1 \cos \omega t$. Le déplacement d'un noyau ferromagnétique modifie le couplage entre le primaire et chacun des secondaires (figure 7.17a et b). Les secondaires sont reliés en opposition de façon que les f.é.m. qui y sont induites par mutuelle induction avec le primaire se soustraient. Un

schéma électrique simplifié, dans lequel sont négligées les capacités parasites (entre spires d'un enroulement et entre enroulements) ainsi que les inductances de fuite, est représenté *figure 7.17c* avec les notations utilisées dans les calculs.

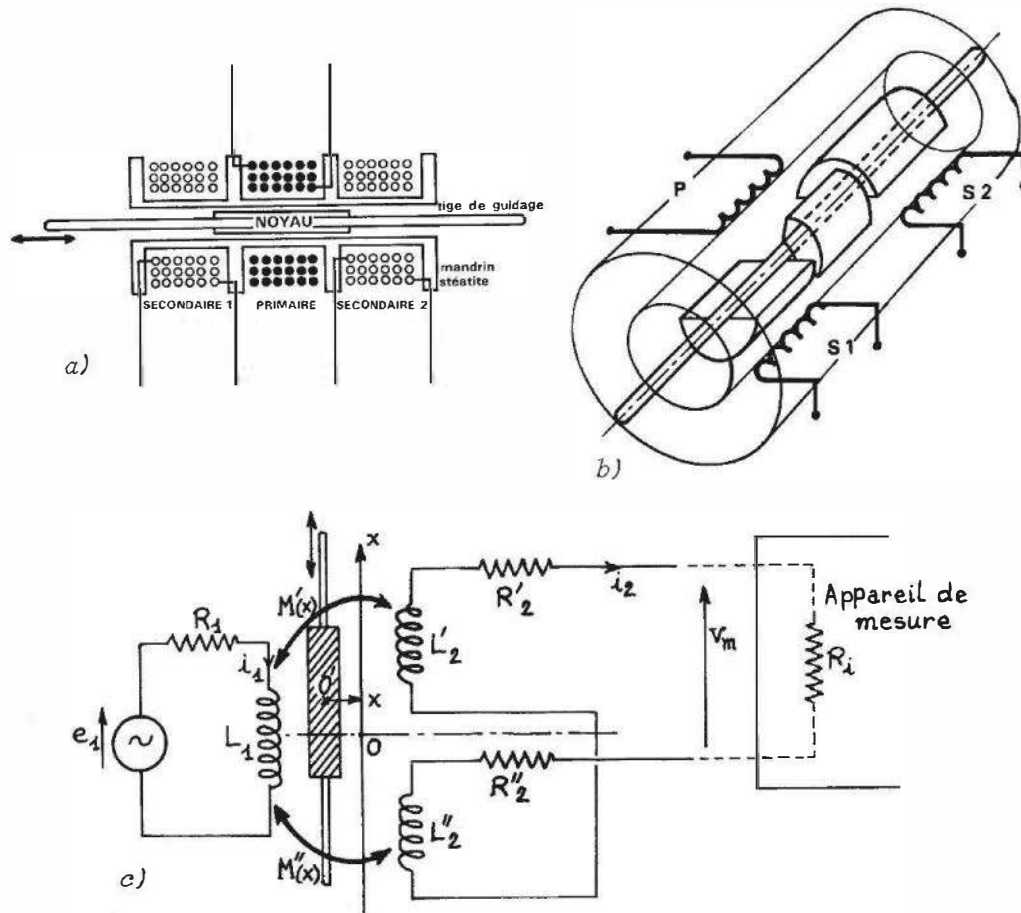


Figure 7.17 – Transformateur différentiel. Principe de constitution : a) pour déplacement rectiligne ; b) pour déplacement angulaire (Doc. IFELEC) ; c) schéma électrique équivalent simplifié.

Les équations des circuits primaire et secondaire sont respectivement :

$$e_1 = (R_1 + jL_1 \omega) i_1 + j [M'(x) - M''(x)] \omega i_2$$

$$[R'_2 + R''_2 + R_i + j\omega(L'_2 + L''_2)] i_2 + j\omega [M'(x) - M''(x)] i_1 = 0;$$

elles permettent de calculer, en fonction de e_1 , la tension $v_m = R_i \cdot i_2$ aux bornes du dispositif de mesure branché au secondaire.

$$v_m = \frac{j\omega R_i [M''(x) - M'(x)] e_1}{R_1 (R_2 + R_i) + j\omega [L_2 R_1 + L_1 (R_2 + R_i)] - \omega^2 [L_1 L_2 + (M'(x) - M''(x))^2]}$$

où l'on a posé : $L_2 = L'_2 + L''_2$ et $R_2 = R'_2 + R''_2$.

En principe, v_m s'annule lorsque le noyau est dans une position médiane, identique par rapport à chacun des secondaires ; c'est la position origine $x = 0$ où l'on a $M'(0) = M''(0)$.

En pratique, on constate le plus souvent que la tension v_m passe par un minimum, sans s'annuler ; il y a à cela deux causes :

- les harmoniques produits par la non-linéarité de la courbe d'aimantation du noyau ;
- le couplage capacitif entre le primaire et le secondaire.

L'importance des harmoniques est, en général, réduite en évitant de soumettre le noyau à un flux d'induction trop important.

Le couplage capacitif produit une tension qui est en quadrature avec celle qui résulte du déplacement du noyau : elle peut être minimisée par des mises à la masse appropriées et soignées. Ainsi, lorsque cela est possible, alimenter le primaire symétriquement par rapport à la masse à laquelle se trouve reliée une borne secondaire se révèle souvent une solution efficace.

L'utilisation d'une résistance R_i élevée ($R_i > 50 \text{ k}\Omega$) permet de rendre la tension v_m linéaire en fonction de $M''(x) - M'(x)$ et indépendante de la valeur de R_i :

$$v_m = \frac{j\omega [M''(x) - M'(x)]}{R_1 + jL_1\omega} e_1$$

La différence des coefficients de mutuelle induction qui varient en sens contraire en fonction de x entraîne une bonne compensation des non-linéarités autour de $x = 0$; en effet, si l'on a :

$$M'(x) = M(o) + ax + bx^2 \dots$$

et :

$$M''(x) = M(o) - ax + bx^2 \dots$$

alors :

$$M''(x) - M'(x) = -2ax \quad \text{et} \quad v_m = \frac{-2j\omega a e_1}{R_1 + jL_1\omega} \cdot x$$

la tension de sortie v_m varie donc linéairement de part et d'autre de la position origine $x = 0$.

■ Caractéristiques métrologiques

De l'expression précédente de la tension de mesure on déduit la sensibilité :

$$S = \Delta V_m / \Delta x = \frac{2\omega a E_1}{\sqrt{R_1^2 + L_1^2 \omega^2}}, \quad V_m \text{ étant l'amplitude de } v_m.$$

Pour les fréquences d'excitation basses, ($f < R_1 / 2\pi L_1$) :

$$S = \frac{2\omega a E_1}{R_1}$$

La sensibilité est dans ce cas proportionnelle à la fréquence de la tension au primaire : elle peut être affectée par les variations thermiques de R_1 ; cependant ces dernières peuvent être convenablement compensées en plaçant en série avec R_1 une résistance r_1 dont les variations thermiques s'opposent à celles de R_1 ou en alimentant le primaire par une source de courant.

Pour les fréquences d'excitation élevées, ($f > R_1/2\pi L_1$) :

$$S = 2aE_1/L_1$$

la sensibilité est indépendante de la fréquence de l'alimentation et l'influence de la température est considérablement réduite ; en fait la sensibilité, en fonction de la fréquence, passe par un maximum puis décroît par suite de l'effet des capacités parasites.

La sensibilité est proportionnelle à l'amplitude de la tension primaire mais l'échauffement du primaire et la saturation du noyau interdisent l'accroissement de E_1 au-delà d'une limite qui est indiquée par le constructeur.

Lorsque le bobinage primaire est intercalé entre les deux bobinages secondaires (*figure 7.17*) il en résulte deux inconvénients :

- une non-uniformité du champ magnétique le long de l'axe, à l'extérieur de l'enroulement primaire, entraînant une détérioration de la linéarité ;
- une limitation de l'étendue de mesure au déplacement du noyau de la position centrale jusqu'à sa sortie de l'un ou l'autre bobinage secondaire ; le rapport de l'étendue de mesure à la longueur de l'ensemble des bobinages est pour cet arrangement de l'ordre de 0,3.

Ces inconvénients peuvent être notablement réduits par la disposition représentée *figure 7.18* où les trois enroulements superposés ont même longueur,

- l'enroulement primaire étant uniforme ;
- les enroulements secondaires ayant un nombre de spires par unité de longueur croissant linéairement d'une extrémité à l'autre et étant montés tête-bêche ; le rapport de l'étendue de mesure à la longueur du capteur est pour cette disposition voisin de 0,8.

Ordre de grandeur des caractéristiques :

- étendue de mesure :
 - déplacements linéaires : ± 1 mm à ± 500 mm,
 - déplacements angulaires : $\pm 45^\circ$;
- sensibilité :
 - déplacements linéaires : 1 à 500 mV par V primaire et par mm,
 - déplacements angulaires : 1 à 10 mV par V primaire et par degré d'angle ;
- écart de linéarité : 0,05 % à 1 % de l'étendue de mesure (E.M.) ;
- précision :
 - erreur de mobilité : 0,002 % à 0,05 % E.M.,
 - erreur d'hystérésis : 0,002 % E.M. ;
- finesse : masse mobile de 0,5 g à quelques dizaines de g.

- tension d'alimentation : 1 à 50 Veff.
- fréquence de l'alimentation : 50 Hz à 25 000 Hz.

Il est important de noter que le transformateur différentiel peut être réalisé pour des utilisations en environnement très sévère : haute température (600 °C) ou basse température (– 250 °C), haute pression (200 bars), radioactivité élevée, milieu corrosif.

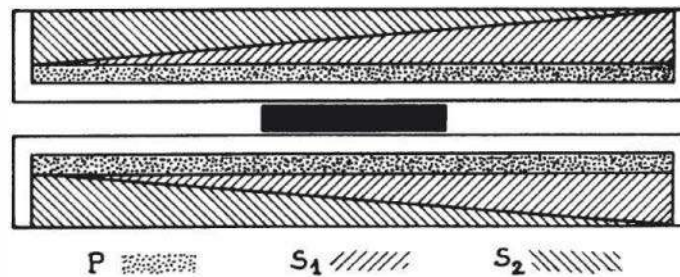


Figure 7.18 – Forme et disposition des bobinages améliorant la linéarité et augmentant l'étendue de mesure (Doc. Schaevitz).

■ Circuits associés

L'excitation du primaire est obtenue à partir d'un oscillateur dont la fréquence et l'amplitude sont stabilisées.

La tension de mesure, éventuellement amplifiée, est redressée dans un montage sensible à la phase c'est-à-dire au signe du déplacement : détection synchrone (figure 7.19). Cette dernière opération peut aussi être effectuée en redressant séparément chacune des tensions secondaires et en opposant les 2 tensions redressées.

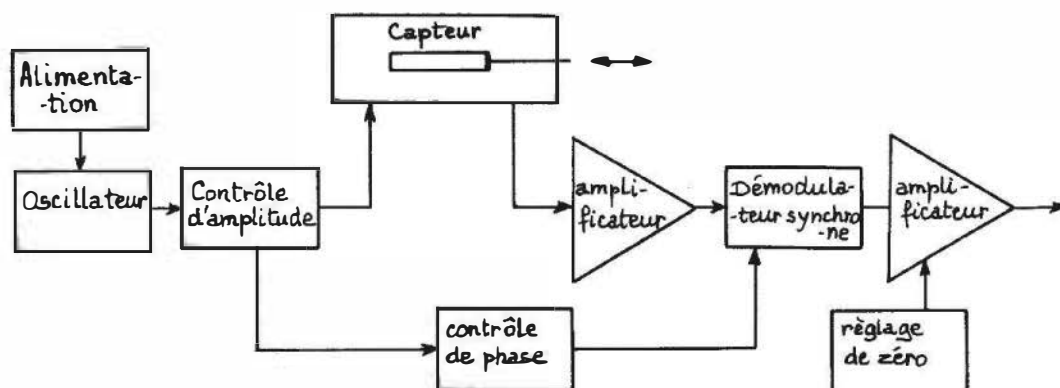


Figure 7.19 – Synoptique d'une chaîne de mesure par démodulation synchrone associée au transformateur différentiel (Doc. Schaevitz).

7.2.4 Microsyn

Cette petite machine est formée d'un stator à quatre pôles et d'un rotor, tous deux ferromagnétiques. Sur chaque pôle du stator sont bobinés deux enroulements : un primaire et un secondaire ; le rotor n'est pas bobiné et il subit la rotation qu'il s'agit de traduire (figure 7.20).

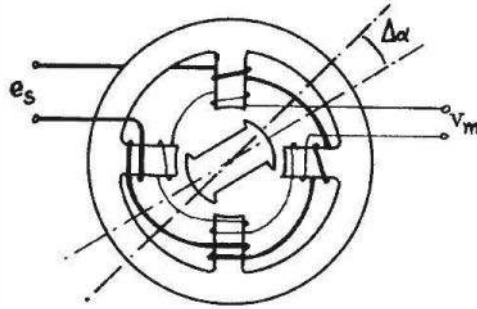


Figure 7.20 – Principe de la constitution du microslyn.

Les enroulements primaires sont en série et l'ensemble est alimenté par une tension sinusoïdale de quelques dizaines de volts au maximum et de fréquence généralement inférieure à 10 kHz. Le flux d'induction dans chaque enroulement secondaire ainsi que la f.é.m. dont il est le siège sont de la forme :

$$\Phi_i = \Phi_i \cos \omega t \quad e_i = - \frac{d\Phi_i}{dt} = \omega\Phi_i \sin \omega t$$

Les enroulements secondaires sont montés en série de façon que e_1 et e_3 soient en opposition avec e_2 et e_4 ; la tension secondaire a donc pour expression :

$$v_m = e_1 + e_3 - e_2 - e_4$$

soit

$$v_m = \omega(\Phi_1 + \Phi_3 - \Phi_2 - \Phi_4) \sin \omega t.$$

La position angulaire du rotor fixe la réluctance des circuits magnétiques et donc les flux maximaux dans les enroulements ; lorsque le rotor est dans une position symétrique par rapport aux 2 paires de pôles, les flux dans les 4 enroulements secondaires sont égaux, soit Φ_0 leur valeur, et la tension v_m est nulle : c'est le zéro du capteur. Lorsque le rotor tourne par rapport à cette dernière position, il y a une variation de réluctance et donc de flux dans les enroulements secondaires :

$$\Phi_i = \Phi_0 + \Delta\Phi_i$$

Ces variations sont égales dans les secondaires S_1 et S_3 d'une part :

$$\Delta\Phi_1 = \Delta\Phi_3 = \Delta\Phi$$

et dans les secondaires S_2 et S_4 d'autre part :

$$\Delta\Phi_2 = \Delta\Phi_4 = \Delta\Phi'$$

La f.é.m. résultante a pour expression :

$$v_m = 2\omega(\Delta\Phi - \Delta\Phi') \sin \omega t.$$

De part et d'autre du zéro, les variations $\Delta\Phi$ et $\Delta\Phi'$ sont de signe contraire ; pour des rotations $\Delta\alpha$ faibles on peut écrire :

$$\Delta\Phi = a \Delta\alpha + b(\Delta\alpha)^2$$

$$\Delta\Phi' = -a \Delta\alpha + b(\Delta\alpha)^2.$$

Le montage qui est du type push-pull, assure donc une compensation des non-linéarités des variations de flux :

$$v_m = 4 a \omega \cdot \Delta \alpha \cdot \sin \omega t$$

L'amplitude de la tension secondaire est, dans une plage limitée autour du zéro, proportionnelle au déplacement angulaire $\Delta \alpha$.

Pour la position zéro, la tension v_m résiduelle (due aux harmoniques, aux capacités parasites et aux dissymétries de la réalisation) peut être extrêmement réduite si les précautions adéquates sont prises lors de la fabrication. Il en résulte la possibilité de mesurer au voisinage du zéro des déplacements angulaires très faibles, de l'ordre de 1 minute d'angle. L'absence de bague au rotor, qui n'est pas alimenté, est un élément favorable pour la réduction du bruit et l'accroissement de la durée de vie.

Ordre de grandeur de caractéristiques métrologiques :

- étendue de mesure : $\pm 10^\circ$;
- sensibilité : 0,1 V par V primaire et par degré d'angle ;
- écart de linéarité : 0,5 % à 1 % de l'étendue de mesure.

7.2.5 Potentiomètre inductif

Il est constitué d'un stator et d'un rotor ferromagnétiques portant chacun un enroulement que l'on peut assimiler à une bobine plate (*figure 7.21*).

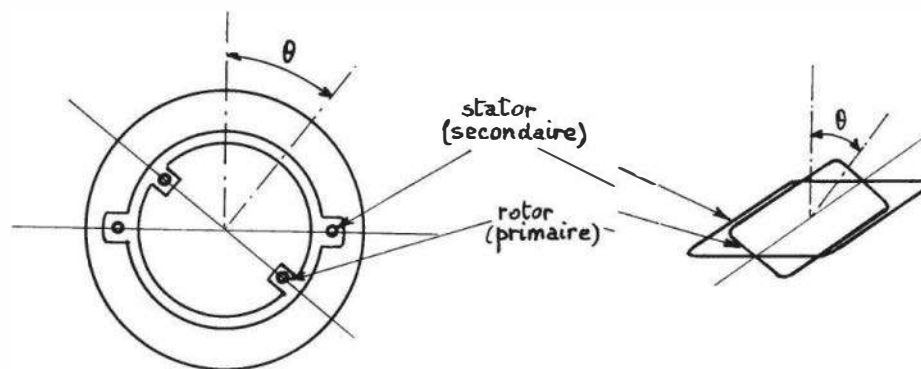


Figure 7.21 – Principe de la constitution du potentiomètre inductif.

Le rotor qui est lié à l'axe dont on veut traduire la rotation constitue le primaire et est alimenté par une tension sinusoïdale $E_1 \cos \omega t$. Le courant primaire $I_1 \cos(\omega t + \psi)$, crée une induction qui lui est proportionnelle et qui est perpendiculaire au plan des spires primaires. L'enroulement statorique qui forme le secondaire est traversé par le flux d'induction primaire et est le siège d'une f.é.m. d'amplitude $E_2 = M(\theta)\omega I_1$ où $M(\theta)$ est le coefficient de mutuelle induction entre les deux enroulements. Avec une bonne approximation, on peut poser : $M(\theta) = M_0 \cdot \cos \theta$, où θ est l'angle des normales aux plans des bobines ; dans ces conditions :

$$E_2 = M_0 \omega I_1 \cos \theta.$$

L'amplitude E_2 s'annule pour $\theta = \pi/2$; de part et d'autre de cette position prise pour origine des rotations on peut écrire :

$$E_2 = M_o \omega I_1 \sin \alpha \quad \text{en posant} \quad \theta = \alpha + \frac{\pi}{2}$$

soit :

$$E_2 = M_o \omega I_1 \alpha \quad \text{pour } \alpha \text{ petit.}$$

Une disposition convenable des deux enroulements permet d'étendre la zone linéaire jusqu'à une rotation maximale α_M voisine de $\pi/2$.

Ordre de grandeur de caractéristiques métrologiques :

- étendue de mesure : 120° à 180° ;
- sensibilité : 0,5 à 20 mV par V primaire et par degré d'angle ;
- écart de linéarité : 0,1 % à 0,5 % de l'étendue de mesure.

7.2.6 Synchrodétecteur

Il s'agit d'un ensemble de deux machines identiques : le transmetteur et le récepteur ; chacune est constituée d'un rotor monophasé et d'un stator triphasé dont les trois enroulements ont leurs axes à 120° et sont montés en Y . Les enroulements statoriques du transmetteur et du récepteur sont reliés deux à deux (*figure 7.22*).

Le rotor du transmetteur est alimenté par une tension sinusoïdale $E \cos \omega t$; celle-ci crée une induction \vec{b} dont le flux induit dans les enroulements statoriques S_{r1} , S_{r2} et S_{r3} des f.é.m. e_{t1} , e_{t2} , e_{t3} . Si θ_r est l'angle des axes de l'enroulement rotorique et de l'enroulement statorique S_{r1} , les f.é.m. induites dans S_{r1} , S_{r2} , S_{r3} ont pour expressions respectives :

$$e_{t1} = \omega k \cdot E \cdot \cos \theta_r \cdot \cos(\omega t - \psi)$$

$$e_{t2} = \omega k \cdot E \cdot \cos \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos(\omega t - \psi)$$

$$e_{t3} = \omega k \cdot E \cdot \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \cdot \cos(\omega t - \psi)$$

où k et ψ dépendent des caractéristiques géométriques et électriques des enroulements. Les courants i_1 , i_2 , i_3 induits dans S_{r1} , S_{r2} , S_{r3} créent une induction \vec{b}_r de sens contraire à l'induction du rotor (Loi de Lenz). Ces courants parcourent les enroulements statoriques du récepteur S_{r1} , S_{r2} , S_{r3} en sens contraire de celui qu'ils ont dans le transmetteur et créent dans le récepteur une induction \vec{b}_r de sens opposé à \vec{b}_t et donc de même sens que \vec{b} , induction produite par l'enroulement du rotor du transmetteur.

L'angle des axes de l'enroulement rotorique du récepteur et de l'enroulement statorique S_{r1} étant θ_r , le flux induit dans le rotor est proportionnel à $\cos(\theta_r - \theta_r)$ et la f.é.m. à ses bornes, de pulsation ω , a pour amplitude :

$$E_r = k' \cdot E \cdot \cos(\theta_r - \theta_r)$$

où k' , pour une machine donnée, dépend de sa réalisation et de ω . Lorsque $\theta_r = \pi/2$, $E_r = k' \cdot E \cdot \sin \theta_r$, et dans ce cas, pour θ_r voisin de 0, $E_r = k' \cdot E \cdot \theta_r$. Cependant la tension résiduelle pour $\theta_r = 0$ peut constituer une limitation pour la précision du dispositif.

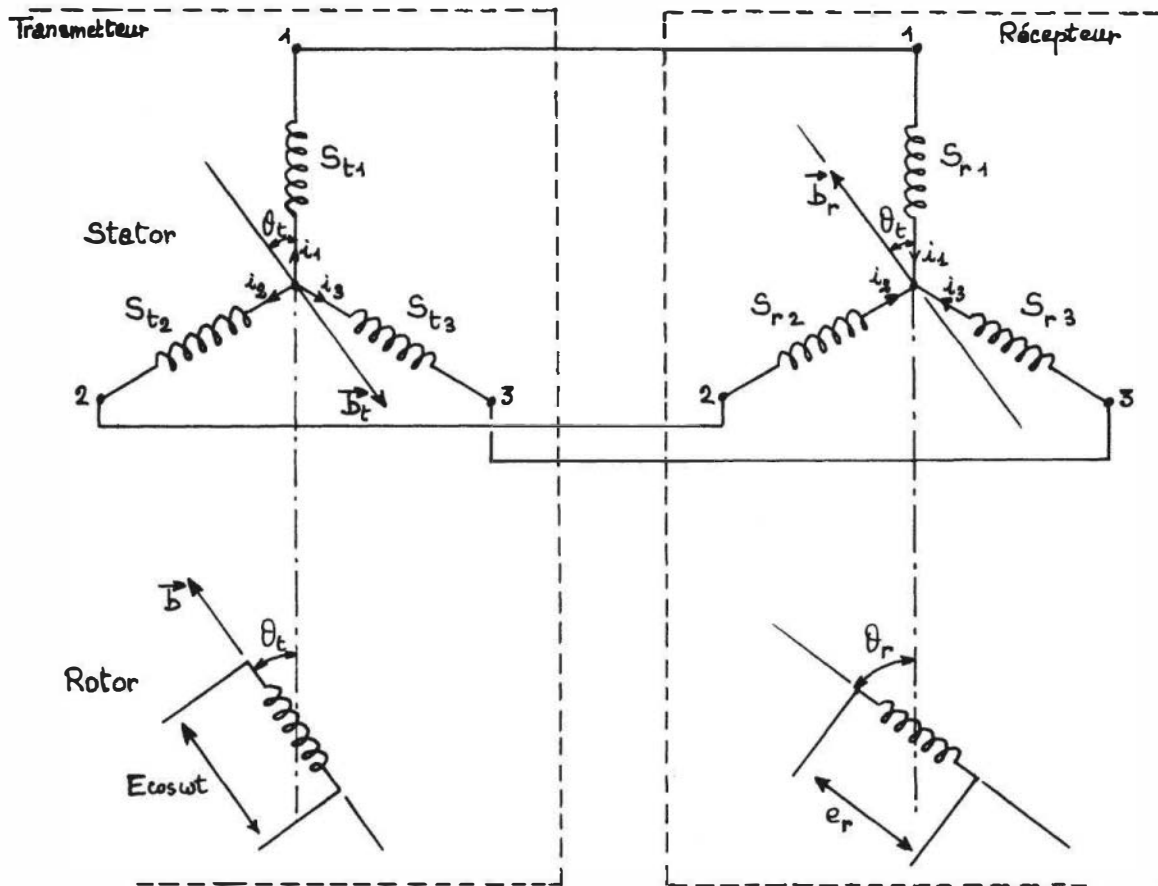


Figure 7.22 – Principe de la constitution d'un synchrodétecteur.

Ordre de grandeur de caractéristiques métrologiques :

- étendue de mesure : 360° ;
- sensibilité (au voisinage du zéro) : de 10 mV à 100 mV par V et par degré d'angle ;
- précision : 5 à 30 minutes d'angle.

Le synchrodétecteur est utilisé dans les asservissements de position angulaire : il délivre une tension dont l'amplitude E_r est fonction de l'écart entre la position d'un axe asservi, lié au rotor du transmetteur, et une position de référence fixée par le rotor du récepteur.

Remarque. Si le rotor du récepteur, branché en parallèle sur le rotor du transmetteur, est alimenté par la même tension, son moment magnétique \vec{M} , parallèle à l'axe de son bobinage, le soumet au couple $\vec{M} \wedge \vec{b}_r$, qui l'amène à prendre la même orientation par rapport au stator que le rotor transmetteur : ce montage est dit **synchrorépétiteur**.

7.2.7 Resolver

Cet appareil est constitué de deux enroulements rotoriques à angle droit et de deux enroulements statoriques également à angle droit (*figure 7.23*). Divers modes de fonctionnement sont possibles.

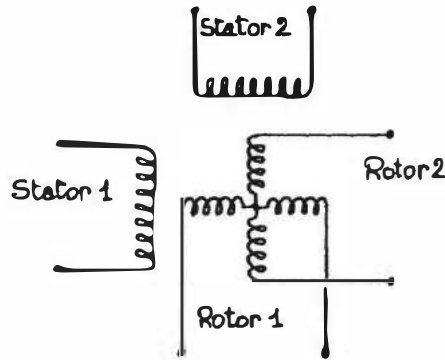


Figure 7.23 – Principe de la constitution d'un resolver.

Montage 1

L'un des enroulements rotoriques est alimenté par une tension $E \cdot \cos \omega t$, le second étant court-circuité ; les enroulements statoriques S_1 et S_2 sont le siège de f.é.m. e_{s_1} et e_{s_2} de pulsation ω et d'amplitudes respectives :

$$E_{s_1} = \omega k \cdot E \cdot \cos \theta \quad E_{s_2} = \omega k \cdot E \cdot \sin \theta$$

θ étant l'angle des axes de l'inducteur et du stator 1, k étant une constante caractéristique de l'appareillage.

Montage 1'

Lorsque c'est l'un des enroulements statoriques qui est alimenté par la tension $E \cdot \cos \omega t$, le second étant court-circuité, les deux enroulements rotoriques sont le siège de f.é.m. e_{r_1} et e_{r_2} d'amplitudes respectives :

$$E_{r_1} = \omega k' \cdot E \cdot \cos \theta \quad E_{r_2} = \omega k' \cdot E \cdot \sin \theta$$

θ étant l'angle des axes de l'inducteur et du rotor 1, k' étant une constante caractéristique de l'appareillage.

Montage 2

Les deux enroulements statoriques étant alimentés par des tensions en phase et d'amplitudes différentes, soit

$$e_{s_1} = E_1 \cos \omega t \quad e_{s_2} = E_2 \cos \omega t$$

on peut encore écrire, en posant $\text{tg } \theta_o = E_2/E_1$

$$e_{s_1} = E \cdot \cos \theta_o \cdot \cos \omega t \quad e_{s_2} = E \cdot \sin \theta_o \cdot \cos \omega t$$

Les enroulements statoriques produisent, dans ce cas, une induction variant sinusoidalement à la pulsation ω et dont la direction fait un angle constant θ_o avec l'axe du stator S_1 ; cette induction crée dans l'enroulement rotorique R_1 une f.é.m. qui a pour amplitude :

$$E_r = \omega k \cdot E \cdot \cos(\theta_r - \theta_o)$$

où θ_r est l'angle que font l'axe du rotor R_1 et l'axe du stator S_1 , et k est une constante caractéristique de l'appareillage.

L'amplitude E_r est maximale lorsque $\theta_r = \theta_o$, elle est nulle pour $\theta_r = \theta_o \pm \pi/2$.

Montage 3

Deux tensions en quadrature dans le temps sont appliquées à chacun des stators :

$$e_{s_1} = E \cdot \cos \omega t \quad e_{s_2} = E \cdot \sin \omega t$$

Il en résulte une induction tournante d'amplitude constante et faisant l'angle $\theta(t) = \omega t$ avec l'axe du stator S_1 ; cette induction produit dans l'enroulement rotorique R_1 une f.é.m. e_r dont le déphasage varie comme θ_r , angle des axes du rotor et du stator S_1 :

$$e_r = \omega k \cdot E \cdot \sin(\omega t - \theta_r)$$

k étant une constante pour une installation donnée.

Montage 4

En utilisant deux resolvers, un transmetteur et un récepteur, on peut réaliser un synchrodétecteur diphasé (*figure 7.24*). L'un des enroulements rotoriques du transmetteur dont l'axe fait l'angle θ_t avec celui du stator S_{t_1} est alimenté par une tension $E \cdot \cos \omega t$.

Dans chacun des enroulements statoriques du transmetteur sont induites des f.é.m. d'expressions respectives :

$$e_{t_1} = \omega k \cdot E \cdot \cos \theta_t \cdot \cos(\omega t - \psi) \quad e_{t_2} = \omega k \cdot E \cdot \sin \theta_t \cdot \cos(\omega t - \psi)$$

k et ψ dépendant des caractéristiques géométriques et électriques de la machine.

Chacun des enroulements statoriques du transmetteur est relié à l'un des enroulements statoriques du récepteur : ces derniers sont soumis à des tensions de même forme que dans le montage 2. Il en résulte, dans l'enroulement rotorique du récepteur, l'apparition d'une f.é.m. dont l'amplitude est :

$$E_r = k' \cdot E \cdot \cos(\theta_t - \theta_r)$$

où θ_r est, dans le récepteur, l'angle que font les axes du rotor et du stator S_{r_1} et k' une constante caractéristique de l'installation. Dans le cas où $\theta_r = \pi/2$:

$$E_r = k' \cdot E \cdot \sin \theta_t$$

et dans ce cas pour θ_t voisin de 0 :

$$E_r \cong k' \cdot E \cdot \theta_t$$

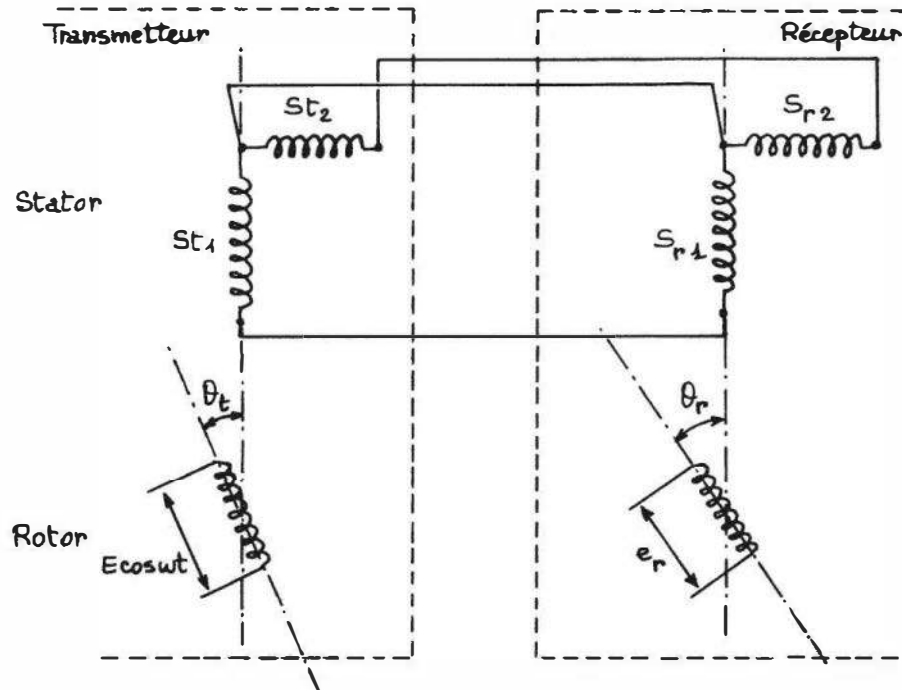


Figure 7.24 – Montage en synchrodétecteur de deux resolvers.

Les divers montages précédents trouvent généralement leur application dans les installations dont le contrôle ou la commande exige la connaissance précise des fonctions trigonométriques d'un angle, plutôt que de l'angle lui-même. La tension résiduelle au voisinage du zéro est très faible, inférieure au millivolt et l'écart des tensions par rapport aux lois théoriques inférieur à 0,01 %.

Exemple de performances d'un appareillage (fabricant SAGEM) utilisant un resolver fonctionnant en déphaseur (Montage 3) :

- Résolution : 40 secondes d'angle ;
- Écart de linéarité : 0,006 % soit 1' 20" ;
- Erreur d'hystérésis : non décelable.

7.2.8 Inductosyn

Il se présente sous deux formes :

- l'inductosyn linéaire, pour la mesure des déplacements rectilignes ;
- l'inductosyn circulaire, pour la mesure des déplacements angulaires.

Dans son principe, il peut être considéré comme un resolver à nombre élevé de pôles dont les enroulements statoriques et rotoriques ont été développés dans un plan.

L'inductosyn comprend donc deux parties planes qui se font face et dont l'une est mobile par rapport à l'autre :

- l'échelle et le curseur pour l'inductosyn linéaire (*figure 7.25a*) ;
- le rotor et le stator pour l'inductosyn circulaire (*figure 7.25b*).

L'échelle ou le rotor sont formés par $2N$ conducteurs, reliés en série et qui sont parallèles dans le premier cas, radiaux dans le second. Chaque conducteur correspond

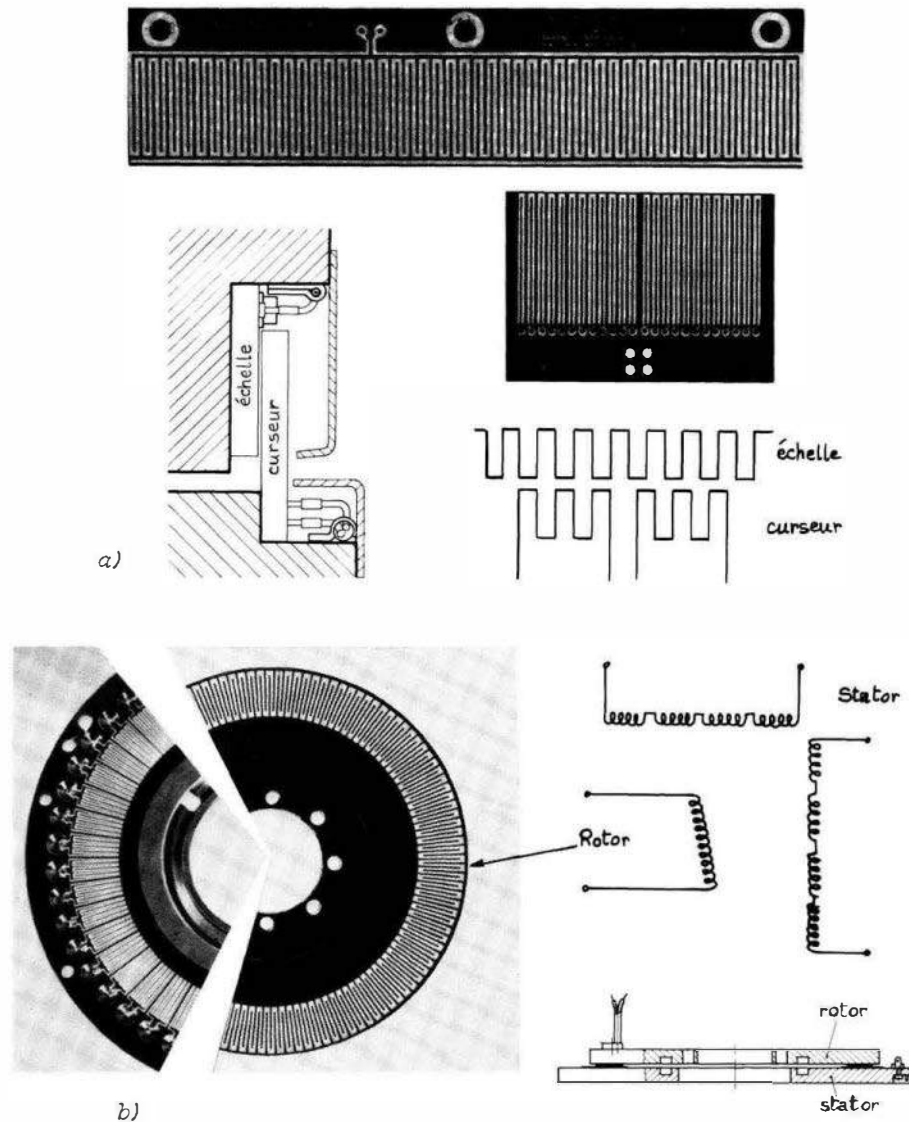


Figure 7.25 – Inductosyn : Réalisations et schémas de principes : a) inductosyn rectiligne ; b) inductosyn circulaire (Doc. Heidenhain).

à un pôle et l'ensemble de deux conducteurs consécutifs, qui sont parcourus par le courant en sens inverse, fixe le pas, p , linéaire ou angulaire. Un rotor comportant 720 conducteurs a un pas angulaire de 1° .

Le curseur ou le stator sont aussi constitués de conducteurs en série, de même forme et même pas que ceux de l'échelle ou du rotor mais ces conducteurs forment deux ensembles indépendants dont l'un est décalé par rapport à l'autre de $(n + 1/4)p$, n étant un nombre entier.

Les conducteurs de l'inductosyn sont réalisés par la technique des circuits imprimés sur un support isolant qui est généralement fixé sur une règle ou un disque métallique.

Le déplacement relatif des deux parties de l'inductosyn modifie le couplage électromagnétique entre les circuits qu'ils portent.

Dans la suite on traitera uniquement le cas de l'inductosyn linéaire, les résultats obtenus se transposant immédiatement au cas de l'inductosyn circulaire.

Les divers montages étudiés dans le cas du resolver peuvent être utilisés avec l'inductosyn et portent, dans la suite, le même numéro.

Montage 1

L'échelle étant alimentée par une tension $E \cdot \cos \omega t$, le courant qui parcourt ses conducteurs induit dans chacun des deux circuits du curseur des f.é.m. e_{c_1} et e_{c_2} dont les amplitudes sont fonctions périodiques de la position x du curseur, la période spatiale étant le pas p . Un dimensionnement judicieux des conducteurs et de la distance règle-curseur ou rotor-stator permet de rendre e_{c_1} et e_{c_2} fonctions quasi sinusoïdales de la position x , le taux d'harmoniques étant généralement inférieur à 10^{-3} .

Par suite du décalage, qui équivaut à $1/4$ de période spatiale, entre les deux circuits du curseur, les f.é.m. dont ils sont le siège ont pour expression :

$$e_{c_1} = k \cdot E \cdot \cos 2\pi \frac{x}{p} \cos \omega t$$

$$e_{c_2} = k \cdot E \cdot \cos 2\pi \left(\frac{x}{p} - \frac{1}{4} \right) \cos \omega t = k \cdot E \cdot \sin 2\pi \frac{x}{p} \cos \omega t$$

À partir de la mesure des amplitudes $E_{c_1} = k \cdot E \cdot \cos 2\pi \frac{x}{p}$ et $E_{c_2} = k \cdot E \cdot \sin 2\pi \frac{x}{p}$, il est possible de déduire x à mp près, m étant déterminé, par exemple, par comptage des zéros de E_{c_1} ou E_{c_2} ou par décomptage selon le sens du déplacement.

La grande précision des mesures par inductosyn est due, en particulier, au nombre important de pôles entraînant une compensation, par effet de moyenne, des incertitudes liées à chacun d'eux.

Montage 2

Les deux circuits du curseur sont alimentés par des tensions en phase mais d'amplitudes différentes :

$$e_{c_1} = E_{c_1} \cdot \cos \omega t \quad \text{et} \quad e_{c_2} = E_{c_2} \cdot \cos \omega t$$

soit, en posant $\operatorname{tg} \theta_o = E_{c_2} / E_{c_1}$ et $\theta_o = 2\pi x_o / p$

$$e_{c_1} = E_c \cos \theta_o \cdot \cos \omega t = E_c \cos 2\pi \frac{x_o}{p} \cos \omega t,$$

$$e_{c_2} = E_c \sin \theta_o \cdot \cos \omega t = E_c \sin 2\pi \frac{x_o}{p} \cos \omega t.$$

La f.é.m. qui est induite dans l'échelle est la somme des f.é.m. induites par chacun des circuits du curseur soit :

$$e = k \left(e_{c_1} \cos 2\pi \frac{x}{p} + e_{c_2} \sin 2\pi \frac{x}{p} \right) = k \cdot E_c \cdot \cos 2\pi \frac{x_o - x}{p} \cos \omega t$$

k dépendant de la réalisation de l'inductosyn et de la pulsation ω .

Cette f.é.m. est une fonction sinusoïdale du déplacement x et présente un maximum, à l'intérieur de chaque pas, pour $x = x_0 + mp$, x_0 étant fixé par le rapport des amplitudes des tensions appliquées au curseur et m étant un entier positif ou négatif.

Montage 3

Des tensions d'égale amplitude mais en quadrature dans le temps sont appliquées aux circuits du curseur :

$$e_{c_1} = E \cdot \cos \omega t \quad e_{c_2} = E \cdot \sin \omega t.$$

La f.é.m. induite dans l'échelle, somme des f.é.m. dues à chacun des circuits du curseur a pour expression :

$$e = k \left(e_{c_1} \cdot \cos 2\pi \frac{x}{p} + e_{c_2} \cdot \sin 2\pi \frac{x}{p} \right) = k \cdot E \cdot \cos \left(\omega t - 2\pi \frac{x}{p} \right).$$

Le déphasage de e est, dans ce cas, fonction linéaire du déplacement.

Montage 4

Ce montage utilise deux inductosyns, un transmetteur et un récepteur. L'échelle du transmetteur est alimentée par une tension $E \cdot \cos \omega t$, ce qui entraîne (montage 1) l'apparition dans les enroulements du curseur des tensions suivantes :

$$e_{c_1} = k \cdot E \cdot \cos 2\pi \frac{x_t}{p} \cos \omega t = E_{c_1} \cdot \cos \omega t$$

$$e_{c_2} = k \cdot E \cdot \sin 2\pi \frac{x_t}{p} \cos \omega t = E_{c_2} \cdot \cos \omega t$$

où x_t correspond à la position relative, à l'intérieur d'un pas, de l'échelle et du curseur du transmetteur.

Ces tensions e_{c_1} et e_{c_2} sont appliquées aux deux enroulements du curseur du récepteur (montage 2) ; elles induisent dans l'échelle du récepteur une f.é.m. qui s'écrit :

$$e = k' \left(e_{c_1} \cos 2\pi \frac{x_r}{p} + e_{c_2} \sin 2\pi \frac{x_r}{p} \right)$$

où x_r définit la position relative, à l'intérieur d'un pas, de l'échelle et du curseur du récepteur. Compte tenu des expressions de e_{c_1} et e_{c_2} on a finalement :

$$e = K \cdot E \cdot \cos 2\pi \frac{x_t - x_r}{p} \cdot \cos \omega t$$

où K est une constante pour un appareillage et une pulsation ω donnés.

L'amplitude de cette f.é.m. est maximale, chaque fois qu'à l'intérieur d'un pas l'on a :

$$x_t = x_r.$$

Ordre de grandeur des caractéristiques métrologiques :

	Inductosyn linéaire	Inductosyn circulaire
Étendue de mesure :	jusqu'à plusieurs mètres	360°
Pas :	0,1 et 0,2 pouce (1 pouce : 2,54 cm) 1 et 2 mm	2° et 1°
Résolution :	± 0,1 μm	± 0,05 seconde d'arc
Répétabilité :	± 0,25 μm	± 0,1 seconde d'arc
Précision :	± 2 μm	± 1 seconde d'arc

Ainsi qu'il ressort des données précédentes les qualités de l'inductosyn sont : la précision, la résolution, la répétabilité ; il trouve ses applications dans le contrôle de déplacements de machines-outils, dans la commande de positionnement : systèmes de navigation, antennes, télescopes par exemple.

7.3 Capteurs capacitifs

7.3.1 Principe et caractéristiques générales

Il s'agit soit de condensateurs plans soit de condensateurs cylindriques dont l'une des armatures subit le déplacement à traduire, entraînant une variation de la capacité. En négligeant les effets de bord, celle-ci a pour expression :

– pour le condensateur plan : $C = \frac{\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot A}{D}$,

– ϵ_r étant la permittivité relative du milieu placé entre les armatures, A et D étant respectivement leur surface en regard et leur distance ;

– pour le condensateur cylindrique : $C = \frac{2\pi\epsilon_r \cdot \epsilon_0 \cdot \ell}{\text{Log} \frac{r_2}{r_1}}$

– ℓ étant l'enfoncement du cylindre intérieur de rayon r_1 dans le cylindre creux de rayon r_2 .

Dans le système M.K.S.A., les longueurs sont exprimées en mètre, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$, et l'unité de capacité est le Farad.

L'effet de bord devient important lorsque la distance des armatures n'est pas très faible par rapport aux dimensions linéaires des surfaces en regard. Il peut, dans certains cas, être éliminé de la mesure par l'emploi d'un anneau de garde qui permet de reporter la perturbation au-delà de la surface des armatures effectivement utilisées dans la mesure.

Le déplacement de l'armature peut s'effectuer :

- dans le cas d'un condensateur plan,
 - soit dans son propre plan : A variable, D constant,
 - soit perpendiculairement à son plan : A constant, D variable ;

- dans le cas d'un condensateur cylindrique
 - uniquement parallèlement à l'axe : ℓ variable.

Les capteurs capacitifs sont remarquables par la simplicité de leur constitution qui permet des réalisations robustes et fiables. Le diélectrique est généralement l'air si bien que les performances ne dépendent que des caractéristiques géométriques et sont indépendantes des propriétés des matériaux utilisés, à condition qu'ils soient bien choisis. C'est ainsi que l'influence de la température qui fait varier la surface et l'écartement des armatures peut être rendue indécélable par un choix convenable du métal des armatures et de l'isolant de leur support. Par contre, il faut protéger le capteur contre tout facteur d'environnement susceptible de réduire l'isolement entre armatures : poussières, corrosion, humidité, radiations ionisantes.

Le principe de mesure le plus adéquat est celui qui assure la meilleure linéarité entre déplacement et signal de mesure. Selon le conditionneur associé au capteur, ce signal peut être fonction linéaire :

- de la variation de capacité ΔC ;
- ou de la variation d'impédance ΔZ ;
- ou enfin de la variation relative $\Delta Z/Z$, ($\Delta Z/Z = -\Delta C/C$).

Afin d'utiliser le dispositif de mesure le plus approprié, il faut déterminer pour chaque type de capteur capacitif les différentes sensibilités au déplacement x , à savoir :

- la sensibilité de la capacité : $S_c = \Delta C/\Delta x$;
- la sensibilité de l'impédance : $S_z = \Delta Z/\Delta x$;
- la sensibilité relative : $S_r = \frac{1}{C} \cdot \frac{\Delta C}{\Delta x} = -\frac{1}{Z} \cdot \frac{\Delta Z}{\Delta x}$.

Ainsi par exemple, si la sensibilité S_c de la capacité est constante, on choisira de préférence un conditionneur dont la tension de sortie v_m varie comme ΔC : $v_m = k \cdot \Delta C = k \cdot S_c \cdot \Delta x$, k étant une constante caractéristique du conditionneur utilisé ; par contre si c'est S_z qui est constant, on associera au capteur un montage tel que : $v_m = k \cdot \Delta Z = k \cdot S_z \cdot \Delta x$; dans chacun de ces cas, on obtient alors un signal proportionnel au déplacement Δx .

7.3.2 Condensateur à surface variable

■ Condensateur unique

Il s'agit habituellement soit d'un condensateur plan avec armature tournante (*figure 7.26a*) soit d'un condensateur cylindrique dont une armature est translatable le long de l'axe (*figure 7.26b*).

Dans les deux cas, la capacité varie linéairement en fonction du déplacement x :

$$C(x) = K \cdot x$$

pour le condensateur tournant : $K = \frac{\epsilon_0 \cdot \pi \cdot r^2}{360 \cdot D}$, $x = \alpha$ en degrés

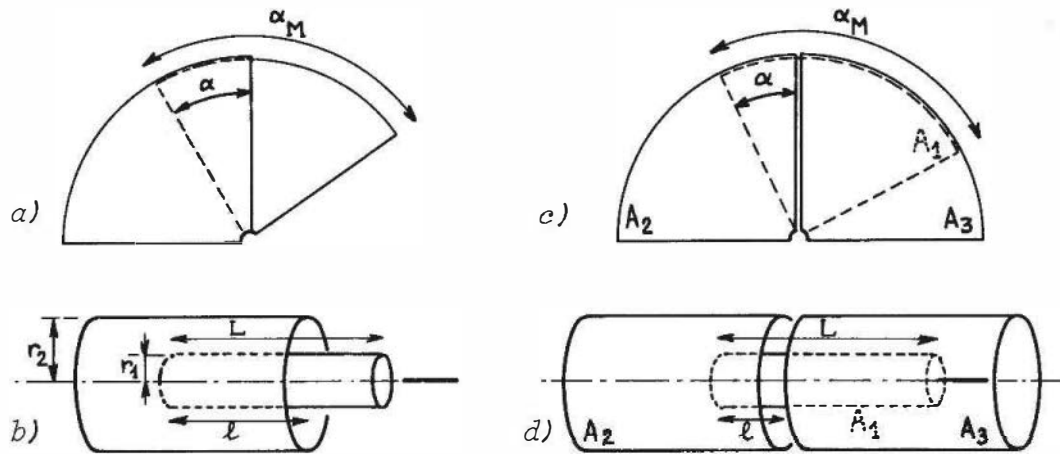


Figure 7.26 – Principe des capteurs capacitifs à surface variable.
Condensateur simple : a) rotatif ; b) à déplacement rectiligne ;
Condensateur double différentiel : c) rotatif ; d) à déplacement rectiligne.

pour le condensateur cylindrique : $K = \frac{2\pi \cdot \epsilon_0}{\text{Log}(r_2/r_1)}$, $x = \ell$ en m.

La sensibilité S_c est constante : $S_c = K$; par contre l'impédance est fonction non-linéaire de x et $S_z = -\frac{1}{K\omega} \cdot \frac{1}{x^2}$. La sensibilité relative est $S_r = 1/x$. Les sensibilités S_z et S_r sont d'autant plus grandes que x est plus petit : mais c'est aussi dans ce cas que, pour un même déplacement dx , la non-linéarité est la plus prononcée. L'utilisation d'un second condensateur fonctionnant en push-pull (montage différentiel) permet la compensation de cet effet.

■ Condensateur double différentiel

L'armature mobile A_1 est déplacée entre deux armatures fixes A_2 et A_3 constituant deux condensateurs dont les capacités C_{21} et C_{31} varient en sens contraire en fonction du déplacement x (figure 7.26c et d). La position prise comme origine des déplacements x est celle où l'armature mobile est placée symétriquement par rapport aux deux armatures fixes et où les deux capacités C_{21} et C_{31} sont donc égales. En fonction de K et x précédemment définis et du déplacement maximum X on a :

$$C_{21} = K(X + x) = KX \left(1 + \frac{x}{X}\right) = C_0 \left(1 + \frac{x}{X}\right)$$

$$C_{31} = K(X - x) = KX \left(1 - \frac{x}{X}\right) = C_0 \left(1 - \frac{x}{X}\right)$$

en posant $KX = C_0$ et avec : $X = L/2$, L étant la longueur de l'armature mobile dans le cas d'un condensateur cylindrique ; $X = \alpha_M/2$, α_M étant l'angle au centre de l'armature mobile dans le cas d'un condensateur circulaire. L'intérêt du montage différentiel apparaît évidemment dans l'association des condensateurs C_{21} et C_{31} : c'est pourquoi il est important de noter, pour le bon choix d'une méthode de mesure, que les rapports potentiométriques suivants sont des fonctions linéaires du déplacement :

$$\frac{Z_{31}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{21}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{x}{X}\right)$$

$$\frac{Z_{21}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{31}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{x}{X} \right).$$

7.3.3 Condensateur à écartement variable

Il ne peut s'agir que d'un condensateur plan destiné à la traduction de déplacements rectilignes (*figure 7.27*).

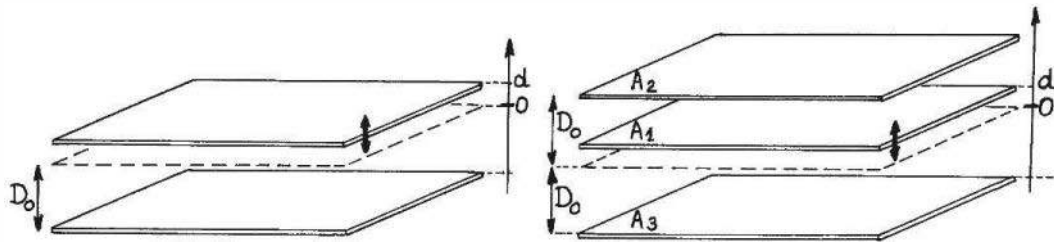


Figure 7.27 – Principe des capteurs capacitifs à écartement variable : a) condensateur simple; b) condensateur double différentiel.

■ Condensateur unique (*figure 7.27a*)

En désignant par d le déplacement par rapport à l'écartement origine D_0 on a :

$$C(d) = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{D_0 + d}$$

$$S_c = \frac{-\epsilon_0 \cdot A}{(D_0 + d)^2}; \quad S_z = \frac{1}{\epsilon_0 \cdot A \cdot \omega}; \quad S_r = \frac{-1}{D_0 + d}$$

C'est la variation d'impédance qui dans ce cas est linéaire en fonction du déplacement. La sensibilité S_c et la sensibilité relative sont d'autant plus élevées que D_0 est plus petit; elles peuvent être considérées comme constantes dans la mesure où $d \ll D_0$.

La sensibilité S_c du condensateur à écartement variable est très supérieure à celle du condensateur à surface variable : dans le cas, par exemple, d'un condensateur constitué de deux plaques carrées de côtés a , placées en regard à la distance D_0 ($D_0 \ll a$) on a :

- pour un déplacement parallèle à l'un des côtés : $S_c(//) = \frac{\epsilon_0 \cdot a}{D_0}$
- pour un petit déplacement perpendiculaire aux plaques : $S_c(\perp) = \frac{\epsilon_0 \cdot a^2}{D_0^2}$
- et

$$\frac{S_c(\perp)}{S_c(//)} = \frac{a}{D_0} \gg 1.$$

Par contre, le condensateur à écartement variable ne peut être utilisé que pour des étendues de mesure faibles (en général inférieures au mm) alors que le condensateur à surface variable a une étendue de mesure nettement plus importante (supérieure au cm).

■ Condensateur double différentiel

L'armature mobile A_1 est déplacée, perpendiculairement à son plan entre deux armatures fixes A_2 et A_3 (*figure 7.27b*).

Soit d son déplacement par rapport à la position origine équidistante de D_0 des 2 plans ; on a :

$$C_{21} = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{D_0 - d} = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{D_0} \cdot \frac{1}{1 - \frac{d}{D_0}} = C_0 \cdot \frac{1}{1 - \frac{d}{D_0}}$$

$$C_{31} = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{D_0 + d} = \frac{\epsilon_0 \cdot A}{D_0} \cdot \frac{1}{1 + \frac{d}{D_0}} = C_0 \cdot \frac{1}{1 + \frac{d}{D_0}}$$

en posant : $\frac{\epsilon_0 \cdot A}{D_0} = C_0$.

Comme dans le cas du condensateur différentiel à variation de surface, c'est l'association de ces deux condensateurs qui présente des propriétés intéressantes, à savoir, des rapports potentiométriques variant linéairement avec le déplacement :

$$\frac{Z_{31}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{21}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{d}{D_0} \right)$$

$$\frac{Z_{21}}{Z_{21} + Z_{31}} = \frac{C_{31}}{C_{21} + C_{31}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{d}{D_0} \right)$$

C'est de ces relations que le montage de mesure associé au capteur doit tirer avantage.

Exemple de caractéristiques métrologiques.

Capteur de déplacement linéaire AL102 à électronique incorporée (fabricant E.A.M. STOPCOTE) :

- Étendue de mesure : ± 1 mm.
- Sensibilité : 0,5 mV/ μ m.
- Écart de linéarité : 0,1 % de l'étendue de mesure.
- Précision : erreurs de mobilité et d'hystérésis : non décelables.

7.3.4 Méthodes de mesure des variations de capacité

Il y a d'abord les méthodes générales de mesure d'impédances (potentiomètre, transformateur de rapport, pont) qui lorsqu'elles sont appliquées au condensateur double différentiel permettent d'obtenir un signal de mesure d'amplitude proportionnelle au déplacement ; elles nécessitent évidemment une détection sensible à la phase si l'on veut connaître le sens du déplacement (§ 4.4.2).

Il y a aussi un certain nombre de méthodes spécifiques, applicables à des condensateurs uniques et basées sur les propriétés de l'amplificateur opérationnel, des oscillateurs sinusoïdaux ou de relaxation.

Dans le calcul des divers montages, on peut toujours considérer le capteur comme une capacité pure, les pertes ainsi que l'inductance parasite étant négligeables aux fréquences utilisées. Par contre, il est indispensable, lors du choix d'un montage de mesure, d'examiner l'influence des capacités parasites que chacune des armatures du capteur présente avec les surfaces métalliques voisines, généralement au potentiel de la masse. Si, dans le circuit de mesure, l'une des armatures du capteur est mise à la masse, la capacité parasite de l'autre armature se place en parallèle sur la capacité du capteur et il devient impossible de distinguer l'une de l'autre les variations de ces capacités.

En règle générale, on isole par rapport à la masse les armatures du capteur et l'on détermine le circuit de mesure de façon que ses indications soient indépendantes des capacités par rapport à la masse. Ceci est réalisé, en particulier, lorsque l'on utilise :

- un transformateur de rapport (§ 3.2.2) ;
- ou un pont de Sauty (§ 3.3.2.2),

le signal étant constitué par un courant, mesuré à l'aide d'un détecteur de très faible impédance d'entrée.

■ Transformateur de rapport et condensateur différentiel

On a établi au § 3.2.2 que le montage est linéaire pour un condensateur à variation de surface, et quasi-linéaire pour le condensateur à écartement variable à condition que le déplacement demeure faible : $(d/D_o)^2 \ll 1$.

■ Pont de Sauty et condensateur différentiel (figure 7.28)

Mesure de la tension de déséquilibre

La mesure est réalisable lorsque, par construction, l'influence des capacités parasites et de leurs variations est rendue négligeable ; on a alors :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{C_{21} - C_{31}}{C_{21} + C_{31}}$$

Cette expression du signal de mesure est fonction linéaire du déplacement pour le condensateur à variation de surface comme pour le condensateur à écartement variable.

Mesure de courant de déséquilibre

Cette méthode de mesure permet de réduire l'influence des capacités parasites :

$$i_m = j\omega e_s \cdot \frac{C_{21} - C_{31}}{2 + j\omega R(C_{21} + C_{31})}$$

En satisfaisant à la condition : $\omega R(C_{21} + C_{31}) \ll 1$ on obtient :

$$i_m = j\omega \frac{e_s}{2} \cdot (C_{21} - C_{31})$$

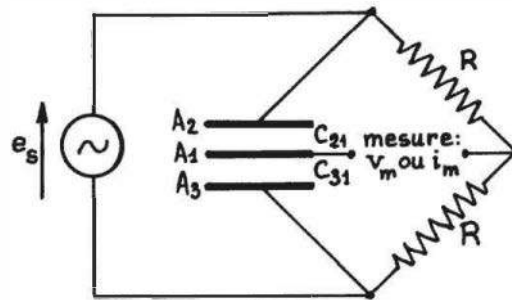


Figure 7.28 – Pont de Sauty et condensateur double différentiel.

Pour un condensateur à variation de surface,

$$i_m = j\omega e_s \cdot C_o \cdot \frac{x}{X}$$

le courant varie linéairement avec le déplacement x .
Dans le cas d'un condensateur à écartement variable,

$$i_m = j\omega e_s \cdot C_o \cdot \frac{d}{D_o} \cdot \frac{1}{1 - \frac{d^2}{D_o^2}}$$

le courant i_m varie quasi linéairement avec le déplacement à condition que $\frac{d^2}{D_o^2} \ll 1$.

■ Montage potentiométrique résistance-condensateur en régime dynamique

Lorsque les déplacements à traduire sont rapidement variables, on peut utiliser un montage potentiométrique constitué d'une résistance fixe en série avec le condensateur variable, l'ensemble étant alimenté par une tension continue (figure 7.29).

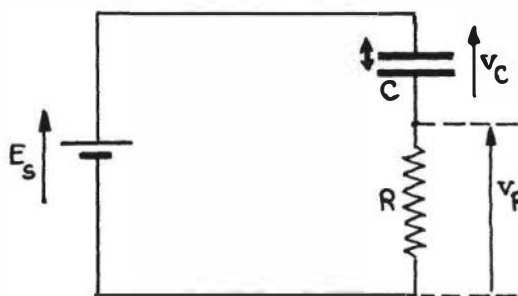


Figure 7.29 – Montage potentiométrique d'une résistance et d'un capteur capacitif.

On considère le cas où la capacité du condensateur varie sinusoïdalement autour d'une valeur fixe :

$$C = C_o + C_1 \cdot \sin \omega t$$

Les équations du montage sont :

$$v_C + v_R = E_s$$

où :

$$v_R = Ri \quad \text{et} \quad v_C = \frac{1}{C} \int_0^t i dt$$

soit :

$$(RC_o + RC_1 \sin \omega t) \frac{di}{dt} + (RC_1 \omega \cdot \cos \omega t + 1)i = E_s \omega C_1 \cos \omega t$$

Cette équation admet, dans le cas général, une solution de la forme :

$$i(t) = I_1 \sin(\omega t - \Phi_1) + I_2 \sin(2\omega t - \Phi_2) + \dots$$

Dans l'hypothèse où $C_1 \ll C_o$:

$$I_2, I_3 \dots \ll I_1$$

et :

$$I_1 = \frac{\omega \cdot E_s \cdot C_1}{\sqrt{1 + R^2 C_o^2 \omega^2}}, \quad \Phi_1 = \text{Arc tg} \frac{1}{RC_o \omega}$$

Lorsqu'en outre : $RC_o \omega \gg 1$, la tension v_R a pour expression :

$$v_R = E_s \cdot \frac{C_1}{C_o} \cdot \sin \omega t$$

Quand ce montage est employé avec un condensateur à écartement variable, l'amplitude d_1 du déplacement étant faible devant D_o on a : $D = D_o + d_1 \sin \omega t$ et :

$$C = \frac{\epsilon_o \cdot A}{D_o + d_1 \sin \omega t} = C_o \left(1 - \frac{d_1}{D_o} \sin \omega t \right)$$

soit :

$$\frac{C_1}{C_o} = -\frac{d_1}{D_o}$$

et

$$v_R = -E_s \cdot \frac{d_1}{D_o} \cdot \sin \omega t$$

L'amplitude de la tension v_R est à chaque instant proportionnelle au déplacement $d = d_1 \sin \omega t$.

■ Montage à amplificateur opérationnel

C_1 ou C_2 est le capteur, l'autre condensateur étant fixe (*figure 7.30a*) ; R_1 a un rôle de protection de l'entrée inverseuse et R_2 permet la circulation du courant continu de polarisation de cette même entrée. e_s est une source de tension sinusoïdale de pulsation $\omega = 2\pi f$.

En supposant l'amplificateur opérationnel parfait :

$$v_o = -\frac{Z_2}{Z_1} e_s \quad \text{où} \quad Z_2 = \frac{R_2}{1 + jR_2 C_2 \omega} \quad \text{et} \quad Z_1 = \frac{1 + jR_1 C_1 \omega}{jC_1 \omega}$$

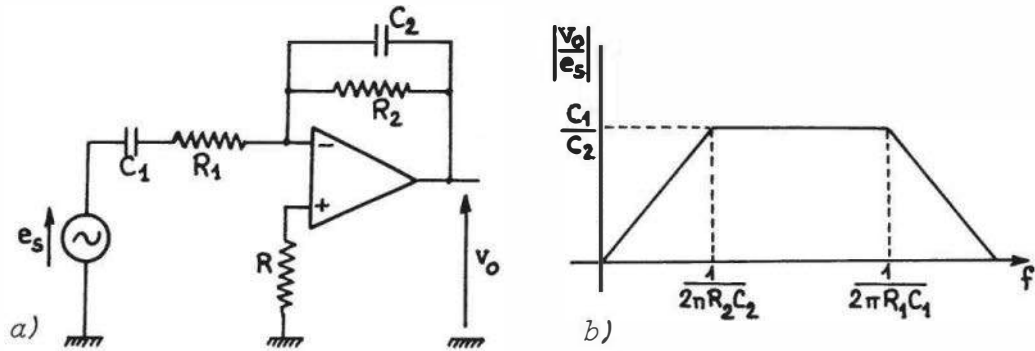


Figure 7.30 – Amplificateur opérationnel associé à un capteur capacitif : a) montage ; b) réponse en fréquence.

soit :

$$v_o = \frac{-jR_2 C_1 \omega}{(1 + jR_1 C_1 \omega)(1 + jR_2 C_2 \omega)} \cdot e_s$$

Lorsque les éléments du montage sont tels que :

$$R_1 C_1 \omega \ll 1 \quad \text{et} \quad R_2 C_2 \omega \gg 1$$

c'est-à-dire :

$$\frac{1}{2\pi R_2 C_2} \ll f \ll \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (\text{figure 7.30b})$$

on a :

$$v_o = -\frac{C_1}{C_2} \cdot e_s$$

Le montage est linéaire en fonction du déplacement dans les cas suivants :

- C_1 est un condensateur à surface variable, C_2 est fixe ;
- C_1 est fixe, C_2 est un condensateur à écartement variable.

■ Montage à pont de diodes

Ce conditionneur a l'intérêt de fournir immédiatement une tension continue de mesure. Le schéma du montage est représenté *figure 7.31* où :

- C_1 et C_2 sont les capacités de deux condensateurs qui peuvent être :
 - soit un condensateur fixe C_1 et le capteur de capacité $C_2 = C_1 + \Delta C$,
 - soit un condensateur différentiel avec, dans ce cas :

$$C_1 = C_0 + \Delta C \quad \text{et} \quad C_2 = C_0 - \Delta C,$$

- C_c et C'_c sont les capacités de deux condensateurs de couplage :

$$C_c = C'_c \quad \text{et} \quad C_c, C'_c \gg C_1, C_2.$$

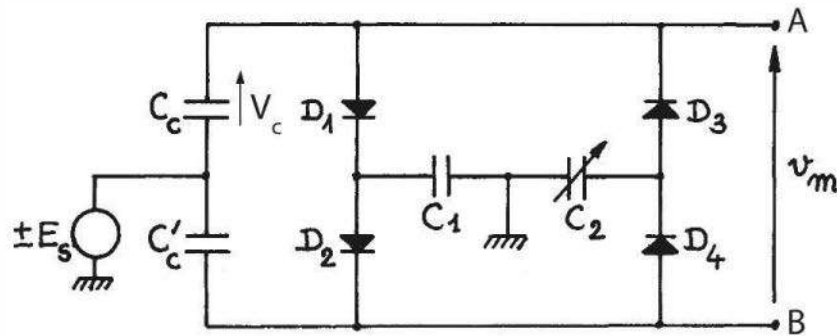


Figure 7.31 – Schéma du montage à pont de diodes (D.R. Harrison et J. Dimeff : Ref. en bibliographie).

On présente ici une étude simplifiée du fonctionnement du montage.

Les diodes D_1 , D_2 , D_3 , D_4 sont supposées idéales ($v_d = 0$). Par raison de symétrie les condensateurs C_c et C'_c se chargent, en régime permanent, sous des tensions continues égales et opposées, soit respectivement $+V_c$ et $-V_c$.

Pendant l'alternance positive de la source, d'amplitude E_s :

- le condensateur C_1 se charge par D_1 sous la tension $v_{c_1} = E_s + V_c$;
- le condensateur C_2 se charge par D_4 sous la tension $v_{c_2} = E_s - V_c$.

Pendant l'alternance négative de la source, d'amplitude $-E_s$:

- le condensateur C_1 se charge par D_2 sous la tension $v'_{c_1} = -E_s - V_c$;
- le condensateur C_2 se charge par D_3 sous la tension $v'_{c_2} = -E_s + V_c$.

Au cours d'une période de la source d'excitation, la charge ΔQ_c (ou $\Delta Q_{c'}$) fournie par C_c (ou par C'_c) est en moyenne nulle : $\Delta Q_c = 0$ et elle est la somme des charges ΔQ_1 et ΔQ_2 fournies à C_1 et C_2 :

$$\Delta Q_c = \Delta Q_1 + \Delta Q_2.$$

où :

$$\Delta Q_1 = C_1(v_{c_1} - v'_{c_1}) = 2C_1(E_s + V_c), \quad \Delta Q_2 = C_2(v'_{c_2} - v_{c_2}) = 2C_2(-E_s + V_c)$$

On en déduit : $V_c = \frac{C_2 - C_1}{C_2 + C_1} E_s$ soit, pour la tension de mesure :

$$v_m = V_A - V_B = 2V_c.$$

Un calcul plus rigoureux prenant en compte les chutes de tension v_d , supposées égales, aux bornes des quatre diodes et la division potentiométrique de la tension de source par C_c , C'_c et C_1 , C_2 , conduit à une expression plus exacte de la tension de mesure :

$$v_m = 2 \cdot \frac{C_2 - C_1}{C_1 + C_2} \cdot \frac{C_c}{C_c + C_1} \cdot (E_s - v_d)$$

7.4 Capteurs digitaux

Les informations, acquises par les capteurs et délivrées sous forme analogique, doivent très fréquemment être traitées par des calculateurs digitaux qui en assurent l'exploitation rapide et précise. Ceci est rendu possible par l'utilisation de convertisseurs analogique-numérique qui, recevant le signal du capteur, délivrent au calculateur l'information digitalisée. Dans le cas des déplacements, il est cependant possible de concevoir des capteurs qui assurent de façon immédiate la traduction d'une position – linéaire ou angulaire – en un mot binaire qui la définit. Cependant, comme dans tout dispositif de conversion numérique d'une grandeur, celle-ci se trouve quantifiée : un nombre limité de positions peut être distingué et la résolution est donc toujours finie.

7.4.1 Codeurs absolus

Ce sont, pour les déplacements linéaires, des règles ou, pour les déplacements angulaires, des disques qui sont divisés en N surfaces égales (bandes pour les règles, secteurs pour les disques) à l'intérieur desquelles se trouve matérialisé le mot binaire associé à la position à traduire, selon un code et une technologie déterminés. Le nombre N de surfaces fixe la résolution soit :

- L/N cm pour une règle de longueur L cm
- $360^\circ/N$ pour un disque.

Les n bits constituant chacun des mots sont matérialisés sur n pistes parallèles (règles) ou concentriques (disques) (*figure 7.32*) en utilisant des états physiques complémentaires pour distinguer les valeurs 0 ou 1 :

- surface amagnétique ou ferromagnétique (lecture magnétique) ;
- surface isolante ou conductrice (lecture par courant) ;
- surface opaque ou translucide (lecture optique).

La lecture optique est actuellement le procédé le plus employé : il y a pour chacune des pistes une source qui est une diode électroluminescente et un récepteur qui est un phototransistor (*figure 7.32c*).

■ Codage

Le code binaire naturel présente l'intérêt d'être directement utilisable par un dispositif de traitement comme un calculateur ; il exige en outre le nombre minimum de bits pour la représentation d'un nombre donné. Cependant il a le grand inconvénient de présenter des changements simultanés de plusieurs bits lorsque des nombres varient d'une seule unité (*figure 7.32a*).

Exemple : $15)_{10} : 01111)_2$ $16)_{10} : 10000)_2$

Si les dispositifs de lecture ne sont pas parfaitement alignés, les changements de bits ne sont pas lus simultanément et il y a un risque d'erreur lorsque la lecture s'effectue pendant la transition, ou si le codeur s'arrête dans une position à la limite de deux valeurs.

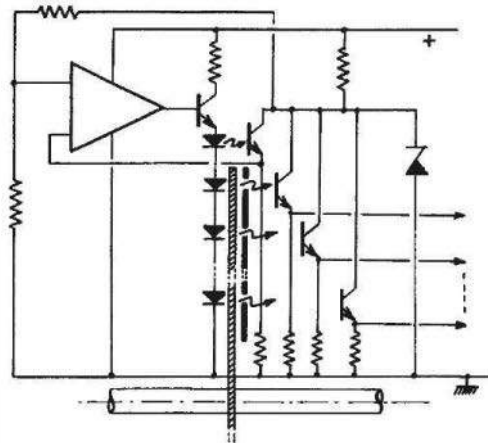
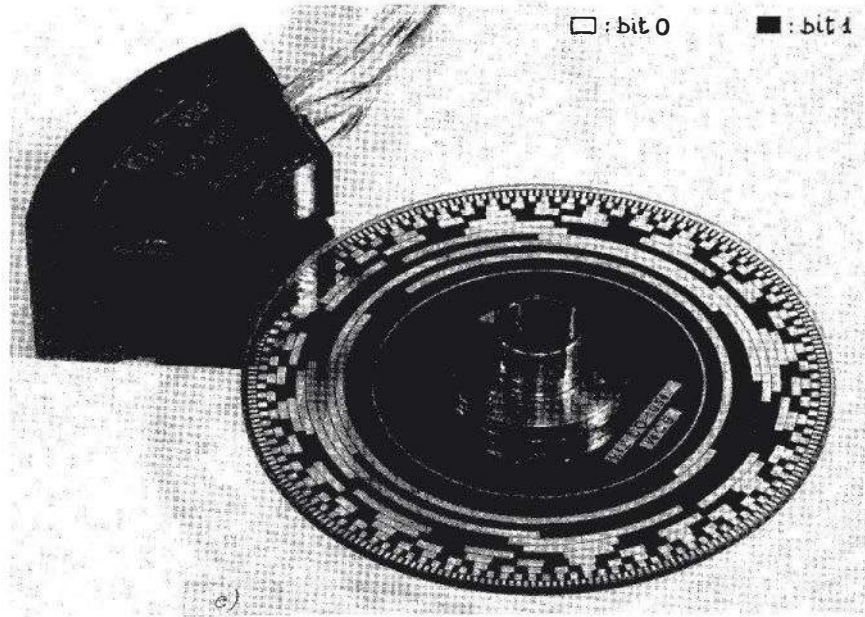
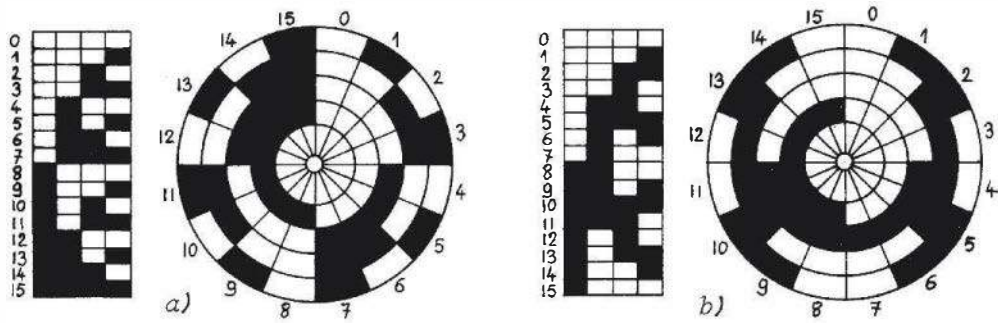


Figure 7.32 – Codeurs absolus : a) règle et disque en code binaire naturel ; b) règle et disque en code Gray ; c) disque et son circuit électronique de lecture (Doc. M.C.B.).

- Ce risque de lecture erronée, qui existe aussi pour le code BCD, peut être évité
- soit en utilisant un code dont un seul bit change lors de chaque déplacement élémentaire, en général un code réfléchi (*figure 7.32b*) ;
 - soit en conservant le code binaire naturel ou BCD mais en employant un dispositif de lecture supplémentaire permettant d'éviter les lectures ambiguës dans les zones de transition (codeurs à lecture commandée, à double balayage).

Codes réfléchis. Les plus couramment utilisés sont le code Gray et le code BCD réfléchi. À partir de ceux-ci, on peut définir de nouveaux codes réfléchis, dits par excès 3, en décalant de 3 unités vers les valeurs supérieures les représentations primitives ; ces codes facilitent certaines opérations arithmétiques.

Exemple de caractéristiques métrologiques.

Codeur angulaire optique C060C (fabricant MCB) :

Code Gray	Nombre de points : 8 192
Résolution : 2' 38"	Précision moyenne : $\pm 1' 19''$
Masse : 550 g	Moment d'inertie : 30 g.cm ²
Couple maximal : $3 \cdot 10^{-3}$ Nm	Vitesse maximale : 1 500 tr/min

■ Codeurs à lecture commandée

On utilise, dans ce cas le code binaire naturel ou le code BCD mais une piste supplémentaire délivre un signal binaire :

- soit autorisant la lecture dans les positions non ambiguës ;
- soit commandant la mémorisation de la lecture et l'inhibition de toute nouvelle lecture dans les zones où se produisent les transitions.

Codeurs à double balayage – Balayage en U

Le codage s'effectue selon le code binaire naturel ou le code BCD mais les ambiguïtés de transition sont évitées en disposant :

- pour la piste LSB (bit de poids le plus faible) d'une seule tête de lecture L_o ;
- pour les autres pistes, de deux groupes de têtes de lecture décalés par rapport à L_o , l'un à gauche ($L_{g_1}, L_{g_2} \dots$) et l'autre à droite ($L_{d_1}, L_{d_2} \dots$). Un seul de ces groupes est sélectionné selon la valeur du LSB :
 - le groupe de droite ($L_{d_1}, L_{d_2} \dots$) est actif lorsque LSB = 0,
 - le groupe de gauche ($L_{g_1}, L_{g_2} \dots$) délivre son information quand LSB = 1.

Lors d'un changement de la valeur lue du LSB, il y a permutation des têtes de lecture mais celles-ci ne se trouvant pas sur une ligne de changement de bits délivrent un signal non ambigu (*figure 7.33a*).

Le circuit logique de commande du groupe de lecture, selon l'état logique de L_o , est représenté *figure 7.33b*. Il existe d'autres types de balayage multiple : balayage en V , en M .

7.4.2 Générateur incrémental optique (G.I.O)

■ Principe et réalisation

Ce dispositif n'exige qu'un nombre réduit de pistes (2 ou 3) au dessin moins complexe que pour un codeur absolu. Il délivre une impulsion pour chaque déplacement élémentaire et permet de discriminer le sens du mouvement. Le déplacement, par rapport à une origine arbitraire, est connu par comptage des impulsions, la remise à zéro du compteur étant faite à la position prise pour origine.

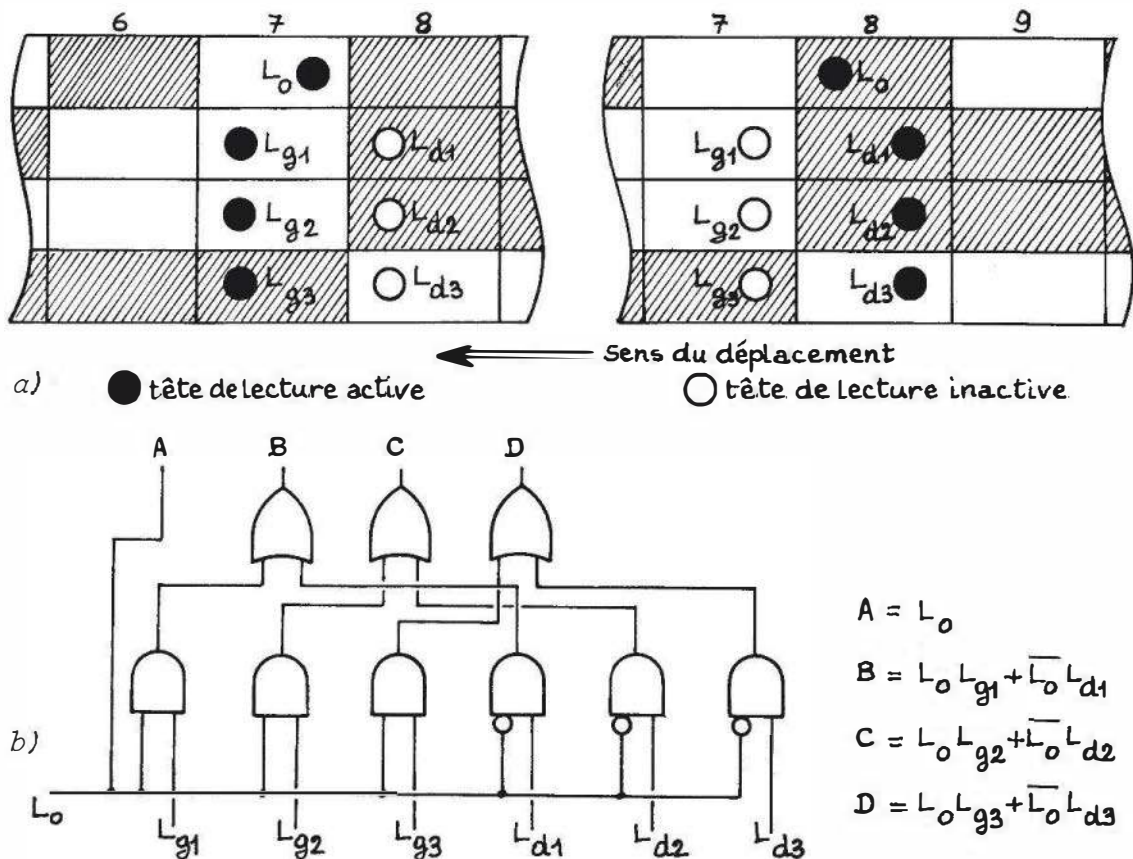


Figure 7.33 – Codeur à double balayage en U : a) permutation des têtes de lecture selon l'état du LSB ; b) circuit logique de commande.

Les deux pistes concentriques (disques) ou parallèles (règles) sont chacune divisées en N surfaces élémentaires égales, alternativement opaques et translucides, les surfaces de l'une des pistes étant décalées d'un quart de la période spatiale par rapport à celles de l'autre piste (figure 7.34). Une troisième piste, avec une unique surface élémentaire translucide est quelquefois ajoutée afin de permettre le comptage du nombre de tours ou la remise à zéro du compteur.

La lecture est assurée pour chacune des pistes par un émetteur (diode électroluminescente) et un récepteur de lumière (phototransistor) placés respectivement de part et d'autre de la règle ou du disque.

Le dispositif de lecture est placé le long d'un axe perpendiculaire au déplacement de la règle ou le long d'un rayon du disque.

■ Détermination du sens de déplacement

Un circuit électronique permet par dérivation des signaux S_1 de la piste 1 de discriminer les fronts montants (\uparrow : $(d S_1 / d t) > 0$) des fronts descendants (\downarrow : $(d S_1 / d t) < 0$) et de les associer à l'état S_2 (0 ou 1) de la piste 2 au même instant.

On constate en effet (figure 7.35a et b) que dans le cas d'un déplacement dans le sens direct on a :

$$\frac{d S_1}{d t} > 0 \quad \text{et} \quad S_2 = 0 \quad \text{soit} \quad \uparrow \cdot \overline{S_2} = 1$$

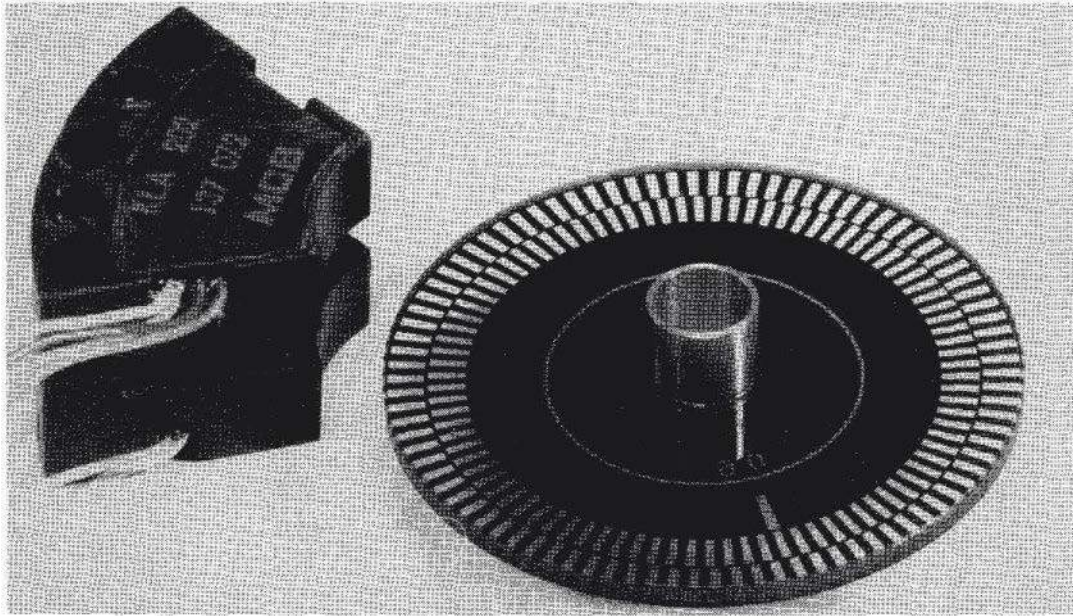


Figure 7.34 – Générateur incrémental optique rotatif : disque et dispositif de lecture (Doc. M.C.B.).

et

$$\frac{d S_1}{d t} < 0 \quad \text{et} \quad S_2 = 1 \quad \text{soit} \quad \downarrow \cdot S_2 = 1$$

d'où l'équation logique correspondant au déplacement direct D_d :

$$D_d = \uparrow \cdot \overline{S_2} + \downarrow \cdot S_2$$

Par contre, dans le cas d'un déplacement inverse on a :

$$\frac{d S_1}{d t} > 0 \quad \text{et} \quad S_2 = 1 \quad \text{soit} \quad \uparrow \cdot S_2 = 1$$

et

$$\frac{d S_1}{d t} < 0 \quad \text{et} \quad S_2 = 0 \quad \text{soit} \quad \downarrow \cdot \overline{S_2} = 1$$

d'où l'équation logique du déplacement inverse D_i :

$$D_i = \uparrow \cdot S_2 + \downarrow \cdot \overline{S_2}$$

La comparaison des fronts de S_1 d'une part et des états de S_2 d'autre part permet donc de discriminer le sens de déplacement.

Une impulsion I est produite à chacun des fronts de S_1 : selon l'état correspondant de S_2 , c'est-à-dire selon le sens de déplacement, elle est dirigée soit vers l'entrée de comptage, soit vers l'entrée de décomptage d'un compteur ; ce dernier affiche donc la somme algébrique des déplacements effectués depuis la position de remise à zéro. La génération d'une impulsion à partir de chaque front montant et de chaque front descendant est obtenue par deux bascules monostables, l'une déclenchée par les fronts montants de S_1 l'autre par les fronts descendants. Le circuit d'aiguillage des

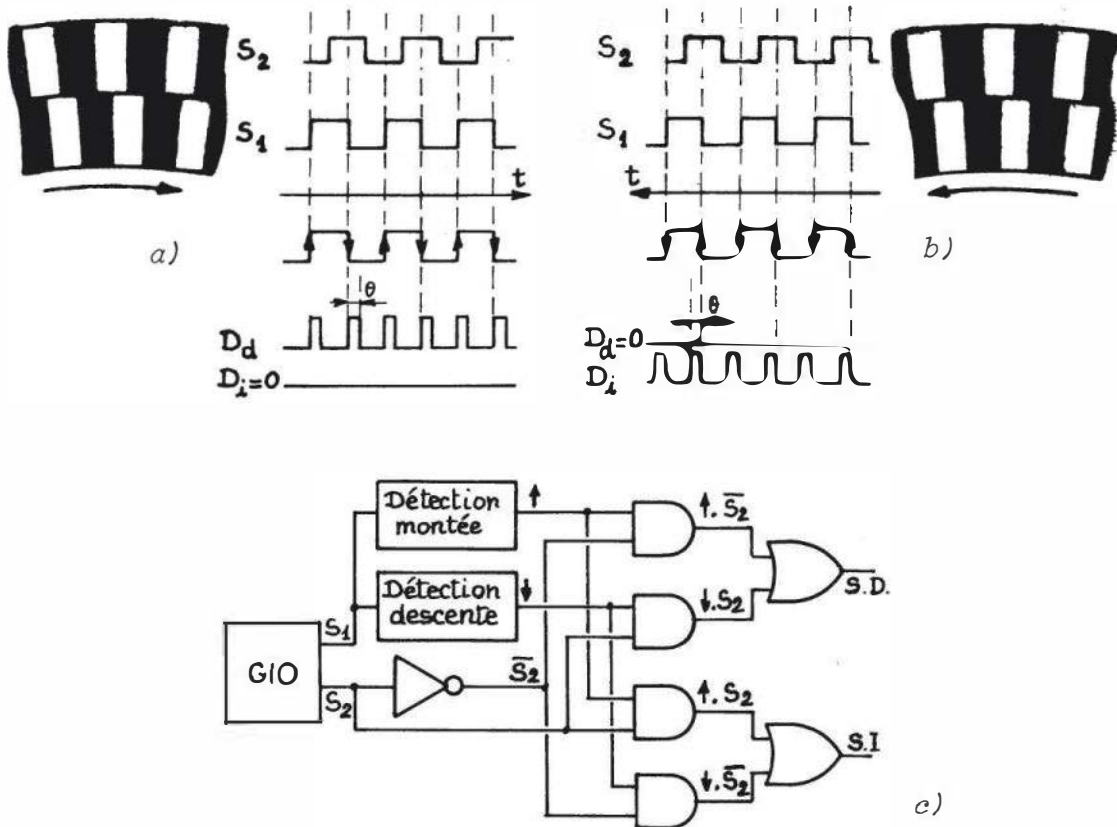


Figure 7.35 – Comparaison des fronts d'impulsions de la piste S_1 et des états de la piste S_2 selon le sens du déplacement : a) sens direct ; b) sens inverse ; c) circuit logique d'aiguillage des impulsions vers le compteur selon le sens de rotation : S.D. comptage ; S.I. décomptage.

impulsions produites par les deux monostables vers l'entrée de comptage ou de décomptage du compteur est la traduction des équations logiques du sens de déplacement (*figure 7.35c*).

Chaque impulsion I correspond au défilement devant le système de lecture d'une surface élémentaire (0 ou 1) ; celles-ci étant au nombre de N , la résolution est donc :

- L/N cm dans le cas d'une règle de longueur L cm
- $360^\circ / N$ dans le cas d'un disque.

Les limites de la précision sont déterminées en particulier par l'exactitude géométrique du dessin des surfaces élémentaires.

L'utilisation d'un compteur entraîne un risque d'erreur dû aux signaux parasites et en cas de coupure de l'alimentation son contenu est perdu.

Exemple de caractéristiques métrologiques.

Codeur incrémental optique GIO 90B (fabricant M.C.B.) :

- Nombre de points : 5 000
- Résolution : $4' 19''$
- Masse : 340 g
- Couple de rotation : $2 \cdot 10^{-3}$ Nm
- Précision : $\pm 2'$
- Moment d'inertie : 200 g.cm^2
- Vitesse maximale : 1 500 tr/min

7.5 Capteurs à propagation d'ondes élastiques

7.5.1 Principes de mesure

La vitesse de propagation V des ondes élastiques dans un solide est généralement de l'ordre de quelques 10^3 m/s ; elle est donc environ 10^5 fois inférieure à la vitesse des ondes électromagnétiques dans le vide. Entre deux points dont la distance est ℓ , la durée de propagation est : $t_p = \ell / V$ soit $t_p \cong$ ms pour $\ell \cong$ m et $t_p \cong$ μ s pour $\ell \cong$ mm ; ces temps t_p sont donc facilement mesurables et la connaissance de V permet d'en déduire ℓ .

Ce type de capteurs comporte :

- un élément solide (plaque, barreau, tube) support de la propagation ;
- un générateur de trains d'ondes élastiques couplé au solide ;
- un récepteur placé à la distance ℓ du générateur, ℓ étant l'objet de la mesure ; le récepteur traduit en signal électrique le passage du train d'ondes émis par le générateur à l'instant antérieur de t_p .

Le temps t_p peut être mesuré par comptage des impulsions d'une horloge de période T_H (figure 7.36) :

- le compteur est validé à l'émission du train d'ondes ;
- le compteur est bloqué au passage du train d'ondes au niveau du récepteur ;

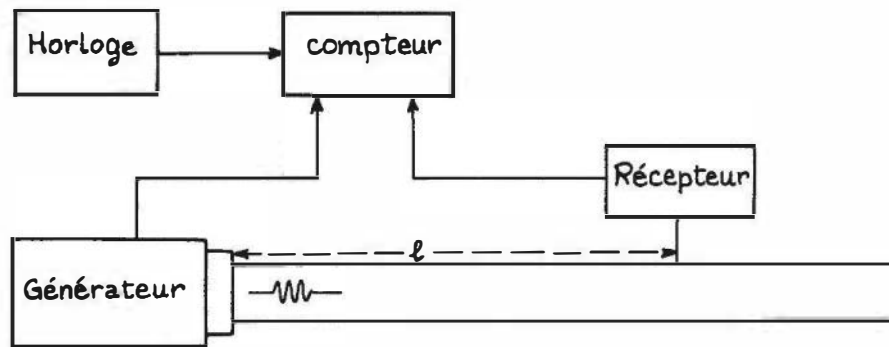


Figure 7.36 – Synoptique du dispositif de mesure du temps de propagation par comptage d'impulsions.

Soit N , le nombre d'impulsions comptées, on a :

$$t_p = N \cdot T_H \quad \text{d'où} \quad \ell = V \cdot N \cdot T_H$$

Un montage de ce type délivre immédiatement un signal numérisé et il ne nécessite pas l'emploi d'un convertisseur analogique-digital dans le cas de traitement numérique ultérieur.

La distance ℓ entre émetteur et récepteur peut être l'objet premier de la mesure ; elle peut aussi être le mesurande secondaire dont la valeur est déterminée par un mesurande primaire (pression, température, force, déformation) agissant sur le solide siège de la propagation et qui constitue dès lors un corps d'épreuve.

Une autre méthode de mesure utilise l'ensemble émetteur-solide-récepteur comme une ligne à retard qui introduit entre le signal d'entrée à la fréquence f et le signal de sortie un retard t_p c'est-à-dire un déphasage Φ_ℓ :

$$\Phi_\ell = 2\pi f \cdot t_p = 2\pi f \cdot \frac{\ell}{V}$$

Cette ligne à retard est placée dans la boucle de réaction d'un amplificateur (figure 7.37), l'ensemble constituant un oscillateur (§ 6.7.2) dès lors que :

- le gain de l'amplificateur est supérieur à l'atténuation du circuit de réaction ;
- le déphasage Φ de l'ensemble des éléments du montage est égal à $2k\pi$, k étant entier ; ce déphasage peut s'écrire :

$$\Phi = \Phi_\ell + \Phi_a$$

- où Φ_ℓ est le déphasage dû à la ligne à retard,
- Φ_a est le déphasage apporté par l'amplificateur ; Φ_a et Φ_ℓ sont fonctions de la fréquence f d'oscillation.

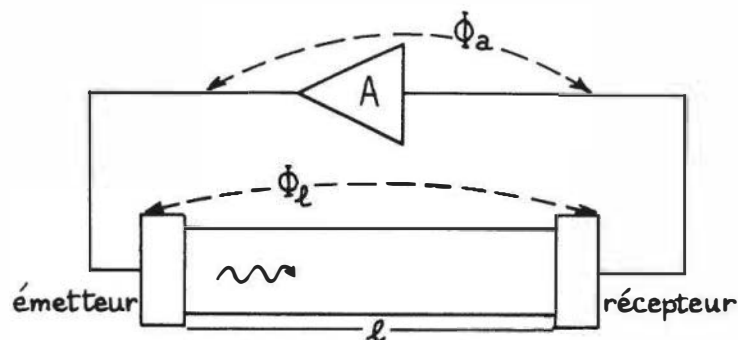


Figure 7.37 – Schéma de principe d'un oscillateur avec réaction par ligne à retard à ondes élastiques.

Une variation $\Delta\ell$ de la distance ℓ entre l'émetteur et le récepteur de la ligne à retard entraîne une modification $\Delta\Phi_\ell$ du déphasage : il en résulte une variation Δf de la fréquence d'oscillation telle que le déphasage total reste égal à $2k\pi$.

La mesure de Δf permet dès lors de connaître $\Delta\ell$; cette méthode est particulièrement adaptée à la mesure de petites variations $\Delta\ell$, résultant de la déformation du solide constituant la ligne à retard.

7.5.2 Types de réalisation

Le générateur de vibrations élastiques utilise généralement soit un effet de magnétostriction soit la piézoélectricité.

Le récepteur peut être basé :

- soit sur l'effet inverse de celui utilisé à l'émission ;
- soit sur la détection d'un effet physique produit dans le solide par le passage des ondes élastiques à l'endroit du récepteur : déformation, biréfringence, champ électrique dans le cas d'un support piézoélectrique.

Selon leur mode d'excitation, les ondes élastiques peuvent être de l'une ou l'autre forme :

- ondes de volume, longitudinales ou transversales ;
- ondes de surface, dites ondes de Rayleigh.

Les ondes de volume longitudinales communiquent aux particules du solide un déplacement alterné dans le sens de la propagation produisant compression puis dilatation du volume élémentaire : elles peuvent être excitées par un élément piézo-électrique vibrant en épaisseur. (*figure 7.38a*).

Les ondes de volume transversales entraînent un déplacement alterné des particules du solide perpendiculairement à la direction de propagation de l'onde, produisant un glissement relatif des plans du solide : elles sont excitées par un élément piézo-électrique vibrant en cisaillement (*figure 7.38b*).

Les ondes de surface ont une composante longitudinale et une composante transversale : leurs amplitudes sont pratiquement nulles à une distance de 2λ en dessous de la surface. Ces ondes peuvent être produites au moyen de deux ensembles d'électrodes en peigne interdigités qui sont déposés sur la surface d'un matériau piézo-électrique (*figure 7.38c*). La distance entre doigts d'un même peigne doit être égale à λ de façon que les déformations produites sous les doigts de chaque peigne par l'application d'une tension entre les deux ensembles d'électrodes soient en phase et que leurs effets s'ajoutent. Un récepteur fixe est constitué de façon identique à l'émetteur : une tension y est induite par l'effet piézoélectrique que produit sous les doigts des peignes la déformation de la surface que provoque le passage de l'onde élastique.

□ Exemples de réalisation

Capteur magnétosonique (fabricant Captosonics)

La génération de l'onde élastique est obtenue par **effet Wiedemann** : celui-ci consiste en la torsion d'un cylindre ferromagnétique lorsqu'il est soumis simultanément à un champ magnétique longitudinal et à un champ circulaire transversal. La réception de l'onde élastique est basée sur l'**effet Villari** : une contrainte mécanique produit dans un corps ferromagnétique une variation d'aimantation et de perméabilité.

Le capteur est constitué des éléments suivants (*figure 7.39*) :

- un tube creux en alliage ferromagnétique autour duquel coulisse un aimant toroïdal lié au mobile dont la position est l'objet de la mesure ;
- un fil conducteur placé dans l'axe du tube et relié à un générateur d'impulsions électriques ;
- un récepteur comportant une inductance dont le noyau est couplé mécaniquement au tube.

Une impulsion électrique dite d'interrogation est appliquée au conducteur intérieur : elle se propage dans le tube à la vitesse c de la lumière et le champ magnétique associé a ses lignes de force circulaires, centrées sur l'axe. Au passage de cette onde électromagnétique au niveau de l'aimant, la combinaison de leurs deux

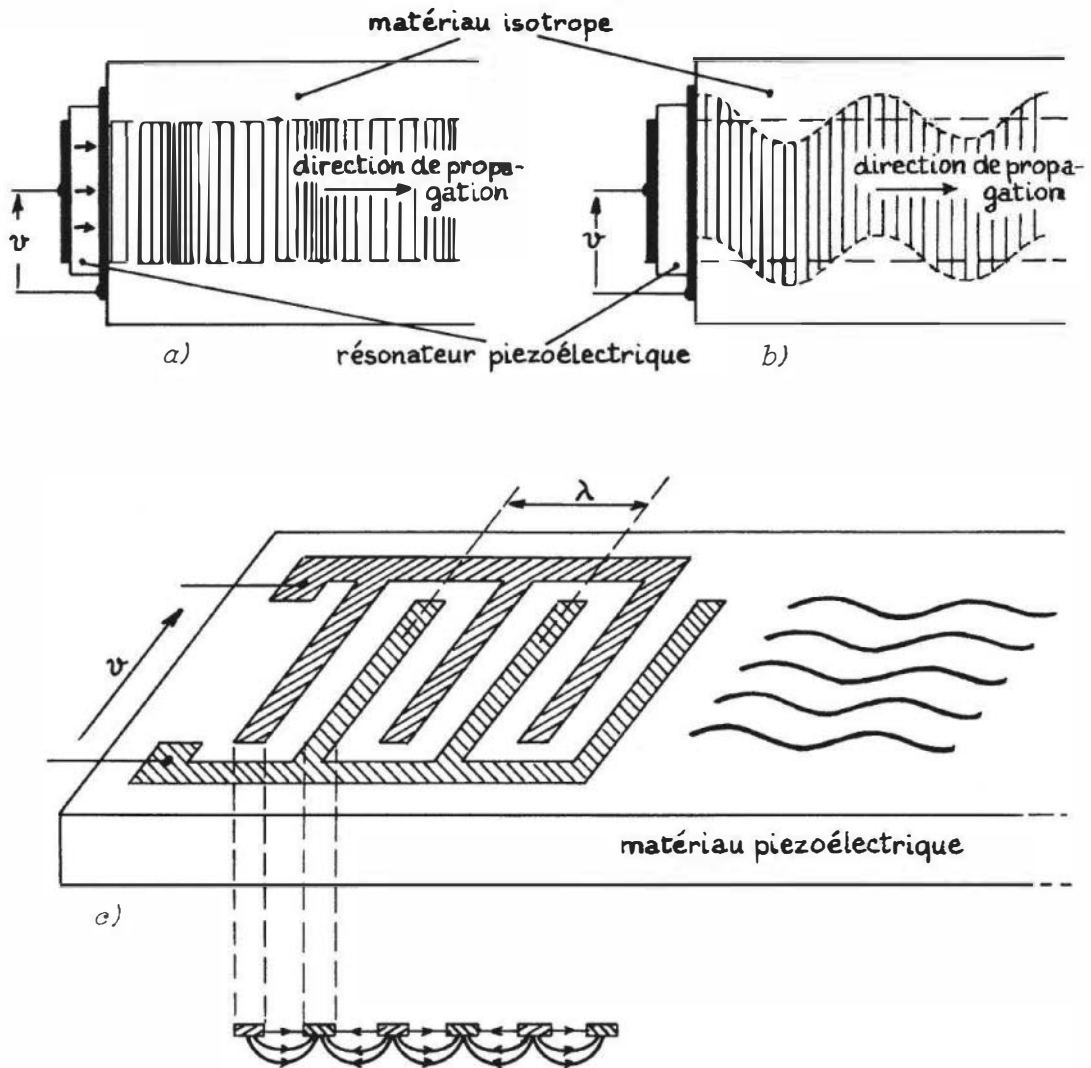


Figure 7.38 – Différentes formes d'ondes élastiques : a) ondes longitudinales ; b) ondes transversales ; c) ondes de surface et forme des électrodes d'excitation ou de réception.

champs magnétiques provoque, par effet Wiedemann, une torsion locale du tube qui s'y propage à la vitesse V sous la forme d'une onde élastique dite de réponse. L'arrivée de cette onde sur le noyau du récepteur y provoque, par effet Villari, une variation d'aimantation qui induit le signal électrique de réponse : soit t_p l'intervalle de temps séparant la réception du signal électrique de réponse de l'émission de l'impulsion électrique d'interrogation ; compte tenu du fait que $V \ll c$, on a pratiquement :

$$t_p = \frac{\ell}{V}$$

ℓ étant la distance entre le récepteur et l'aimant lié au mobile. Le temps t_p est mesuré, par exemple, par comptage d'impulsions.

Caractéristiques métrologiques.

- Étendue de mesure : de 152 mm à 3 048 mm.
- Linéarité : $\pm 0,05$ % de l'étendue de mesure.

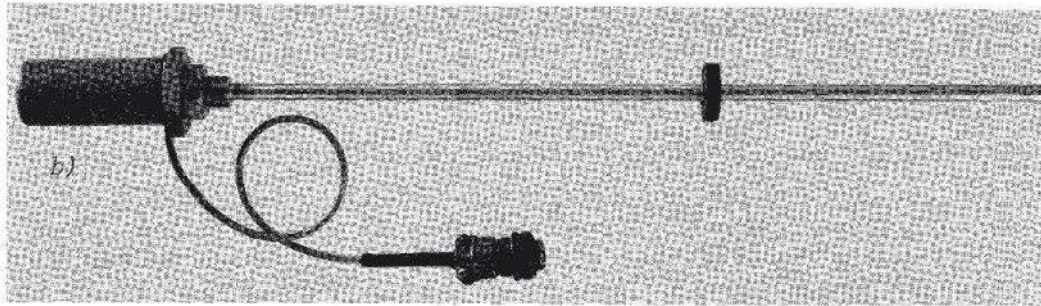
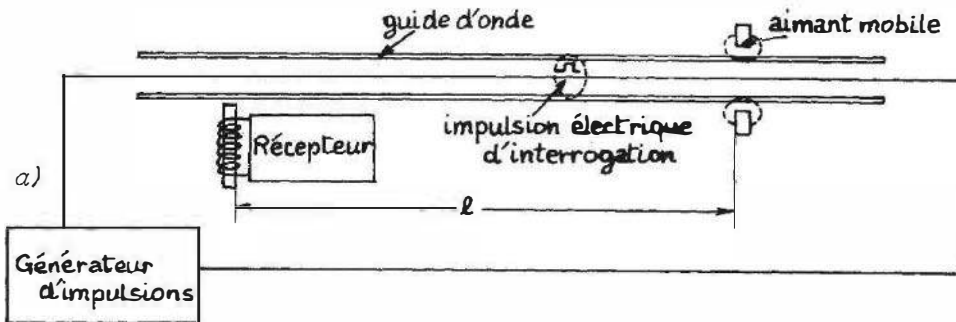


Figure 7.39 – Capteur magnétosonique : a) schéma de principe ; b) réalisation (Doc. Captosonics).

- Répétabilité : $\pm 0,02$ % de l'étendue de mesure.
- Température de fonctionnement : -55 ° C à 125 °C.

Capteur bidimensionnel à ondes de surface (E. Dieulesaint et D. Royer)

Il s'agit de définir la position d'une pointe repérée par ses coordonnées x et y dans un système d'axes rectangulaires. Le dispositif peut être appliqué à l'acquisition de données graphiques décrites par la pointe.

Deux ensembles d'électrodes interdigitées placés à angle droit sont déposés sur une plaquette monocristalline et piézoélectrique de LiNbO_3 . (longueur : 8 cm ; largeur : 2,6 cm ; épaisseur : 1 mm) (figure 7.40). Ces électrodes constituent les sources de trains d'ondes de surface se propageant dans les directions perpendiculaires Ox et Oy . Ces sources sont excitées séquentiellement.

La vitesse de propagation des ondes est $V_x = 4\,000$ m/s selon l'axe Ox , et $V_y = 3\,600$ m/s selon l'axe Oy .

Le récepteur comporte un index qui est une pointe métallique, en contact avec la plaquette et jouant le rôle d'antenne sensible au champ électrique que produit sur la surface, par effet piézoélectrique, le passage du train d'ondes.

La durée de propagation entre chacune des sources et l'index est mesurée par comptage d'impulsions d'horloge entre les instants d'émission et de réception : soient N_x et N_y le nombre d'impulsions comptées selon que l'émission a lieu suivant l'axe Ox ou l'axe Oy ; on en déduit :

$$x = V_x N_x T_H$$

$$y = V_y N_y T_H$$

T_H étant la période d'horloge.

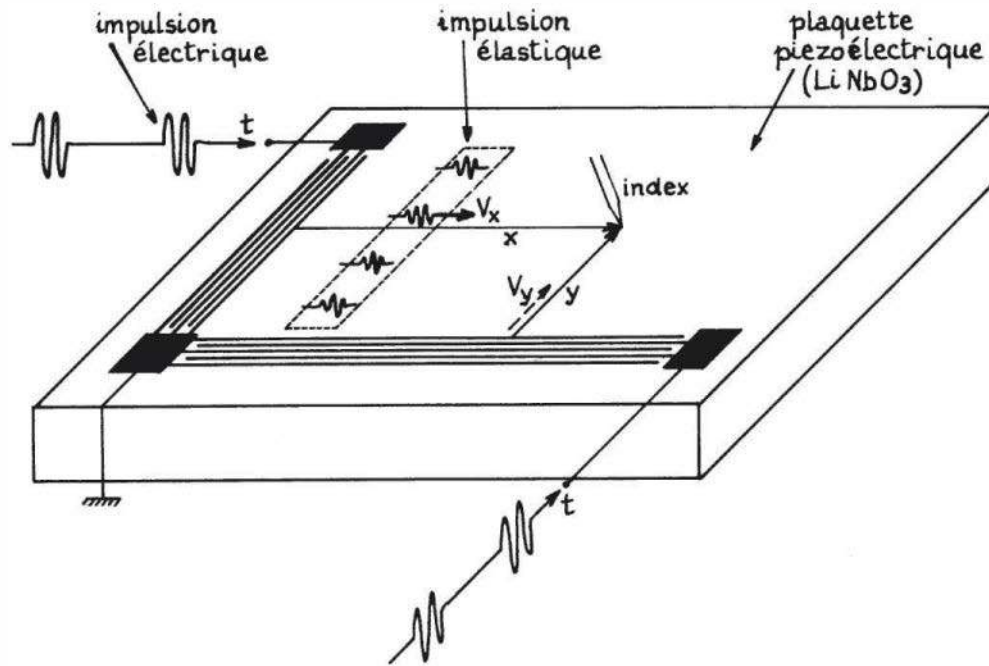


Figure 7.40 – Capteur bidimensionnel à ondes de surface (d'après E. Dieulesaint et D. Royer – référence en Bibliographie).

7.6 Capteurs de proximité

Ce type de capteur est caractérisé par l'absence de liaison mécanique entre le dispositif de mesure et l'objet en déplacement ou cible ; c'est par l'intermédiaire d'un champ que s'établit entre eux une interaction, fonction de leur position relative :

- champ d'induction magnétique pour les capteurs à variation de réluctance, à effet Hall ou à magnétorésistance ;
- champ électromagnétique pour les capteurs à courants de Foucault ;
- champ électrostatique pour les capteurs capacitifs.

Les qualités spécifiques des capteurs de proximité sont la conséquence de cette absence de liaison mécanique :

- une bande passante étendue ;
- une grande finesse due aux forces très faibles exercées sur l'objet par le dispositif de mesure ;
- une fiabilité accrue puisqu'il n'y a pas de pièces mobiles susceptibles d'usure ou de jeu.

Ces capteurs procurent, de plus, un isolement galvanique entre le circuit de mesure et l'objet qui se déplace.

Leurs principaux inconvénients sont :

- une étendue de mesure généralement faible, de l'ordre du mm ;
- un fonctionnement non linéaire ;
- et surtout, pour certains d'entre eux, la dépendance de leur réponse de la forme, des dimensions et du matériau de la cible ainsi que de son environnement, rendant nécessaire leur étalonnage dans les conditions particulières de leur emploi.

Les capteurs de proximité sont utilisés soit en mode analogique, soit en mode binaire :

- dans le premier cas, l'amplitude du signal est une fonction continue de la position relative de l'objet et du capteur ;
- dans le second cas, le niveau du signal ne peut être que haut ou bas selon que l'objet se trouve au delà ou en deçà d'un seuil déterminé : le capteur est alors désigné comme **détecteur de proximité** ; dans ce type d'utilisation on définit :
 - la portée nominale qui est la distance à laquelle un objet standard s'approchant dans l'axe du capteur provoque le changement d'état de sa sortie,
 - la course différentielle ou hystérésis qui est l'écart des distances correspondant aux changements d'états selon que l'objet standard s'approche ou s'éloigne dans l'axe du capteur.

Un certain nombre d'applications sont illustrées *figure 7.41* ; elles concernent :

- la mesure et l'asservissement de position ;
- le contrôle dimensionnel ;
- l'étude, sans perturbation, du mouvement de dispositifs à faible inertie.

7.6.1 Capteur inductif à réluctance variable

Il s'agit d'un transformateur dont le circuit magnétique inclut l'objet en déplacement (*figure 7.42*) ; celui-ci doit donc être ferromagnétique ou du moins comporter une telle surface.

L'intervalle entre la cible et la tête du capteur jouant le rôle d'un entrefer détermine la réluctance du circuit magnétique et par suite le flux traversant le secondaire et la tension à ses bornes, lorsque le primaire est alimenté. La tension secondaire qui est le signal de mesure v_m varie de façon non linéaire, selon une loi qui est sensiblement de la forme :

$$v_m = v_{m0} \cdot \frac{1}{(1 + ax)^2}$$

où x est la distance du capteur à la cible, v_{m0} et a dépendant en particulier de la perméabilité magnétique de la cible, de sa forme et de ses dimensions.

Le signal peut être linéarisé pour de petits déplacements d autour d'une position D_0 donnée, lorsque l'on associe, de part et d'autre de l'objet en déplacement, deux capteurs identiques fonctionnant en push pull ; les primaires sont alimentés en série ou en parallèle et les secondaires, délivrant les tensions v_{m1} et v_{m2} , sont montés en opposition ; la tension de mesure est dans ce cas :

$$v_m = v_{m2} - v_{m1}$$

où

$$v_{m1} = v_{m0} \cdot \frac{1}{[1 + a(D_0 + d)]^2} \quad \text{et} \quad v_{m2} = v_{m0} \cdot \frac{1}{[1 + a(D_0 - d)]^2}$$

d'où

$$v_m = v_m(D_0) \cdot \frac{4ad}{1 + aD_0} \quad \text{si} \quad \left(\frac{ad}{1 + aD_0} \right)^2 \ll 1.$$

L'écart de linéarité de ce montage peut être inférieur à 1 % lorsque $d/D_0 \leq 0,2$.

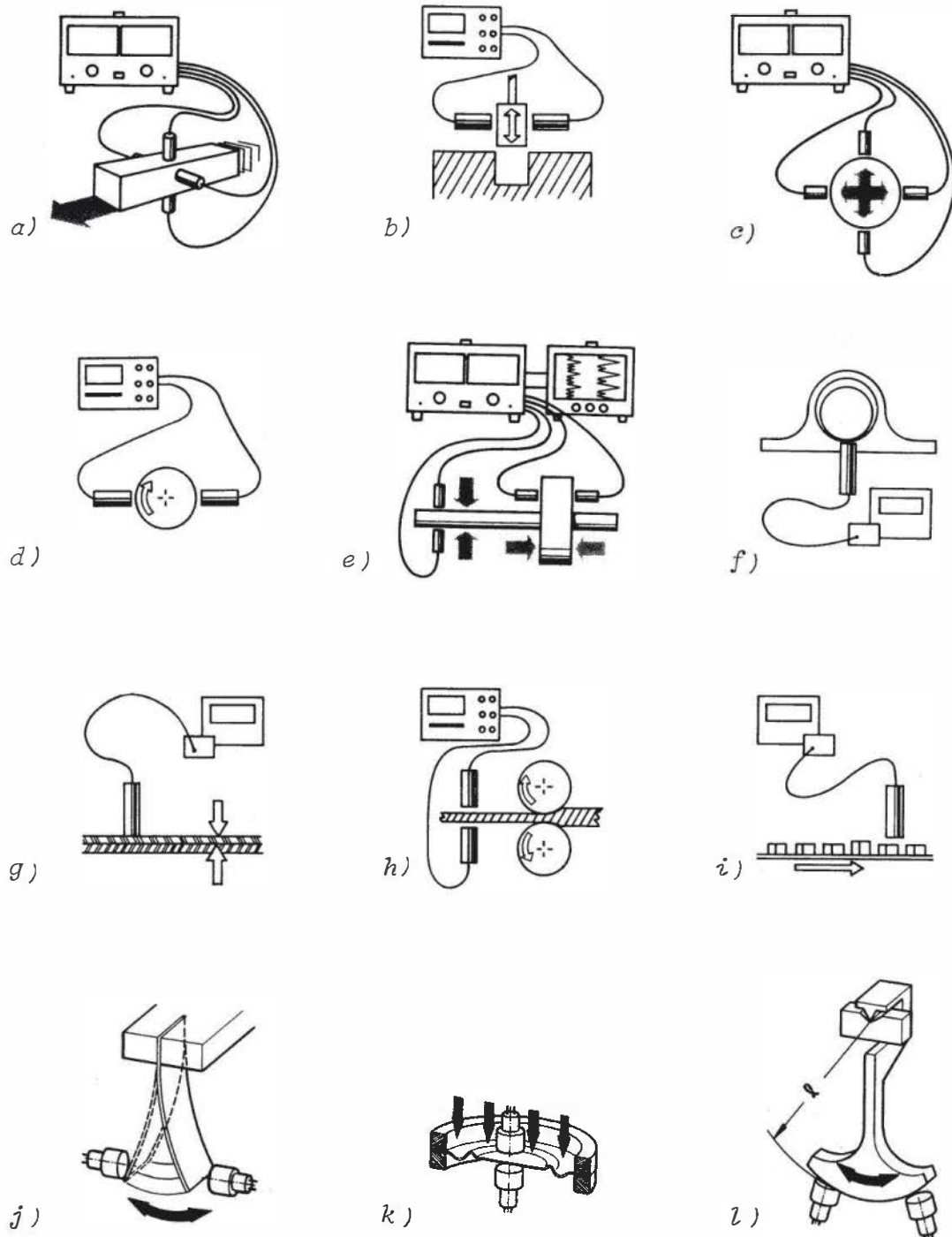


Figure 7.41 – Applications des capteurs de proximité : a) positionnement ; b) alignement ; c) alignement selon deux axes ; mesures : d) d'un diamètre, e) de déplacements axiaux et transversaux, f) d'épaisseur d'un film d'huile, g) d'épaisseur d'isolant (vernis, peinture) sur métal, h) d'épaisseur de métal ; i) contrôle dimensionnel (Doc. Kaman). Étude de déplacements statiques (k) ou dynamiques (j, l) (Doc. H.B.M.).

7.6.2 Capteur inductif à courants de Foucault

L'élément essentiel de ce type de capteur est une bobine parcourue par un courant de haute fréquence qui produit dans l'espace environnant ses extrémités un champ électromagnétique variable. Un objet métallique placé dans cette zone est le siège de

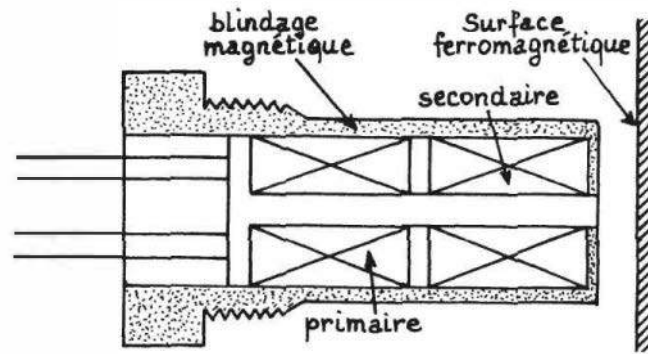


Figure 7.42 – Capteur de proximité à réluctance variable (Doc. Schaevitz).

courants de Foucault ; d'après la loi de Lenz, ces courants s'opposent à la cause qui leur a donné naissance : ils créent donc une induction de sens contraire à l'induction de la bobine ce qui entraîne une réduction de son coefficient d'auto-induction. Contrairement au capteur à réluctance variable qui n'est utilisable qu'avec des cibles ferromagnétiques, le capteur à courants de Foucault est sensible à tout objet métallique ou métallisé. Cependant, sa réponse dépend non seulement de la distance de l'objet, mais aussi de ses propriétés physiques (résistivité, perméabilité) et de ses caractéristiques géométriques (forme et dimensions). La cible et le capteur sont habituellement placés dans l'air ; le dispositif demeure utilisable dans des milieux diélectriques qui ont de faibles pertes à la fréquence de travail.

■ Théorie physique élémentaire

Une théorie simplifiée du fonctionnement de ce type de capteur peut être établie en réduisant la cible métallique à un circuit à constantes localisées couplé par mutuelle induction à la bobine (figure 7.43).

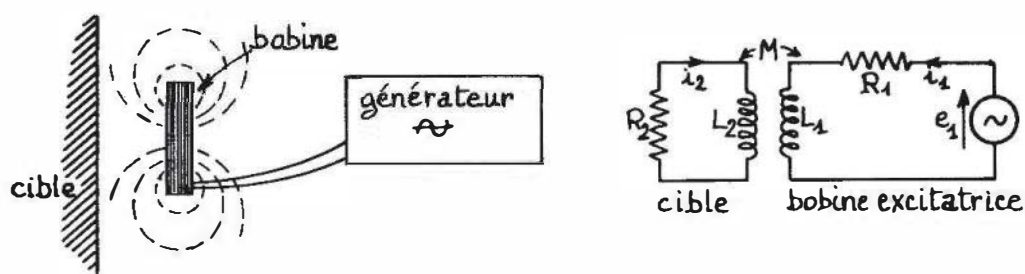


Figure 7.43 – Couplage inductif d'une bobine et d'une cible conductrice. Schéma électrique équivalent simplifié.

On pose :

$Z_1 = R_1 + jL_1\omega$ impédance propre de la bobine,

$Z_2 = R_2 + jL_2\omega$ impédance équivalente de la cible.

$$M = k \cdot \sqrt{L_1 L_2}$$

M , coefficient de mutuelle induction et k , coefficient de couplage entre bobine et cible dépendent de la position relative de ces dernières.

Les équations de ces circuits couplés sont respectivement,

- pour la bobine et sa source d'excitation formant le circuit primaire :

$$(R_1 + jL_1\omega)i_1 + jM\omega i_2 = e_1$$

- pour la cible, circuit secondaire :

$$(R_2 + jL_2\omega)i_2 + jM\omega i_1 = 0$$

On en déduit :

$$\left(R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_2^2 + L_2^2\omega^2} \cdot R_2 + j\omega \left(L_1 - \frac{M^2\omega^2}{R_2^2 + L_2^2\omega^2} \cdot L_2 \right) \right) i_1 = e_1$$

Pour la source d'excitation, l'impédance du circuit primaire apparaît modifiée par son couplage au circuit secondaire :

- la résistance primaire est augmentée : $R_{1eq} = R_1 + \frac{M^2\omega^2}{R_2^2 + L_2^2\omega^2} \cdot R_2$
- l'inductance primaire est réduite : $L_{1eq} = L_1 - \frac{M^2\omega^2}{R_2^2 + L_2^2\omega^2} \cdot L_2$

Dans le cas où la cible est d'un matériau très conducteur on a :

$$R_2 \ll L_2\omega \quad \text{d'où} \quad \frac{M^2\omega^2}{R_2^2 + L_2^2\omega^2} \cong k^2 \frac{L_1}{L_2}$$

et l'expression de l'impédance équivalente du primaire se simplifie :

$$R_{1eq} = R_1 + k^2 \frac{L_1}{L_2} \cdot R_2, \quad L_{1eq} = L_1(1 - k^2)$$

le coefficient de couplage k étant déterminé par la distance de la bobine à la cible.

■ Influence des caractéristiques de la cible

Résistivité

L'inductance primaire est d'autant moins modifiée par son couplage avec la cible que la résistance R_2 de cette dernière est plus élevée c'est-à-dire que le matériau qui la constitue est moins conducteur. Dans ce cas, la sensibilité du dispositif peut être améliorée en recouvrant l'objet en déplacement d'une feuille ou d'un dépôt bon conducteur, en aluminium par exemple.

Perméabilité magnétique

Lorsque l'on approche une cible ferromagnétique de la bobine, celle-ci est le siège de deux effets antagonistes : la diminution de réluctance du circuit magnétique tend à augmenter l'inductance alors que les courants de Foucault entraînent une réduction de celle-ci. Le sens final de variation de l'inductance dépend des valeurs de la perméabilité et de la résistivité de la cible.

Dimensions

On admet que la quasi-totalité de l'intensité des courants de Foucault se trouve localisée dans une couche superficielle dont la profondeur est d'environ trois fois l'épaisseur de peau δ ; celle-ci a pour expression :

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi \cdot \mu \sigma f}}$$

μ et σ étant respectivement la perméabilité magnétique et la conductivité de la cible, f étant la fréquence du champ inducteur de la bobine. C'est ainsi qu'à la fréquence de 1 MHz on a :

$$\delta \cong 80 \mu\text{m pour l'aluminium}, \quad \delta \cong 20 \mu\text{m pour l'acier.}$$

La réponse du capteur est indépendante de l'épaisseur de la cible lorsque celle-ci est supérieure à trois fois environ l'épaisseur de peau. De même, les dimensions transversales de la cible ont peu d'influence dès lors qu'elles sont supérieures au diamètre de la bobine.

■ Montages de mesure

Capteur analogique

On associe généralement à l'inductance de mesure une seconde inductance placée dans le bras contigu d'un pont de façon à compenser les grandeurs d'influence éventuelles.

La seconde inductance peut être :

une inductance de référence située en regard d'une cible fixe, de même nature que la cible mobile ; le signal de mesure est dans ce cas, fonction non linéaire du déplacement ;

une inductance variable, placée par rapport à la cible de façon que les déplacements de cette dernière entraînent des variations opposées des deux inductances ; ce mode opératoire, qui correspond au fonctionnement push-pull permet une linéarisation de la tension de mesure dans une plage limitée de déplacements.

Détecteur de proximité

Lorsque l'information de position recherchée est binaire : distance de la cible supérieure ou inférieure à un seuil déterminé, on place généralement l'inductance dans le circuit d'accord d'un oscillateur. L'approche de la cible entraîne une augmentation des pertes, une réduction de l'inductance, d'où une diminution de la surtension Q du circuit d'accord. En dessous d'une valeur minimale de Q qui correspond à la position seuil, l'oscillation cesse : le circuit associé détecte et signale la présence ou l'absence de l'oscillation.

7.6.3 Capteur à effet Hall

L'effet Hall se manifeste par l'apparition d'une différence de potentiel V_H perpendiculairement aux lignes de courant d'un conducteur placé dans un champ d'induction B : la tension Hall V_H dépend de la direction et de la valeur de B . L'effet Hall

est la conséquence de la force de Laplace qui s'exerce sur les charges électriques en mouvement.

Le capteur à effet Hall est constitué :

- par la sonde, plaquette généralement semi-conductrice parcourue par un courant, aux bornes de laquelle est mesurée la tension Hall ;
- par l'aimant qui produit un champ d'induction B dont la valeur sur la sonde dépend de sa position : il en est donc de même de la tension V_H .

L'un des éléments, sonde ou aimant, est fixe l'autre étant lié à l'objet mobile ; afin d'éviter les problèmes inhérents aux liaisons électriques à des circuits mobiles sièges de signaux à bas niveaux, c'est généralement la sonde qui est fixe ; dans ce cas, pour ne pas perturber le mouvement de l'objet, la masse de l'aimant doit être relativement faible, ce qui limite la plage dans laquelle l'induction est mesurable et réduit donc l'étendue de mesure.

Un intérêt de ce type de capteur est de permettre des mesures de position ou de déplacement à travers une paroi non ferromagnétique séparant de la sonde l'objet support de l'aimant.

■ Physique élémentaire de l'effet Hall

On considère une plaquette conductrice, rectangulaire (longueur L , largeur ℓ , épaisseur e), soumise à une différence de potentiel V qui entraîne la circulation d'un courant I dans le sens de sa longueur (*figure 7.44*).

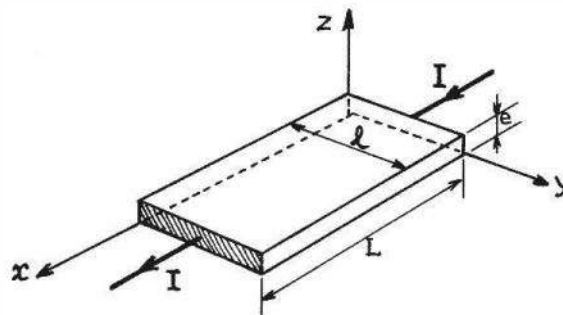


Figure 7.44 – Schéma de principe de la sonde à effet Hall.

La conduction étant supposée assurée par des électrons de densité n et mobilité μ , on a :

$$I = \frac{V}{R} \quad \text{où} \quad R = \rho \frac{L}{e\ell}$$

ρ étant la résistivité : $\rho = 1/q\mu n$ ($q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C)

$V = E_x L$, E_x étant le champ électrique longitudinal, d'où :

$$I = q\mu n E_x e\ell.$$

La plaquette est placée dans un champ d'induction \vec{B} dont la composante normale à son plan est B_N : la force de Laplace \vec{F}_L qui s'exerce sur un électron de vitesse \vec{v} est :

$$\vec{F}_L = -q \cdot \vec{v} \wedge \vec{B} \quad \text{où} \quad \vec{v} = -\mu \vec{E}_x.$$

Cette force est dirigée dans le sens des y croissants et elle a pour valeur :

$$F_L = q \mu E_x B_N.$$

Sous l'effet de la force F_L des électrons s'accumulent sur la face latérale, du côté des y croissants, laissant sur la face opposée une charge égale et de signe contraire due aux atomes ionisés ; ces charges créent un champ électrique E_y parallèle à l'axe O_y , dirigé vers les y croissants et exerçant sur chaque électron une force $F_y = -q E_y$. Un état stationnaire est atteint lorsque ces deux forces s'équilibrent :

$$E_y = \mu E_x B_N.$$

La tension Hall V_H correspond à la circulation de E_y sur la largeur de la plaquette :

$$V_H = -E_y \ell = -\mu E_x B_N \ell$$

ou, compte tenu de l'expression du courant I précédemment déterminée :

$$V_H = -\frac{1}{qn} \cdot \frac{I B_N}{e} = K_H \cdot \frac{I B_N}{e}$$

en posant :

$$K_H = -\frac{1}{qn}, \text{ constante de Hall.}$$

Une théorie plus rigoureuse, tenant compte de la diffusion des charges mobiles par les phonons amène à multiplier par le facteur $3\pi/8$ les expressions précédentes de K_H .

Ordres de grandeur :

Matériau	Résistivité à 25 °C ($\Omega.m$)	Constante de Hall à 25 °C ($m^3.C^{-1}$)
GaAs	2.10^{-3}	$-1,7.10^{-3}$
	$4,5.10^{-5}$	$-1,5.10^{-5}$
InAs	10^{-3}	$-3,7.10^{-3}$
	5.10^{-5}	$-1,1.10^{-4}$
InSb	5.10^{-5}	$-3,8.10^{-4}$
	6.10^{-6}	$-1,9.10^{-5}$

Application numérique

Une plaquette d'antimoniure d'indium, de résistivité $5.10^{-5} \Omega.m$, d'épaisseur 0,1 mm, parcourue par un courant de 1 mA et placée dans une induction normale de 1 Tesla (10^4 Gauss) présente une tension Hall égale à 3,8 mV.

La constante de Hall dépend de la température par suite de l'influence de celle-ci sur la densité des porteurs libres : la sensibilité thermique $\frac{1}{K_H} \cdot \frac{dK_H}{dT}$ varie selon les matériaux dans de larges limites et peut atteindre quelques % par °C.

En fonction de la valeur de B , on observe une variation de K_H dont le sens dépend du matériau et qui peut se traduire par un écart de linéarité de l'ordre de quelques % de l'étendue de mesure.

■ Réalisation du capteur

Le mesurande auquel est directement sensible le capteur à effet Hall est la composante normale B_N de l'induction magnétique : la sensibilité correspondante est :

$$S_{B_N} = \frac{\Delta V_H}{\Delta B_N} = \frac{K_H I}{e}$$

La sensibilité à l'induction, S_{B_N} , est proportionnelle au courant I parcourant la sonde et elle dépend de sa réalisation : épaisseur e et choix du matériau par K_H .

Lorsque le capteur est utilisé pour la traduction de positions ou de déplacements, l'aimant qui crée l'induction apparaît comme le corps d'épreuve (§ 1.4) sur lequel agit le mesurande primaire – position ou déplacement – modifiant le mesurande secondaire, B_N , auquel est immédiatement sensible le capteur. La sensibilité à la position S_x a pour expression :

$$S_x = \frac{\Delta V_H}{\Delta x} = \frac{K_H \cdot I}{e} \cdot \frac{\Delta B_N}{\Delta x}$$

soit :

$$S_x = S_{B_N} \cdot \frac{\Delta B_N}{\Delta x}$$

La sensibilité à la position S_x est, en particulier, proportionnelle au gradient de l'induction normale dans la plage de déplacement : ce gradient dépend de la nature de l'aimant et de sa position par rapport à la sonde : il n'a, en général, de valeur importante et relativement constante que dans un domaine très restreint, de l'ordre du mm.

Critère de choix d'un matériau

La tension Hall est proportionnelle au courant I mais celui-ci est limité par l'échauffement Joule qu'il entraîne et qui est proportionnel à la puissance dissipée P_d :

$$P_d = R I^2 \quad \text{où} \quad R = \frac{1}{q \mu n} \cdot \frac{L}{e \ell}$$

En fonction de P_d , la tension Hall a pour expression :

$$V_H = K_H \sqrt{\frac{P_d}{R}} \cdot \frac{B_N}{e} = \left[K_H \mu \frac{P_d \cdot \ell}{L e} \right]^{1/2} \cdot B_N$$

Si l'on s'impose la puissance dissipée afin de maintenir l'échauffement dans des limites fixées et si l'on effectue la mesure de V_H par un dispositif à grande impédance d'entrée, il y a intérêt à choisir un matériau dont le terme $K_H \cdot \mu \approx \mu/n$ soit maximum.

Par contre, lorsque la mesure porte sur la puissance fournie par le générateur à effet Hall à une résistance adaptée, on établit que c'est la valeur de μ qui doit être maximale.

Influence de la température et stabilisation thermique

Le coefficient Hall K_H dépend de la température parce que les densités de charges libres n ou p en dépendent :

$$K_H(T) = K_H(0) \cdot \exp(-aT) \quad \text{où } T \text{ est en } ^\circ\text{C} \text{ et } a \cong 0,014/^\circ\text{C} \text{ pour InSb.}$$

Si la sonde est alimentée à courant I constant :

$$V_H(T) = K_H(T) \cdot \frac{I B_N}{e} = V_H(0) \cdot \exp(-aT).$$

Si, par contre, la sonde est alimentée par un générateur de tension constante V , on a :

$$I(T) = \frac{V}{R(T)} \quad \text{où } R(T) = R(0) \cdot \exp(-a'T)$$

a' étant voisin de a : $a' \cong 0,017/^\circ\text{C}$ pour InSb.

Dans ces conditions :

$$V_H(T) = K_H(T) \cdot \frac{V \cdot B_N}{R(T) \cdot e} = \frac{K_H(0) \cdot V \cdot B_N}{R(0) \cdot e} \cdot \frac{\exp(-aT)}{\exp(-a'T)}$$

soit :

$$V_H(T) = V_H(0) \cdot \exp(a' - a)T.$$

La proximité des valeurs de a' et a réduit considérablement la sensibilité thermique. Ainsi donc, dans le cas d'une alimentation à tension constante, lorsque la température T augmente, K_H diminue ainsi que R mais cette dernière réduction accroît I d'où résulte une compensation partielle de l'effet de T sur V_H .

La compensation thermique peut encore être améliorée en plaçant en série avec la sonde une résistance R_1 constante ou mieux, une thermistance convenablement choisie. Ainsi par exemple, si l'on utilise une résistance R_1 constante on a :

$$I(T) = \frac{V}{R(0) \cdot \exp(-a'T) + R_1}$$

et la tension Hall a pour expression :

$$V_H(T) = V_H(0) \cdot \frac{[R(0) + R_1] \exp(-aT)}{R(0) \cdot \exp(-a'T) + R_1}$$

La sensibilité thermique de la tension Hall peut être annulée au voisinage d'une température T_1 en choisissant R_1 tel que :

$$\left(\frac{d V_H}{d T} \right)_{T=T_1} = 0$$

On déduit, de l'expression précédente de $V_H(T)$:

$$R_1 = R(0) \cdot \frac{a' - a}{a} \cdot \exp(-a'T_1).$$

Capteur à réponse analogique

Ce type de capteur, sous sa forme industrielle est généralement constitué, outre la plaquette semiconductrice, de son circuit d'alimentation et d'un amplificateur de la tension Hall de gain A ; la sensibilité propre de la plaquette, pour un courant I donné, étant S_{B_N} , la sensibilité à l'induction S'_{B_N} du dispositif est donc :

$$S'_{B_N} = A \cdot S_{B_N}.$$

Ordres de grandeur :

- sensibilité à l'induction S'_{B_N} : 5 à 15 mV/mT,
- étendue de mesure : ± 100 mT,
- écart de linéarité : 1 à 1,5 % de l'étendue de mesure.

La tension de mesure AV_H peut être superposée, en sortie de l'amplificateur à une tension de décalage constante V_d :

$$v_o = V_d + A \cdot V_H,$$

ceci permet de discriminer facilement le sens de B selon que v_o est supérieur ou inférieur à V_d .

La sensibilité au déplacement dépend du circuit magnétique ; ce dernier est généralement réalisé à l'aide de plusieurs aimants permanents associés de façon à présenter une région où le gradient d'induction est important (de 0,1 à 1 T/mm) et sensiblement constant sur une distance de quelques mm (*figure 7.45*).

Ordres de grandeur :

- sensibilité au déplacement : 0,2 à 15 V/mm,
- étendue de mesure : ± 1 mm,
- écart de linéarité : 1,5 % de l'étendue de mesure.

Détecteur de proximité

Il est réalisé en associant à la sonde à effet Hall un trigger de Schmitt qui est un comparateur de niveau avec une hystérésis qui permet d'obtenir des transitions franches de la tension de sortie pour des valeurs distinctes de l'induction normale (B_{N+} et B_{N-}) selon qu'elle varie respectivement en croissant ou en décroissant (*figure 7.46*). L'hystérésis $\Delta B_N = B_{N+} - B_{N-}$ est généralement de quelques dizaines de mT et, étant supérieure aux inductions parasites habituelles, elle évite les basculements intempestifs que ces inductions pourraient provoquer.

7.6.4 Capteur magnétorésistif

Il est constitué au moyen d'une résistance dont la valeur dépend de l'induction magnétique dans laquelle elle est placée ; un capteur de proximité est réalisable, lorsque par le biais d'un champ d'induction magnétique, la valeur de la résistance dépend de sa position par rapport au circuit magnétique, source de l'induction.

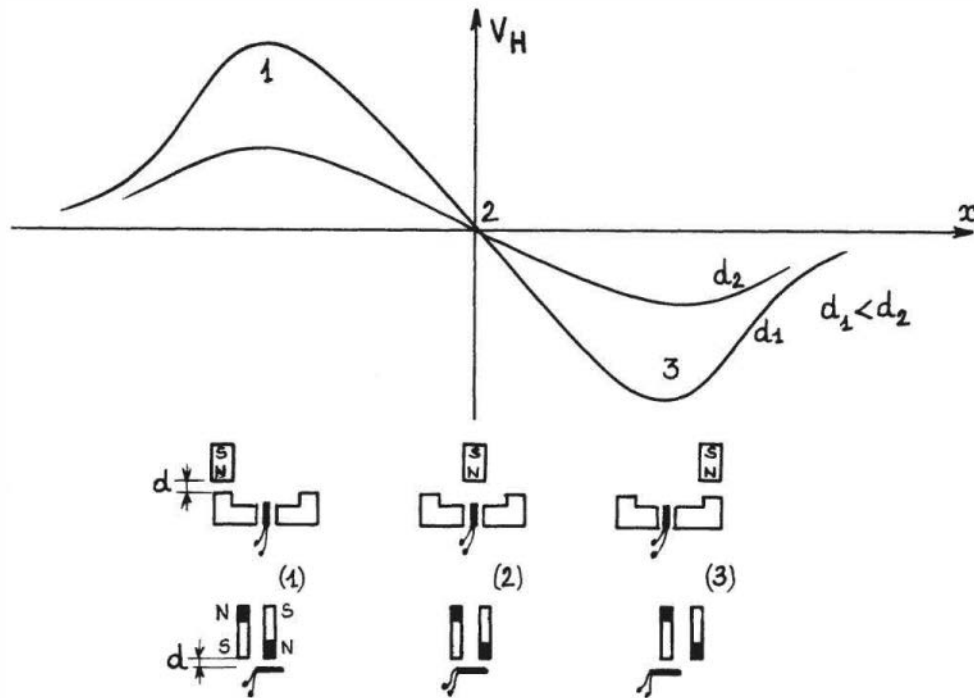


Figure 7.45 – Exemples de circuits magnétiques associés à une sonde à effet Hall et variation de la tension Hall en fonction de la position relative du circuit magnétique et de la sonde.

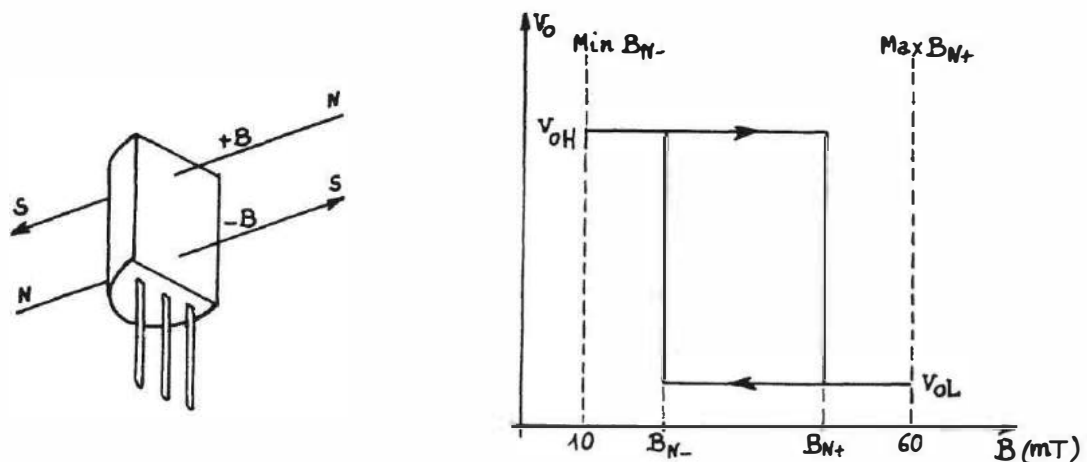


Figure 7.46 – Détecteur de proximité à effet Hall et caractéristique de commutation (capteur TL172 - fabricant Texas Instruments).

■ Principe physique et propriétés générales

Dans une théorie élémentaire, telle qu'elle a été développée pour l'effet Hall, la résistivité ne dépend pas de l'induction car en régime établi le champ électrique de Hall neutralise parfaitement la force de Laplace et il n'y a pas de déformation des lignes de courant. En fait, dans une théorie plus approfondie, un effet magnétorésistif apparaît comme conséquence des collisions des charges libres avec le réseau. L'effet magnétorésistif peut être considérablement accru en annulant par court-circuit le champ électrique de Hall : la force de Laplace déforme alors, en les allongeant, les lignes de courant d'où résulte une augmentation qui peut être impor-

tante de la résistance. Ce court-circuit est réalisable soit par de fines bandes d'argent déposées sur la plaquette semi-conductrice (*figure 7.47a*) soit par des inclusions conductrices (NiSb) qui ont la forme de fines aiguilles parallèles, noyées dans une matrice de InSb, matériau le plus employé (*figure 7.47b*).

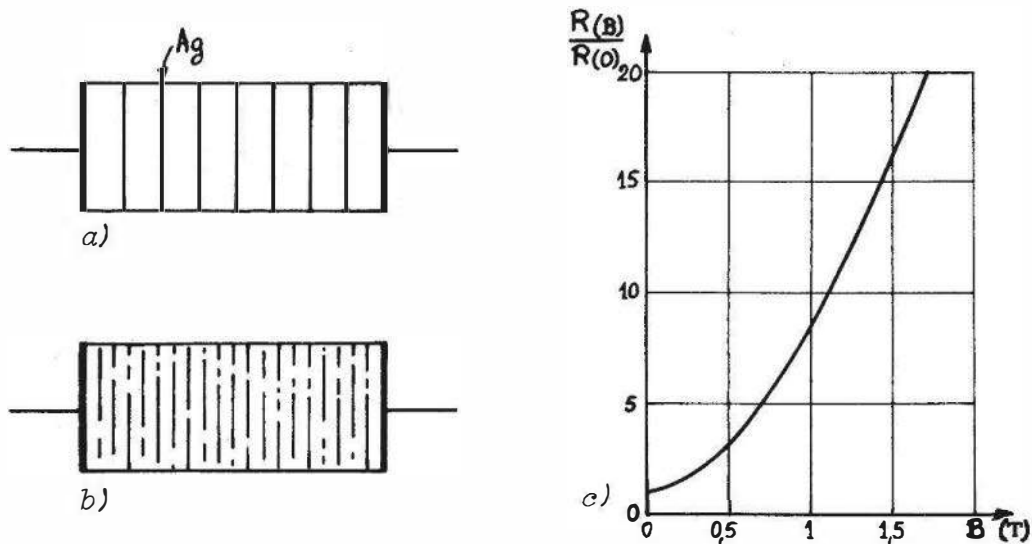


Figure 7.47 – Magnétorésistances semiconductrices. Réalisation par métallisation (a) ou par inclusions conductrices (b); exemple de caractéristique résistance-induction (c).

La valeur ohmique de la résistance dépend du matériau semi-conducteur utilisé, de la concentration en dopant – le tellure pour InSb par exemple – ainsi que de sa forme et de ses dimensions : elle peut être comprise entre quelques ohms et quelques dizaines de kilohms.

C'est évidemment la composante de l'induction normale à la plaquette semi-conductrice qui détermine l'effet magnétorésistif. La sensibilité à l'induction est fonction du matériau, de son dopage ainsi que du substrat sur lequel il est déposé : dans le cas d'un substrat non magnétique, l'accroissement de résistance est proportionnel à B_N^2 jusqu'à des valeurs d'induction de l'ordre de 0,5 T, pour être ensuite proportionnel à B_N jusqu'à environ 10 T (*figure 7.47c*); lorsque le substrat est ferromagnétique le comportement est identique jusque vers 1,5 T, mais une saturation de l'effet magnétorésistif est observée au-delà.

La magnétorésistance est sensible à la température : à température croissante la résistance diminue ainsi que sa sensibilité à l'induction.

■ Magnétorésistance ferromagnétique

La résistance d'un matériau ferromagnétique varie en fonction de l'angle α entre son aimantation M et la direction du courant I qui le parcourt :

$$R = R_0 + \Delta R_0 \cos^2 \alpha \quad (1)$$

La résistance est maximale lorsque le courant est parallèle à l'aimantation, minimale lorsque le courant lui est perpendiculaire.

L'application d'un champ magnétique H perpendiculaire à l'aimantation initiale entraîne la rotation de cette dernière et donc une variation de l'angle α entre M et

la direction fixe du courant I : il en résulte une variation de résistance qui est au maximum de quelques %.

Le matériau généralement utilisé est le permalloy (20 % Fe, 80 % Ni) sous forme de film mince : pendant sa fabrication il est aimanté suivant une direction Ox que l'on suppose d'abord être aussi la direction du courant I ($\alpha = 0$). Un champ magnétique H , dans le plan du film et perpendiculaire à Ox , fait tourner l'aimantation M d'un angle θ dans sa direction et entraîne par conséquent une décroissance de R ($\alpha = \theta$) (figure 7.48).

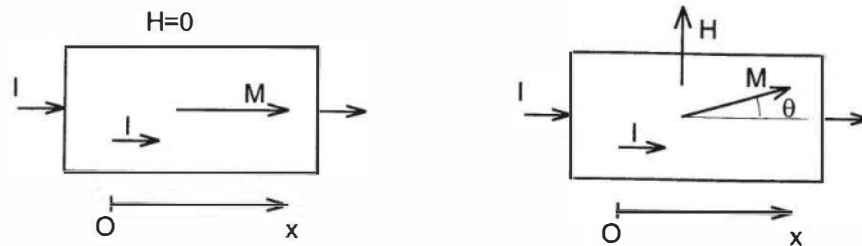


Figure 7.48 – Illustration de la rotation de l'aimantation sous l'influence d'un champ.

L'angle θ dont tourne l'aimantation dépend de H et de caractéristiques propres au matériau (énergie d'anisotropie) et de la géométrie du film (champ démagnétisant) ; ces caractéristiques peuvent être regroupées sous forme d'un champ antagoniste H_0 qui fixe avec H l'angle de rotation θ :

- pour $H \leq H_0$, $\sin^2 \theta = H^2 / H_0^2$
- pour $H > H_0$, $\sin^2 \theta = 1$.

Dans ces conditions, l'expression (1) de la résistance R peut s'écrire en fonction du champ H , puisque $\alpha = \theta$:

- pour $H \leq H_0$ $R = R_0 + \Delta R_0 (1 - H^2 / H_0^2)$ (2)
- pour $H > H_0$ $R = R_0$.

L'expression (2) de R peut être linéarisée en donnant au courant I un décalage de $+\pi/4$ ou $-\pi/4$ par rapport à la direction Ox de l'aimantation initiale ; dans ces conditions, l'aimantation M tournant de θ , l'angle α entre courant et aimantation est :

$$\alpha = \pi/4 - \theta \quad \text{ou} \quad \alpha = -\pi/4 - \theta$$

les expressions correspondantes de la résistance étant :

$$R = R_0 + \Delta R_0 \cos^2(\pi/4 - \theta) \quad \text{ou} \quad R = R_0 + \Delta R_0 \cos^2(\pi/4 + \theta)$$

expressions équivalentes respectivement à :

$$R = R_0 + \frac{\Delta R_0}{2} + \Delta R_0 \frac{H}{H_0} \cdot \sqrt{1 - (H/H_0)^2} \quad \text{pour } \alpha = \pi/4 - \theta$$

$$R = R_0 + \frac{\Delta R_0}{2} - \Delta R_0 \frac{H}{H_0} \cdot \sqrt{1 - (H/H_0)^2} \quad \text{pour } \alpha = -\pi/4 - \theta$$

Ces deux dernières équations montrent que pour $|H/H_o| \ll 1$, il existe de part et d'autre du zéro une plage à variation quasi linéaire de la résistance en fonction du champ.

La rotation de $\pi/4$ ou $-\pi/4$ de la direction du courant I est obtenue en déposant sur le film de permalloy des bandelettes métalliques (*barber poles*) très conductrices (en or) et orientées à $\pi/4$ ou $-\pi/4$ par rapport à Ox , direction de l'aimantation initiale (*figure 7.49*).

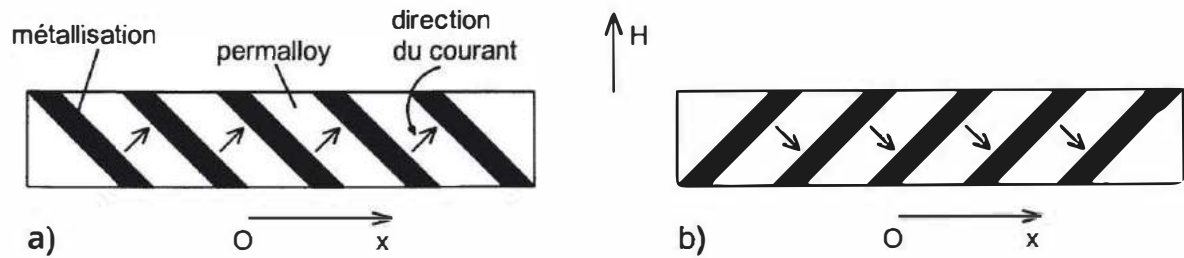


Figure 7.49 – Magnétorésistances à structure « barber poles » : rotation de $\pi/4$ (a) ou $-\pi/4$ (b) du courant par rapport à la direction (Ox) de l'aimantation initiale.

Du fait de ces bandelettes, les lignes de courant, dirigées dans la direction correspondant à la résistance minimale, sont perpendiculaires aux bandelettes et donc orientées à $\pm \pi/4$ avec la direction Ox .

Pour un champ donné ($H < H_o$) les variations de résistance correspondant à $\pm \pi/4$ sont égales et de signes contraires : en plaçant deux telles résistances dans les branches contiguës d'un pont de Wheatstone (*figure 7.50*) leurs variations s'ajoutent et pour un pont complet (fonctionnement en push-pull) on a :

$$v_m = \frac{\Delta R_o}{R_o} \cdot \frac{H}{H_o} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{H}{H_o}\right)^2} \cdot E_a$$

Dans un capteur de proximité, la valeur de H est liée à la distance de l'aimant : il en est donc de même de v_m (*figure 7.50c*).

7.6.5 Capteur capacitif de proximité

La tête de mesure est formée d'un conducteur cylindrique et d'une enveloppe métallique coaxiale réalisant un condensateur de capacité fixe C_1 . Lorsqu'une cible métallique s'approche de l'extrémité des conducteurs précédents, ils constituent avec elle deux autres condensateurs (*figure 7.51*) :

- l'un ayant pour armatures la surface extrême du conducteur central et la cible distante de x ; sa capacité $C(x)$ est simplement liée à x : $C(x) = K/x$, K étant une constante, pour une tête de mesure donnée ;
- l'autre est un condensateur parasite formé par l'enveloppe extérieure et la cible ; sa capacité est $C_p(x)$.

La capacité C_m que l'on mesure entre les deux armatures du condensateur cylindrique est modifiée par la présence de la cible :

$$C_m = C_1 + \frac{C(x) \cdot C_p(x)}{C(x) + C_p(x)}$$

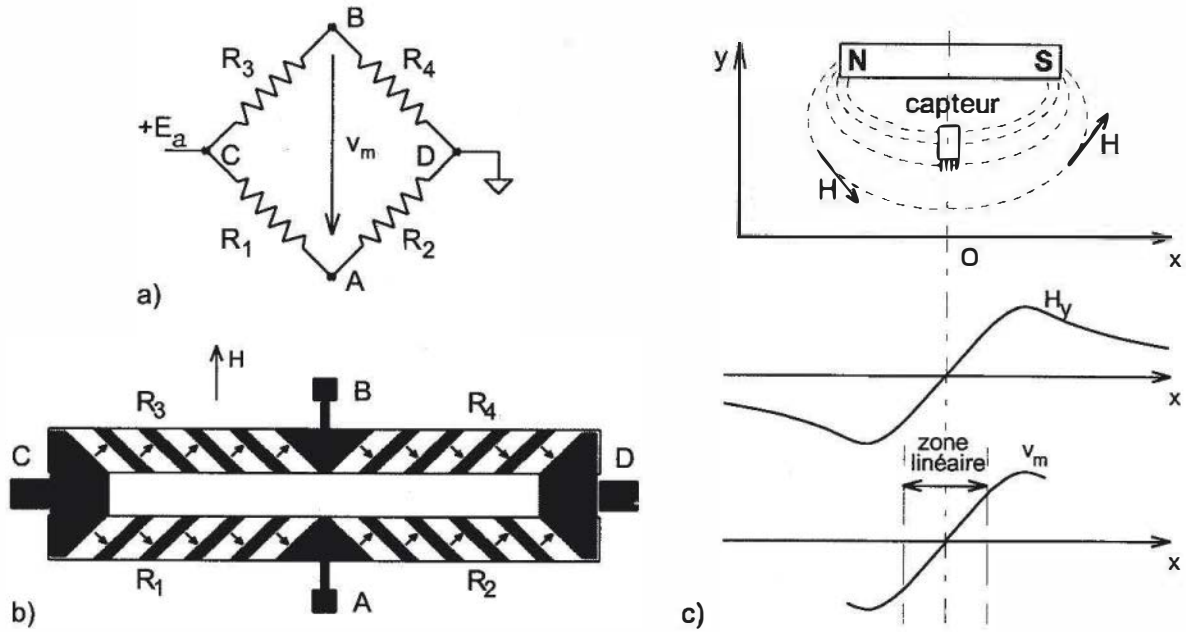


Figure 7.50 – Capteur de proximité : pont de Wheatstone (a) et réalisation avec magnétorésistances (b); le déplacement relatif par rapport à un aimant fournit le signal de mesure v_m (c).

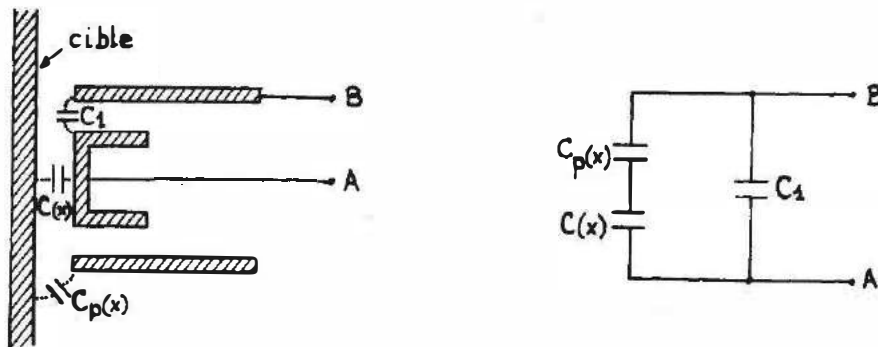


Figure 7.51 – Capteur capacitif de proximité : a) diverses capacités mises en jeu; b) schéma électrique équivalent.

La mesure peut s'effectuer à l'aide d'un pont (figure 7.52) et par méthode de déviation.

Si la cible est mise à la masse, la capacité $C_p(x)$ peut être court-circuitée en reliant aussi à la masse l'enveloppe extérieure du capteur. On a alors : $C_m = C_1 + C(x)$.

La tension de mesure v_m , qui est la tension de déséquilibre du pont, a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot \frac{C_e - C_m}{C_e + C_m}$$

C_e étant la capacité du condensateur d'équilibrage.

Lorsque le déplacement d s'effectue autour d'une position D_0 déterminée, on a :

$$x = D_0 + d \quad \text{et} \quad C_m = C_1 + \frac{K}{D_0 + d}$$

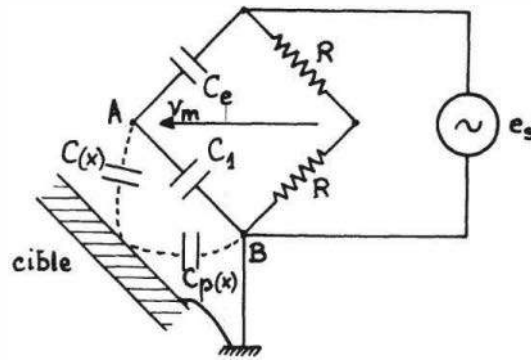


Figure 7.52 – Pont de mesure associé au capteur capacitif de proximité.

Le pont étant équilibré pour la position D_o , en choisissant C_e tel que :

$$C_e = C_1 + \frac{K}{D_o} = C_1 + C_o, \quad \text{en posant } \frac{K}{D_o} = C_o,$$

la tension de déséquilibre correspondant à un déplacement d est :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{C_o}{C_1 \left(1 + \frac{d}{D_o}\right) + C_o \left(1 + \frac{d}{2D_o}\right)} \cdot \frac{d}{D_o}.$$

Lorsque $\frac{d}{D_o} \ll 1$, v_m est fonction quasi linéaire de d :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{C_o}{C_1 + C_o} \cdot \frac{d}{D_o}$$

Ce type de capteur a l'intérêt d'une réponse indépendante du métal de la cible ; il est important que les surfaces en regard soient très propres afin d'éviter tout dépôt modifiant le milieu diélectrique.

Exemple. Capteur capacitif CP 100 (EAM Stop Cote) :

- Diamètre de l'armature de mesure : 5 mm
- Distances D_o de travail : 100 μm à 500 μm
- Sensibilité : 250 mV/ μm à D_o : 100 μm ; 50 mV/ μm à D_o : 500 μm .

7.7 Capteurs optiques de position

Il s'agit de photodiodes constituées en sorte de fournir des signaux électriques à partir desquels il est possible de déterminer avec précision la position de l'impact d'un faisceau lumineux sur leur surface. Le faisceau lumineux peut être l'objet premier dont la position doit être localisée ; il peut aussi être le support d'une information de position qui lui a été transférée par réflexion sur un miroir lié à l'objet dont on étudie les déplacements linéaires (figure 7.53) ou angulaires.

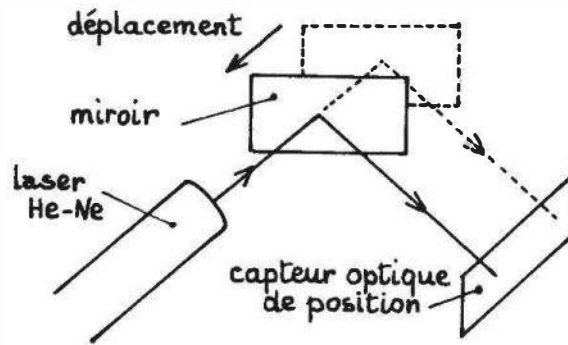


Figure 7.53 – Mesure de déplacement par capteur optique de position : le miroir est solidaire de la pièce mobile.

Parmi d'autres applications possibles on peut citer :

- le contrôle de planéité ;
- la mesure des vibrations de surfaces réfléchissantes.

Le grand intérêt de ce type de capteur est de permettre des mesures de position sans contact. Comparé aux barrettes ou matrices de photodiodes (§ 5.12.2.2) il a l'avantage d'une résolution supérieure (de l'ordre de $0,1 \mu\text{m}$), d'une réponse plus rapide (de l'ordre de 10^{-8} s) et son électronique associée est plus simple.

7.7.1 Cellule à quadrants

Le dispositif comprend quatre photodiodes ayant une cathode commune mais dont les anodes sont indépendantes, chacune recouvrant la surface d'un quadrant (figure 7.54a et b).

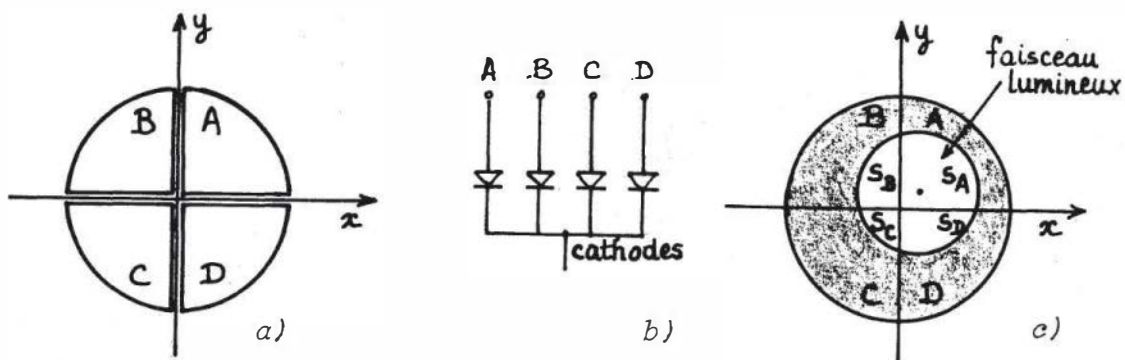


Figure 7.54 – Cellule à quadrants. Configuration (a) ; schéma électrique (b) ; cellule éclairée (c).

L'interception d'un faisceau lumineux par la cellule détermine sur chacun des quadrants des surfaces éclairées S_A , S_B , S_C , S_D (figure 7.54c) et le courant délivré par chacune des diodes est proportionnel à sa surface éclairée :

$$I_A = S_d \phi_o \frac{S_A}{S_o}, \quad I_B = S_d \phi_o \frac{S_B}{S_o}, \quad \text{etc.}$$

où :

- S_d est la sensibilité des diodes ($\mu\text{A}/\mu\text{W}$),
- ϕ_o est le flux du faisceau incident (μW),
- S_o est la section du faisceau : $S_o = S_A + S_B + S_C + S_D$.

On vérifie immédiatement que le positionnement d'un faisceau donné est déterminé uniquement :

- selon l'axe x par la valeur des aires $S_A + S_D$ ou $S_B + S_C$ c'est-à-dire par les courants $I_A + I_D$ ou $I_B + I_C$,
- selon l'axe y par la valeur des aires $S_A + S_B$ ou $S_C + S_D$ c'est-à-dire par les courants $I_A + I_B$ ou $I_C + I_D$.

En outre, dans le cas habituel d'un faisceau de section circulaire et qui est légèrement excentré par rapport au détecteur :

- l'abscisse x_0 de son centre est proportionnelle à $(S_A + S_D) - (S_B + S_C)$ et est mesurable à partir des courants par l'expression : $(I_A + I_D) - (I_B + I_C)$;
- l'ordonnée y_0 de son centre est proportionnelle à $(S_A + S_B) - (S_C + S_D)$ et est mesurable à partir des courants par l'expression : $(I_A + I_B) - (I_C + I_D)$.

Afin d'obtenir à l'aide des courants une indication de position du centre du faisceau qui soit indépendante de la sensibilité S_d des diodes et de la valeur ϕ_o du flux, on utilise une méthode quotientmétrique : des circuits électroniques associés au détecteur calculent respectivement :

$$\frac{(I_A + I_D) - (I_B + I_C)}{I_A + I_B + I_C + I_D} = \frac{(S_A + S_D) - (S_B + S_C)}{S_A + S_B + S_C + S_D} = kx_0$$

$$\frac{(I_A + I_B) - (I_C + I_D)}{I_A + I_B + I_C + I_D} = \frac{(S_A + S_B) - (S_C + S_D)}{S_A + S_B + S_C + S_D} = ky_0$$

où k est une constante déterminée par l'appareillage.

7.7.2 Photodiode à effet latéral

Ce type de photodiode a, comme les photodiodes classiques, une zone de déplétion étendue comprise entre deux régions N et P polarisées en inverse. Par effet photoélectrique, la lumière incidente crée dans la zone de déplétion des paires électron-trou qui sont séparées par le champ électrique qui y règne : les électrons sont dirigés vers la région N , les trous vers la région P (*figure 7.55a*).

La photodiode à effet latéral a une section carrée de côté $2a$: la région P est munie sur deux arêtes opposées d'électrodes X_1 et X_2 portées au même potentiel ; de même pour la région N qui est pourvue de deux électrodes équipotentielles Y_1 et Y_2 , de direction perpendiculaire à X_1 et X_2 (*figure 7.55b*).

Les régions N et P étant purement ohmiques, le courant photoélectrique collecté par chacune d'elles se répartit entre les électrodes équipotentielles de leur paire respective (X_1, X_2 ou Y_1, Y_2) de façon que les chutes de tension soient identiques :

$$I_{(x_1)} \cdot x_1 = I_{(x_2)} \cdot x_2 \quad I_{(y_1)} \cdot y_1 = I_{(y_2)} \cdot y_2$$

x_1 , x_2 et y_1 , y_2 étant les distances du point d'impact du faisceau lumineux respectivement à X_1 , X_2 , Y_1 , Y_2 . On peut en effet établir un schéma équivalent où chacune des régions conductrices N et P est un potentiomètre dont les curseurs respectifs sont positionnés par le faisceau lumineux et alimentés par une source de courant constant correspondant au courant photoélectrique (figure 7.55c).

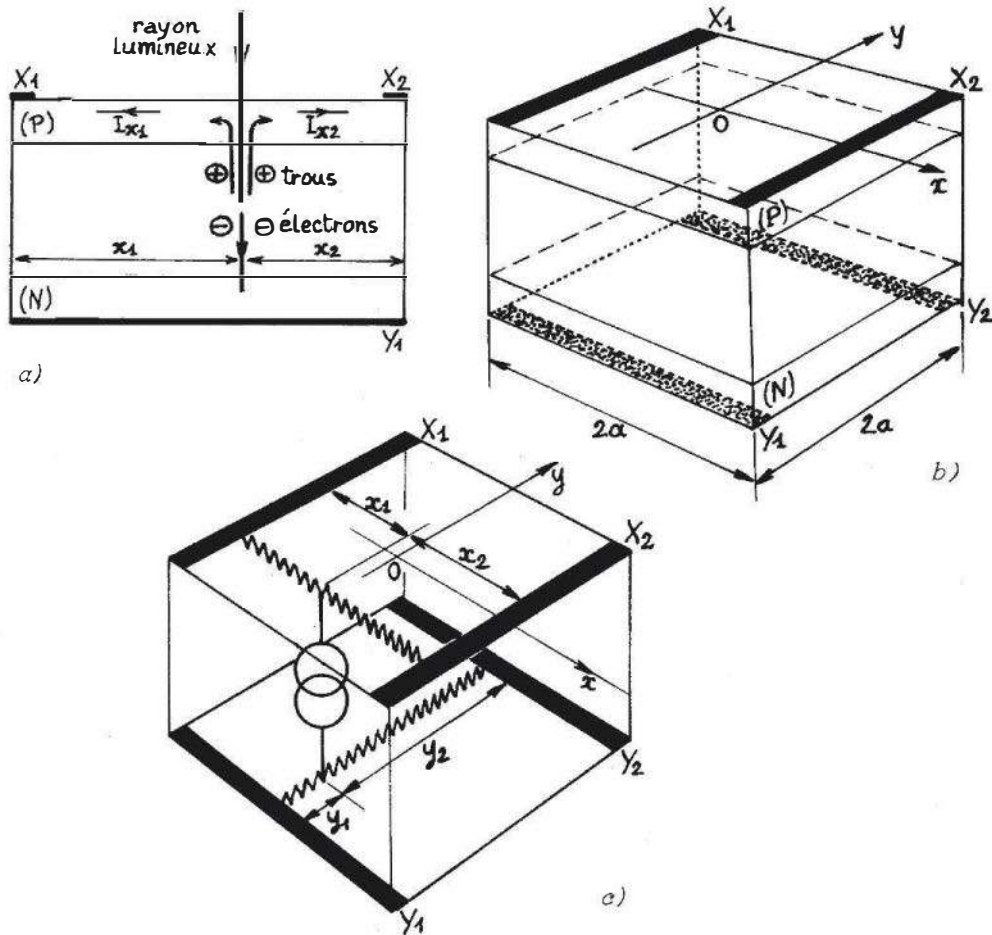


Figure 7.55 – Photodiode à effet latéral. a) principe ; b) structure ; c) schéma équivalent.

Si l'on repère l'impact (x_0, y_0) du faisceau lumineux dans un système d'axes rectangulaires dont l'origine O est au centre de la diode et dont l'axe Ox est perpendiculaire à X_1 , X_2 et l'axe Oy perpendiculaire à Y_1 , Y_2 , on a :

$$x_1 = a + x_0, \quad x_2 = a - x_0;$$

$$y_1 = a + y_0, \quad y_2 = a - y_0;$$

d'où l'on tire, compte tenu des équations précédentes de répartition des courants :

$$\frac{I_{(x_2)} - I_{(x_1)}}{I_{(x_1)} + I_{(x_2)}} = k x_0, \quad \frac{I_{(y_2)} - I_{(y_1)}}{I_{(y_1)} + I_{(y_2)}} = k y_0 \quad (k \text{ constante})$$

Un circuit électronique calculant d'une part la somme et la différence des courants collectés par chaque paire d'électrodes et d'autre part le quotient des valeurs ainsi obtenues permet de déterminer les coordonnées du point d'impact du faisceau lumineux.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Dieulesaint E., Royer D., *Ondes élastiques dans les solides*, Masson, Paris, 1974.
Nyce D., *Linear position sensors. Theory and Applications*, Wiley Interscience, New York, 2003.
Sapriel J., *L'acousto-optique*, Masson, Paris, 1976.

■ Périodiques

- Blanchard H. et al., « Compensation of the temperature dependant offset drift of a Hall sensor », *Sensors and Actuators A*, 60, 1997, p. 10.
Davidson R., « Applying the Hall effect to angular transducers », *Sol. St. Electr.* 9, 1966, p. 471.
Dias J.F., « Physical sensors using SAW devices », *H.P. Journal*, décembre 1981.
Dilbern U., « Magnetic field sensors using the magnetoresistive effect », *Sensors and Actuators*. 10, 1986, p. 127.
Harrison D.R., Dimeff J., « A diode-quad bridge circuit for use with capacitance transducers », *Rev. Sc. Instr.* 44, 1973, p. 1468.
Hout S.R., Middelhoek S., « A 400 °C, silicon Hall sensor », *Sensors and Actuators A*, 60, 1997, p. 14.
Jones R., Richards J., « The design and some applications of sensitive capacitance micrometers », *J. Phys. E. Sci. Instrum.* 6, 1973, p. 589.
Kaplan B., Mishal R., Fetman A., Gressel C., « Inductive impedance transducer for recording displacements of ferromagnetic and non ferromagnetic conductive objects », *Rev. Sc. Instr.* 49, 1978, p. 1583.
Kejik P. et al., « A low cost inductive proximity sensor for industrial applications », *Sensors and Actuators A*, 110, 2004, p. 93.
Poon S., « An improved magnetic reluctance transducer for the measurement of thin lubricant film thickness », *J. Phys. E. Sci. Instrum.* 3, 1970, p. 507.
Richards J., « Linear capacitance proximity gauges with high resolution », *J. Phys. E. Sci. Instrum.* 9, 1976, p. 639.
Seco F. et al., « Hysteresis compensation in a magnetostrictive linear position sensor », *Sensors and Actuators A*, 110, 2004, p. 247.
Sydenham P., « Microdisplacement transducers », *J. Phys. E. Sci. Instrum.* 5, 1972, p. 721.
Toneva A., Sueva D., « Two coordinate position sensitive amorphous silicon photo-detectors », *Sensors and Actuators A*, 73, 1999, p. 210.
Toth F., Meijer G., « A low cost smart capacitive position sensor », *IEEE Trans. Instrum. Meas.* 41. 1992.
Wedzicka B., Miles R., « Theory of the vibrating capacitor for displacement measurement », *J. Phys. E. Sci. Instrum.* 13, 1980, p. 406.

8 • CAPTEURS DE DÉFORMATION

La connaissance des contraintes mécaniques auxquelles une structure est soumise dans des conditions d'emploi déterminées est un élément primordial pour l'appréciation de la sécurité de son fonctionnement. Les contraintes produisent des déformations du milieu auquel elles sont appliquées et les relations entre les deux grandeurs, contrainte et déformation, peuvent, en principe, être explicitées par la Théorie de la résistance des matériaux. La mesure des déformations en des zones judicieusement choisies permet donc de calculer les contraintes qui sont à leur origine. Les capteurs de déformation sont aussi désignés comme extensomètres ou jauges de déformation ; le type le plus fréquemment utilisé est la jauge résistive : elle est collée sur la structure dont elle subit la déformation et ses faibles dimensions, du mm au cm selon les modèles, permettent des mesures quasi ponctuelles. Un autre type d'extensomètre, principalement utilisé en Génie Civil est la corde vibrante ; il s'agit d'un fil métallique tendu entre deux points de la structure étudiée distants d'une dizaine de cm : la fréquence de vibration du fil, fonction de sa tension mécanique, varie lorsque le support de fixation se déforme.

Les applications des jauges de déformation débordent de la seule Analyse des contraintes. En effet toute grandeur physique, en particulier mécanique, dont l'action sur un corps d'épreuve entraîne sa déformation est mesurable par extensométrie : c'est le cas de la pression, de la force, de l'accélération, du couple. La jauge et le corps d'épreuve constituent alors un capteur de la grandeur physique agissante.

8.1 Définition des grandeurs mécaniques utiles

Déformation ε : c'est le rapport de la variation $\Delta\ell$ d'une dimension à la valeur initiale ℓ de cette dimension :

$$\varepsilon = \frac{\Delta\ell}{\ell}$$

Déformation élastique : déformation qui disparaît en même temps que la force qui l'a produite.

Contrainte σ : force par unité de section (F/s)

Limite conventionnelle d'élasticité : contrainte maximale ne produisant pas de déformation permanente supérieure à 0,2 %.

Loi de Hooke : dans le domaine élastique, les déformations sont proportionnelles aux contraintes.

Module d'Young Y : il détermine la déformation $\varepsilon_{//}$ dans le sens de la contrainte

$$\varepsilon_{//} = \frac{1}{Y} \cdot \frac{F}{s} = \frac{1}{Y} \cdot \sigma$$

Coefficient de Poisson ν : il détermine la déformation ε_{\perp} perpendiculaire à la contrainte :

$$\varepsilon_{\perp} = -\nu \varepsilon_{//}$$

Dans le domaine élastique, ν est généralement voisin de 0,3.

Ordres de grandeur :	Acier	Cuivre	Aluminium
Module d'Young (N/m ²)	220.10 ⁹	110.10 ⁹	70.10 ⁹
Limite d'élasticité (N/m ²)	1,45.10 ⁹	0,7.10 ⁹	0,3.10 ⁹

8.2 Principes généraux

Les jauges résistives sont des capteurs passifs traduisant en variation de résistance leur propre déformation qui est en principe égale à celle de la structure à l'endroit où elles sont collées.

Le domaine des déformations mesurables avec une précision pouvant atteindre 0,1 % s'étend environ de $\pm 10^{-5}$ à $\pm 2 \cdot 10^{-1}$.

La limite inférieure est fixée par le bruit de fond de la jauge et des circuits associés ; la limite supérieure est celle imposée par l'élasticité de la jauge et du ciment de fixation.

Dans le cas général, une jauge est constituée d'une grille formée par un conducteur filiforme de résistivité ρ , section s et longueur $n\ell$, ℓ étant la longueur d'un brin et n leur nombre ; n est généralement compris entre 10 et 20 pour les jauges métalliques (*figure 8.1a*) et égal à 1 pour les jauges semi-conductrices (*figure 8.1b*).

Le conducteur est fixé sur un support isolant, papier ou plastique, qui est lui-même collé sur la structure étudiée (*figure 8.1c*). Il en résulte que la jauge subit une déformation identique à celle de la structure, dans la direction parallèle aux brins : soit $\Delta\ell/\ell$ cette déformation.

La résistance de la jauge a pour expression : $R = \rho n\ell/s$; sous l'influence de la déformation, la résistance de la jauge varie de ΔR soit :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta\ell}{\ell} - \frac{\Delta s}{s} + \frac{\Delta\rho}{\rho}$$

La déformation longitudinale du fil entraîne une variation de ses dimensions transversales : côtés a et b dans le cas d'une section rectangulaire, diamètre d pour une section circulaire ; la déformation transversale est proportionnelle à la déformation longitudinale :

$$\frac{\Delta a}{a} = \frac{\Delta b}{b} = \frac{\Delta d}{d} = -\nu \cdot \frac{\Delta\ell}{\ell}$$

où ν est le coefficient de Poisson, voisin de 0,3 dans la zone des déformations élastiques.

Il en résulte, puisque $s = a \cdot b$ ou $s = \frac{\pi}{4} \cdot d^2$

$$\frac{\Delta s}{s} = -2\nu \cdot \frac{\Delta\ell}{\ell}$$

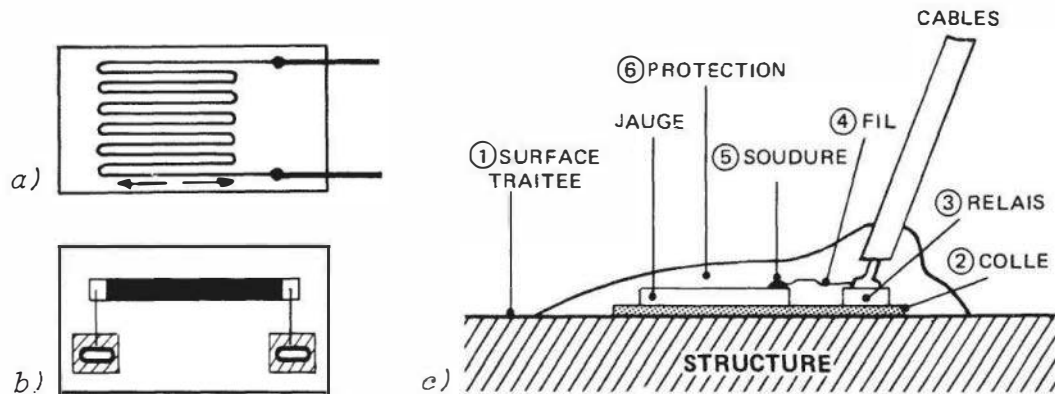


Figure 8.1 – Jauges résistives : a) jauge à fil métallique ; b) jauge semi-conductrice découpée ; c) fixation de la jauge à la surface d'une structure (Doc. Vishay-Micromesures).

Les jauges métalliques et semi-conductrices se distinguent par l'expression et l'importance de la variation de résistivité $\Delta\rho/\rho$.

Pour les jauges métalliques, une relation due à Bridgman lie la variation de résistivité à la variation du volume V :

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = C \cdot \frac{\Delta V}{V} \quad C \text{ étant la constante de Bridgman.}$$

$$\text{Comme } V = sn\ell, \quad \frac{\Delta V}{V} = (1 - 2\nu) \cdot \frac{\Delta\ell}{\ell} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta\rho}{\rho} = C(1 - 2\nu) \cdot \frac{\Delta\ell}{\ell};$$

on déduit :

$$\frac{\Delta R}{R} = [(1 + 2\nu) + C(1 - 2\nu)] \cdot \frac{\Delta\ell}{\ell} = K \cdot \frac{\Delta\ell}{\ell}$$

où K , **facteur de jauge**, a pour expression : $K = 1 + 2\nu + C(1 - 2\nu)$.

Compte tenu des valeurs numériques ($\nu \cong 0,3$ et $C \cong 1$) le facteur K des jauges métalliques est généralement de l'ordre de 2.

Pour les jauges semi-conductrices, la variation de résistivité s'exprime en fonction de la contrainte σ et du coefficient piézorésistif π par la relation :

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \pi\sigma = \pi Y \frac{\Delta\ell}{\ell}, \quad Y \text{ étant le module de Young.}$$

Le coefficient piézorésistif π dépend :

- de l'orientation du brin résistif par rapport d'une part aux axes cristallographiques et d'autre part à la contrainte ;
- de la nature (P ou N) et du degré de dopage.

Pour une jauge semi-conductrice, la variation de résistance a donc pour expression :

$$\frac{\Delta R}{R} = [(1 + 2\nu) + \pi Y] \frac{\Delta\ell}{\ell} \quad \text{d'où} \quad K = 1 + 2\nu + \pi Y$$

Dans les conditions habituelles d'emploi des jauges semi-conductrices, le terme πY est largement prépondérant et l'on a pratiquement :

$$K = \pi Y.$$

Le facteur K peut atteindre dans ces conditions des valeurs absolues comprises entre 100 et 200, le signe étant fixé par le type de dopage. Les jauges semi-conductrices sont donc particulièrement adaptées à la mesure des très faibles déformations ; cependant elles ont, en général, par rapport aux jauges métalliques, une linéarité inférieure et une sensibilité thermique supérieure. Elles trouvent leur intérêt dans la constitution de capteurs de force, de couple, d'accélération, de pression dont un étalonnage préalable permet d'établir la réponse.

Les jauges métalliques sont utilisées pour la mesure précise de déformations pouvant atteindre des amplitudes importantes et dans des domaines de température étendus. Les résistances de jauges, métalliques ou semi-conductrices, ont des valeurs standard définies de $\pm 0,2$ à ± 10 % près et comprises entre 100Ω et $5\,000 \Omega$.

8.3 Jauges résistives métalliques

8.3.1 Effet piézorésistif des métaux

La résistivité de la plupart des métaux décroît quand la pression à laquelle ils sont soumis augmente. En fait, c'est la diminution du volume, et donc des distances interatomiques, entraînée par la pression qui est à l'origine de la décroissance de ρ . En effet, la résistivité d'un métal est due, en particulier, à la diffusion des électrons libres par les atomes du réseau. La probabilité de diffusion est d'autant plus élevée que l'amplitude des oscillations des atomes est grande. Une réduction de la maille du réseau cristallin, en rapprochant les atomes, entraîne un accroissement de leurs forces de liaison et par conséquent une diminution de l'amplitude de leurs oscillations : la probabilité de diffusion des électrons libres diminuant, il en est de même de la résistivité.

8.3.2 Matériaux et réalisations

Les matériaux utilisés sont généralement des alliages à base de nickel ; le *tableau 8.1* indique la composition et le facteur de jauge d'alliages couramment employés.

Tableau 8.1 – Caractéristiques d'alliages pour jauges métalliques.

Alliage	Composition	Facteur de jauge
Constantan	45 % Ni, 55 % Cu	2,1
Isoélastic	52 % Fe, 36 % Ni, 8 % Cr, 4 % (Mn, Mo)	3,5
Karma	74 % Ni, 20 % Cr, 3 % Cu, 3 % Fe	2,1
Nichrome V	80 % Ni, 20 % Cr	2,5
Platine-Tungstène	92 % Pt, 8 % W	4,1

Les différents alliages se distinguent par leurs propriétés thermiques (coefficient de dilatation et de résistance) ainsi que par leur stabilité à haute température. C'est ainsi que la sensibilité thermique élevée des alliages Isoélastic et Nichrome V les rend impropres aux mesures statiques.

Jauges à fil (figure 8.2a)

Le diamètre du fil est de l'ordre de 20 μm et l'épaisseur du support d'environ 0,1 mm pour le papier et de 0,03 mm pour le plastique (polyimide ou époxyde).

Jauges à trame pelliculaire (figure 8.2b)

Elles sont réalisées selon les procédés de fabrication des circuits imprimés, ce qui permet :

- une réduction des dimensions autorisant des mesures plus ponctuelles lorsqu'il y a gradient de déformation ;
- une optimisation du dessin de la jauge avec en particulier un élargissement des parties transversales diminuant leur résistance et par cela, la contribution des déformations transversales ;
- un accroissement de la surface latérale des brins, à résistance constante, assurant un meilleur contact thermique avec la structure et une évacuation plus facile de l'énergie Joule du courant de mesure ;
- une épaisseur de la trame et du support plus faible (20 à 35 μm au total) réduisant l'erreur due à la distance grille-surface de la structure, notamment dans le cas des mesures en flexion.

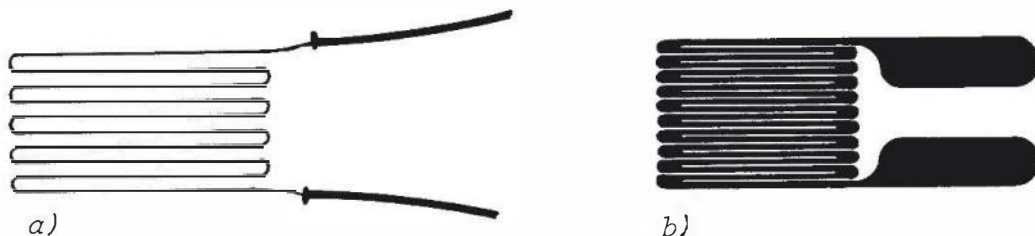


Figure 8.2 – Types de jauges métalliques : a) jauge à fil ; b) jauge à trame pelliculaire.

8.3.3 Caractéristiques principales des jauges métalliques

■ Résistance

La résistivité ρ des alliages utilisés doit être suffisamment élevée pour que les valeurs de résistance recherchées (100 à 5 000 Ω) puissent être obtenues sans longueur de fil excessive, aboutissant à des dimensions exagérées de la jauge, et sans réduction trop importante de la section qui imposerait une diminution du courant de mesure et donc de la sensibilité.

■ Facteur de jauge

Les valeurs les plus courantes du facteur de jauge sont voisines de $2 \pm 0,1$ à l'exception de l'alliage Isoélastique et du platine-tungstène qui ont un facteur de jauge respectivement voisin de 3,5 et 4,1.

Influence de la contrainte – Linéarité

Tant que le fil de la jauge reste en deçà de sa limite élastique, le facteur de jauge est constant assurant une excellente linéarité entre variation de résistance et déformation.

Lorsque le fil est déformé au-delà de sa limite élastique ($|\Delta\ell/\ell|$ de 0,5 % à 20 % selon les matériaux), le coefficient de Poisson devient égal à 0,5 et le facteur de jauge K très voisin de 2.

Pour l'alliage Isoélastic $K = 3,5$ pour $|\Delta\ell/\ell| < 0,65$ % ; au-delà de cette limite $K = 2$.

Les alliages tels que le Ferry et le Constantan dont le facteur de jauge K est déjà voisin de 2 ne subissent pratiquement pas de variation de K lorsqu'on dépasse leur limite élastique ; cependant, il en résulte dans ce cas une déformation permanente du fil de jauge et une modification définitive de sa résistance (hystérésis).

Influence de la température

La variation thermique de K est généralement faible et, sauf pour l'alliage Isoélastic, linéaire dans une gamme étendue de température : -100 °C à 300 °C :

$$K(T) = K_0 [1 + \alpha_k(T - T_0)]$$

où K_0 est le coefficient de jauge, à la température de référence T_0 qui est généralement 25 °C.

Ordres de grandeur :

- nichrome V : $\alpha_k = -0,04$ %/°C ; Karma : $\alpha_k = -0,01$ %/°C ;
- constantan : $\alpha_k = +0,01$ %/°C.

8.4 Sensibilité transversale

Dans le calcul de la variation de résistance en fonction de la déformation, il n'a été tenu compte précédemment que de la résistance longitudinale R_L qui est celle de l'ensemble des brins. En fait, entre les brins, il y a une certaine longueur de fil ℓ_t , perpendiculaire aux brins, de résistance R_t et qui est sensible aux déformations transversales (*figure 8.3*).

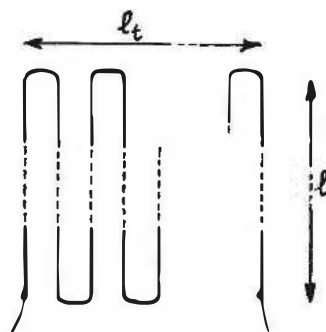


Figure 8.3 – Mise en évidence de la partie transversale de la grille de jauge.

La résistance totale de la jauge est : $R = R_L + R_t$

$$\text{et : } \frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta R_L}{R} + \frac{\Delta R_t}{R}$$

$$\text{avec } \frac{\Delta R_L}{R_L} = K \cdot \frac{\Delta \ell}{\ell} \quad \text{et} \quad \frac{\Delta R_t}{R_t} = K \cdot \frac{\Delta \ell_t}{\ell_t}$$

La variation relative de la résistance totale a donc pour expression :

$$\frac{\Delta R}{R} = K \frac{R_L}{R_L + R_t} \cdot \frac{\Delta \ell}{\ell} + K \frac{R_t}{R_L + R_t} \frac{\Delta \ell_t}{\ell_t}$$

soit

$$\frac{\Delta R}{R} = K_L \frac{\Delta \ell}{\ell} + K_t \cdot \frac{\Delta \ell_t}{\ell_t}$$

$$\text{en posant : facteur de jauge longitudinal : } K_L = K \cdot \frac{R_L}{R_L + R_t}$$

$$\text{facteur de jauge transversal : } K_t = K \cdot \frac{R_t}{R_L + R_t}$$

Dans le cas des jauges à fil : $K_t \cong 2 \cdot 10^{-2} K$.

La jauge étant destinée à la mesure des déformations longitudinales, la sensibilité transversale est réduite en réalisant $R_t \ll R_L$: ceci est obtenu par l'élargissement des conducteurs transversaux (*figure 8.4*).

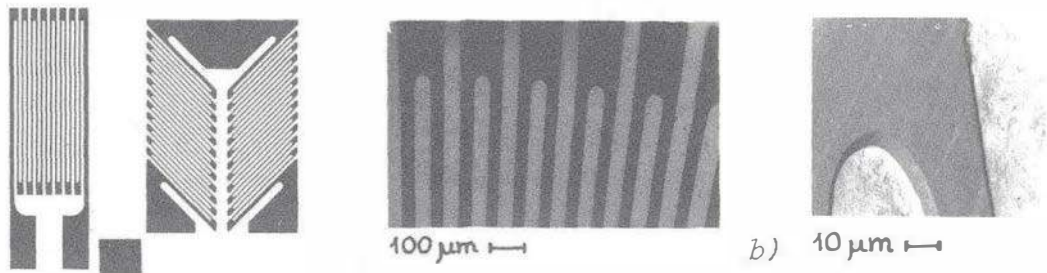


Figure 8.4 – Réduction de la résistance transversale par l'élargissement des conducteurs transversaux : a) jauges ; b) microphotographies de l'extrémité des brins (Doc. Sfernice).

8.5 Influence de la température sur la résistance d'une jauge fixée

8.5.1 Calcul du coefficient de température de la résistance

Trois causes sont à l'origine de la variation thermique de résistance d'une jauge fixée

a) La résistivité ρ est fonction de la température T :

$$\rho(T) = \rho_o [1 + \alpha_p(T - T_o)]$$

b) Les dimensions du fil dépendent de la température :

$$\text{longueur d'un brin : } \ell = \ell_o [1 + \lambda_j(T - T_o)]$$

$$\text{diamètre ou côté du fil : } d = d_o [1 + \lambda_j(T - T_o)]$$

λ_j étant le coefficient de dilatation linéaire du matériau constituant la jauge.

Aux deux causes précédentes correspond la variation thermique de la résistance propre de la jauge, qui est la même que la jauge soit ou non fixée sur un support.

- c) La dilatation thermique de la structure sur laquelle est collée la jauge, si elle est différente de celle des brins longitudinaux de la jauge, impose à ces derniers une variation $\Delta\ell_d$ égale à la différence de leurs dilatations dite dilatation différentielle ; celle-ci provoque une variation ΔR_d de la résistance de la jauge :

$$\frac{\Delta R_d}{R} = K \cdot \frac{\Delta\ell_d}{\ell}.$$

La variation thermique totale de la résistance est la somme de la variation thermique de résistance propre et de celle entraînée par la dilatation différentielle.

La variation thermique de résistance propre de la jauge, soit ΔR_T , se déduit de l'expression :

$$\frac{\Delta R_T}{R} = \frac{\Delta\rho}{\rho} + \frac{\Delta\ell}{\ell} - \frac{\Delta s}{s}$$

où :

$$\frac{\Delta\rho}{\rho} = \alpha_\rho \Delta T, \quad \frac{\Delta\ell}{\ell} = \lambda_j \cdot \Delta T, \quad \frac{\Delta s}{s} = 2\lambda_j \cdot \Delta T$$

soit :

$$\frac{\Delta R_T}{R} = (\alpha_\rho - \lambda_j) \Delta T = \alpha_R \cdot \Delta T$$

où α_R est le coefficient de température de la résistance.

La dilatation $\Delta\ell_s$ de la longueur ℓ de la structure sous-jacente à la jauge a pour valeur :

$$\frac{\Delta\ell_s}{\ell} = \lambda_s \cdot \Delta T$$

où λ_s est le coefficient de dilatation linéaire du matériau de la structure. La dilatation $\Delta\ell_j$ d'un brin de jauge de longueur ℓ est :

$$\frac{\Delta\ell_j}{\ell} = \lambda_j \cdot \Delta T$$

La déformation du fil de jauge résultant de la différence des dilatations est donc :

$$\frac{\Delta\ell_d}{\ell} = (\lambda_s - \lambda_j) \Delta T,$$

elle entraîne la variation de résistance :

$$\frac{\Delta R_d}{R} = K(\lambda_s - \lambda_j) \Delta T.$$

La variation thermique totale de la résistance de la jauge fixée est donc :

$$\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta R_T + \Delta R_d}{R} = [\alpha_R + K(\lambda_s - \lambda_j)] \Delta T$$

soit :

$$\frac{\Delta R}{R} = \beta_{j/s} \cdot \Delta T$$

Il est très important de noter que le coefficient de température de la résistance de la jauge fixée $\beta_{j/s}$ dépend du matériau sur lequel la jauge est collée.

Le *tableau 8.2* indique les coefficients de température de la résistance α_R et de dilatation λ_j d'alliages de jauges courantes et les coefficients de dilatation λ_s de matériaux de structure fréquemment utilisés.

Tableau 8.2 – Caractéristiques thermiques d'alliages pour jauges et de matériaux de structure.

Jauge	$\alpha_R \cdot 10^5 (^\circ\text{C}^{-1})$	$\lambda_j \cdot 10^5 (^\circ\text{C}^{-1})$	Structure	$\lambda_s \cdot 10^5 (^\circ\text{C}^{-1})$
Constantan	2	1,7	Aluminium	2,5
Karma	2	1,0	Acier	1,1
Isoélastic	17,5	0,4	Cuivre	1,7
Nichrome V	10	1,3	Titane	0,9

8.5.2 Déformation apparente

Une variation de température provoque, en l'absence de toute contrainte mécanique une variation de résistance $\Delta R/R = \beta_{j/s} \cdot \Delta T$. On définit la déformation apparente comme étant celle qui provoquerait, dans des conditions isothermes, la même variation de résistance :

$$\left(\frac{\Delta \ell}{\ell}\right)_{\text{app}} = \frac{\beta_{j/s}}{K} \cdot \Delta T$$

On a ainsi, pour une jauge de Karma collée sur de l'acier :

$$\beta_{j/s} = 2,2 \cdot 10^{-5} / ^\circ\text{C} \quad \text{soit} \quad \left(\frac{\Delta \ell}{\ell}\right)_{\text{app}} = 10^{-5} / ^\circ\text{C}$$

8.5.3 Jauges auto-compensées en température

Par un choix convenable des alliages constituant la jauge ainsi que des traitements thermiques qu'ils ont subis, il est possible de minimiser pour un matériau de structure donné, le coefficient $\beta_{j/s}$ sur une plage plus ou moins étendue de température. Les jauges ainsi obtenues sont dites auto-compensées en température : leur coefficient $\beta_{j/s}$ demeure inférieur à $\pm 1,5 \cdot 10^{-6} / ^\circ\text{C}$ dans un domaine de température étendu (-20°C à 200°C par exemple). La *figure 8.5*

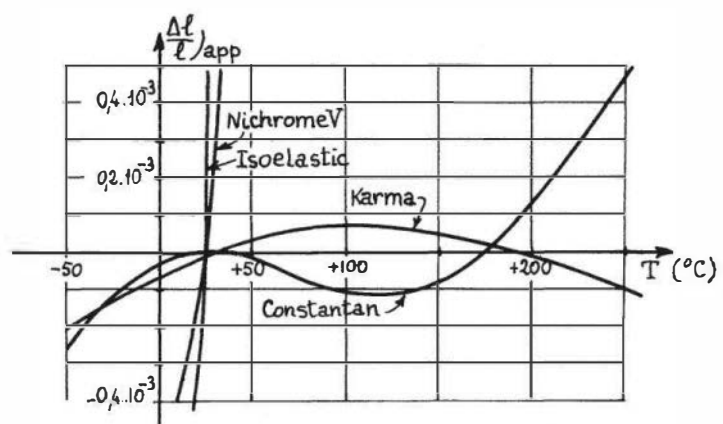


Figure 8.5 – Déformation apparente en fonction de la température pour divers alliages de jauges compensées ou non, la structure étant en acier (Doc. Vishay-Micromesures).

montre les déformations apparentes de jauges selon qu'elles sont compensées ou non en température. Il faut noter que les jauges destinées à la seule mesure de déformations dynamiques ne nécessitent pas de compensation de température puisque les variations correspondantes sont en général lentes par rapport à la fréquence des déformations.

8.6 Jauges résistives semi-conductrices, ou piézorésistances

8.6.1 Effet piézorésistif des semi-conducteurs

Un modèle théorique, dit modèle des vallées, permet d'expliquer l'effet piézorésistif du silicium dopé N. On en donne ici un aperçu très schématisé.

Dans le cristal de silicium N qui a une structure cubique, il y a le long de chacun des trois axes du cube un niveau d'énergie minimale de la bande de conduction : c'est la vallée. Par raison de symétrie les trois vallées sont identiques et donc également peuplées en électrons de conduction (*figure 8.6a*). Dans chacune des vallées, la mobilité $\mu_{//}$ des électrons le long de l'axe correspondant est minimale ; par contre, dans les deux directions perpendiculaires la mobilité μ_{\perp} est maximale pour ces électrons.

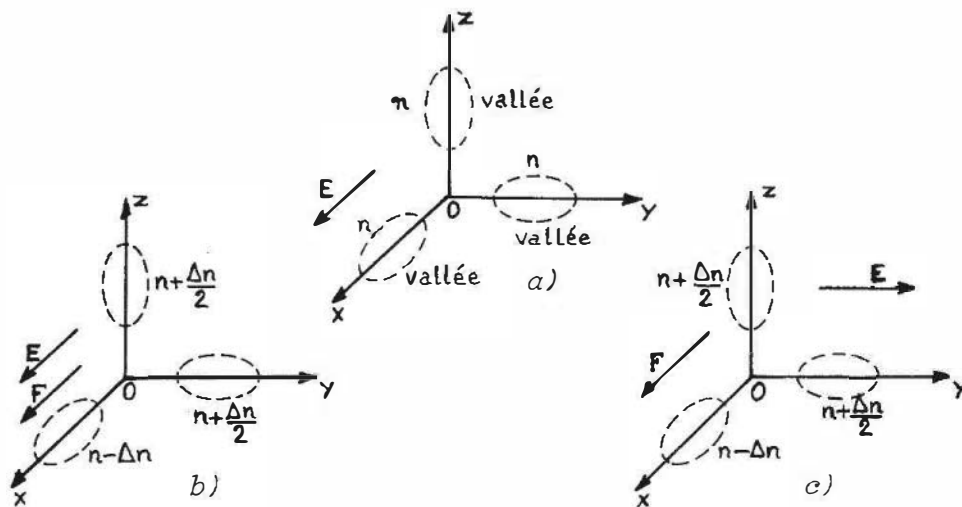


Figure 8.6 – Répartition électronique selon le modèle des vallées dans un cristal de silicium dopé N : (a) en l'absence de contrainte ; en présence d'une contrainte parallèle (b) ou perpendiculaire (c) au champ électrique appliqué E .

La conductivité selon l'un quelconque des axes a donc pour expression :

$$\sigma = q n (\mu_{//} + 2 \mu_{\perp})$$

où n est la densité d'électrons dans chacune des vallées,

$q n \mu_{//}$ représente la contribution des électrons de la vallée parallèle au champ

$q n \mu_{\perp}$ est la contribution de chacune des vallées perpendiculaires au champ.

L'application d'une contrainte change légèrement les dimensions du réseau et entraîne une modification des populations des vallées.

Une traction selon l'axe Ox , par exemple, occasionne un transfert de Δn électrons de la vallée x vers les vallées y et z : il en résulte un changement de conductivité.

Lorsque le champ électrique E est parallèle à cette contrainte (*figure 8.6b*), la variation $\Delta\sigma_l$ de conductivité (effet longitudinal) a donc pour expression :

$$\Delta\sigma_l = q(-\Delta n \cdot \mu_{//} + \Delta n \cdot \mu_{\perp}) = q \Delta n (\mu_{\perp} - \mu_{//})$$

et

$$\Delta\sigma_l > 0 \quad \text{car} \quad \mu_{\perp} \gg \mu_{//}.$$

Lorsque le champ électrique E est perpendiculaire à la contrainte (*figure 8.6c*) la variation $\Delta\sigma_t$ de conductivité (effet transversal) s'écrit :

$$\Delta\sigma_t = q \left(\frac{\Delta n}{2} \cdot \mu_{//} + \frac{\Delta n}{2} \cdot \mu_{\perp} - \Delta n \cdot \mu_{\perp} \right) = \frac{q}{2} \Delta n (\mu_{//} - \mu_{\perp})$$

et

$$\Delta\sigma_t = -\frac{1}{2} \Delta\sigma_l$$

Lors d'une compression, les transferts d'électrons s'effectuent en sens inverse : $\Delta n/2$ électrons de chacune des vallées y et z passent dans la vallée x .

On a alors pour l'effet longitudinal :

$$\Delta\sigma_l = q \Delta n (\mu_{//} - \mu_{\perp})$$

et pour l'effet transversal :

$$\Delta\sigma_t = \frac{q}{2} \Delta n (\mu_{\perp} - \mu_{//})$$

Dans le cas du silicium P, on observe l'effet longitudinal dans la direction de la diagonale du cube ainsi que l'effet transversal, mais ils sont de signe contraire de celui observé dans le silicium N : l'interprétation n'en est pas donnée par le modèle des vallées.

8.6.2 Constitution des jauges semi-conductrices

Il y a deux présentations différentes des jauges semi-conductrices qui sont la conséquence de leur mode de fabrication : les jauges découpées et les jauges diffusées.

Jauges découpées

Elles sont formées d'un brin unique découpé mécaniquement ou photochimiquement dans un monocristal de silicium dopé (*figure 8.7*). Le brin est parallèle à la diagonale du cube cristallin pour le silicium P et au côté du cube pour le silicium N. Ordre de grandeur des dimensions :

- longueur : de quelques 10^{-1} mm à quelques mm,
- épaisseur : quelques 10^{-2} mm.

Le brin est collé sur un support de plastique.

Étant formées d'un brin unique, ces jauges ont une sensibilité transversale pratiquement nulle.

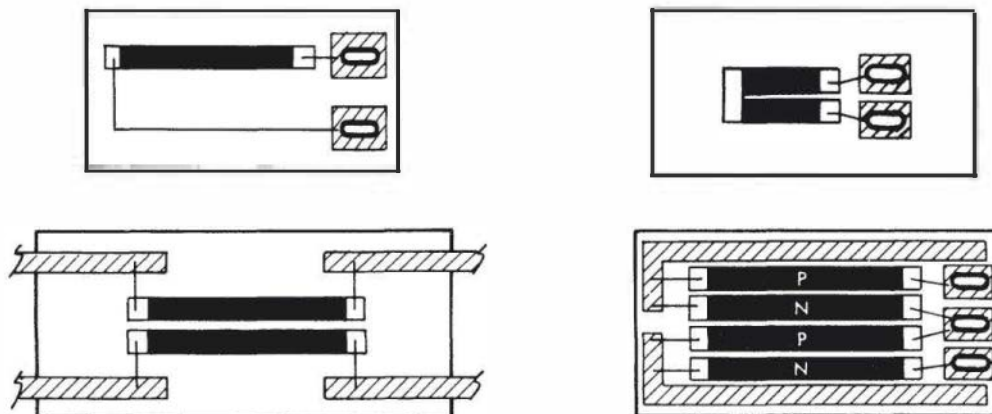


Figure 8.7 – Présentation des jauges semi-conductrices à brins découpés dans le monocristal de silicium (Doc. Kulite).

Jauges diffusées

La résistance de jauge est réalisée par diffusion d'impuretés dans une partie d'un substrat de silicium monocristallin déjà dopé (figure 8.8).

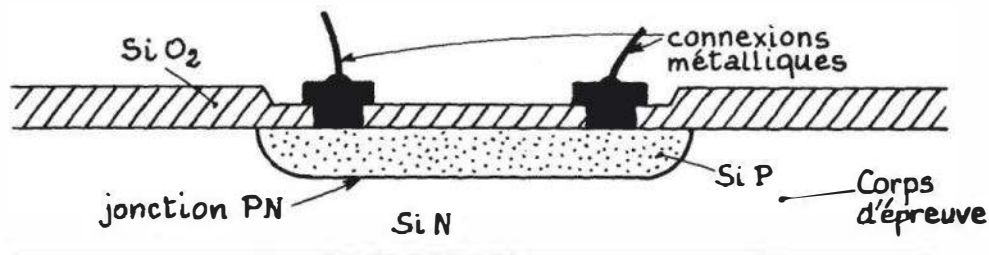


Figure 8.8 – Structure d'une jauge semi-conductrice diffusée dans un substrat de silicium formant corps d'épreuve.

Une résistance de type N est obtenue par la diffusion d'impuretés de la 5^e colonne de la classification périodique (P, Sb) dans un substrat de silicium P. Une résistance de type P résulte de la diffusion d'impuretés de la 3^e colonne (Ga, In) dans un substrat de silicium N.

La jonction du substrat et de la résistance forme une diode dont la polarisation doit toujours être dans le sens bloquant (région P négative par rapport à la région N) afin d'isoler la résistance de jauge du substrat. L'ensemble est protégé par une couche de silice, SiO_2 , à travers laquelle des ouvertures permettent le contact de la résistance avec les liaisons métalliques déposées sur la silice.

Une application importante de ce procédé de fabrication est la diffusion simultanée sur un même substrat de quatre résistances identiques qui forment, après leur connexion par métallisation, un pont de Wheatstone complet. Le substrat de silicium sert alors de corps d'épreuve (diaphragme pour mesure de pression par exemple). Ce mode de réalisation assure un excellent contact mécanique et thermique entre la jauge et la structure sous-jacente ; l'identité des coefficients de dilatation linéaire de la jauge et du substrat évite la dilatation différentielle. Enfin le corps d'épreuve étant monocristallin, il est parfaitement élastique, dénué d'hystérésis et peut avoir une fréquence propre élevée.

8.6.3 Caractéristiques principales des jauges semi-conductrices

C'est le dopage qui est le facteur déterminant des caractéristiques de ce type de jauges. D'une façon générale, à dopage croissant, le facteur de jauge diminue mais par contre, la linéarité est améliorée et la sensibilité thermique est réduite, permettant l'augmentation du domaine d'utilisation en température ; de même est réduite la sensibilité aux radiations.

■ Résistance

La résistivité ρ décroît à mesure qu'augmente la concentration du dopant (figure 8.9), en effet, elle a pour expression générale :

$$\rho = \frac{1}{q(\mu_n n + \mu_p p)}$$

où q est la valeur absolue de la charge de l'électron ou du trou ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C), n et p sont respectivement les concentrations en électrons et trous libres et μ_n , μ_p leurs mobilités.

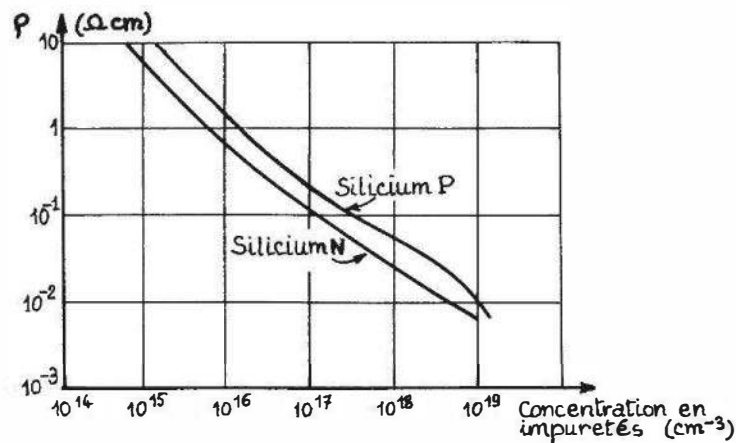


Figure 8.9 – Résistivité du silicium dopé en fonction de la concentration en impuretés ($T : 25^\circ \text{C}$).

Dans un semi-conducteur N où la concentration en atomes donneurs est N_d on a, dans les conditions normales d'emploi :

$$n \cong N_d \text{ et } p \ll n \text{ d'où } \rho = \frac{1}{q\mu_n N_d}$$

Dans un semi-conducteur P où la concentration en atomes accepteurs est N_a on a, dans les mêmes conditions :

$$p \cong N_a \text{ et } n \ll p \text{ d'où } \rho = \frac{1}{q\mu_p N_a}$$

Influence de la température

La variation de résistance en fonction de la température dépend de la concentration de dopant et de la température (§ 6.3.7) (*figure 8.10a*) :

- aux températures inférieures à 120 °C environ, la résistivité augmente avec T , et son coefficient de température qui est positif diminue à dopage croissant ;
- aux températures supérieures, la résistivité décroît lorsque T croît et son coefficient de température qui est négatif est indépendant du dopage : c'est celui du silicium intrinsèque.

■ Facteur de jauge

La valeur du facteur de jauge K est déterminée par le dopage : son module diminue régulièrement lorsque la concentration en dopant augmente (*figure 8.10b*).

Exemple. Jauges semi-conductrices Kulite :

- Modèle H .

Concentration en impuretés : $2 \cdot 10^{16} / \text{cm}^3$,

Facteur de jauge : 175.

- Modèle K .

Concentration en impuretés : $10^{20} / \text{cm}^3$,

Facteur de jauge : 45.

Influence de la déformation. Linéarité

D'une façon générale, la variation de résistance d'une jauge semi-conductrice en fonction de la déformation ε est non linéaire :

$$\frac{\Delta R}{R} = K_1 \varepsilon + K_2 \varepsilon^2 + K_3 \varepsilon^3.$$

Les divers coefficients K_i dépendent du dopage et on peut en général limiter l'expression au second degré. Les valeurs de K_2 sont de l'ordre de 10^3 à 10^4 . Sur les *figures 8.11a et b* sont représentées les variations de résistance de jauges de silicium P et N ; on y constate que :

- la jauge P est plus linéaire en traction ;
- la jauge N est plus linéaire en compression.

De l'expression précédente de la variation de résistance en fonction de la déformation, on déduit le facteur de jauge K :

$$K = K_1 + K_2 \varepsilon + K_3 \varepsilon^2$$

K dépend de la déformation, mais il est toujours possible de définir une valeur maximale de ε en dessous de laquelle on peut considérer K comme constant avec une précision donnée. Lorsque la concentration en dopant augmente, la sensibilité de K à la déformation diminue considérablement si bien qu'avec des jauges fortement dopées la linéarité des variations de résistance est pratiquement aussi bonne qu'avec des jauges métalliques.

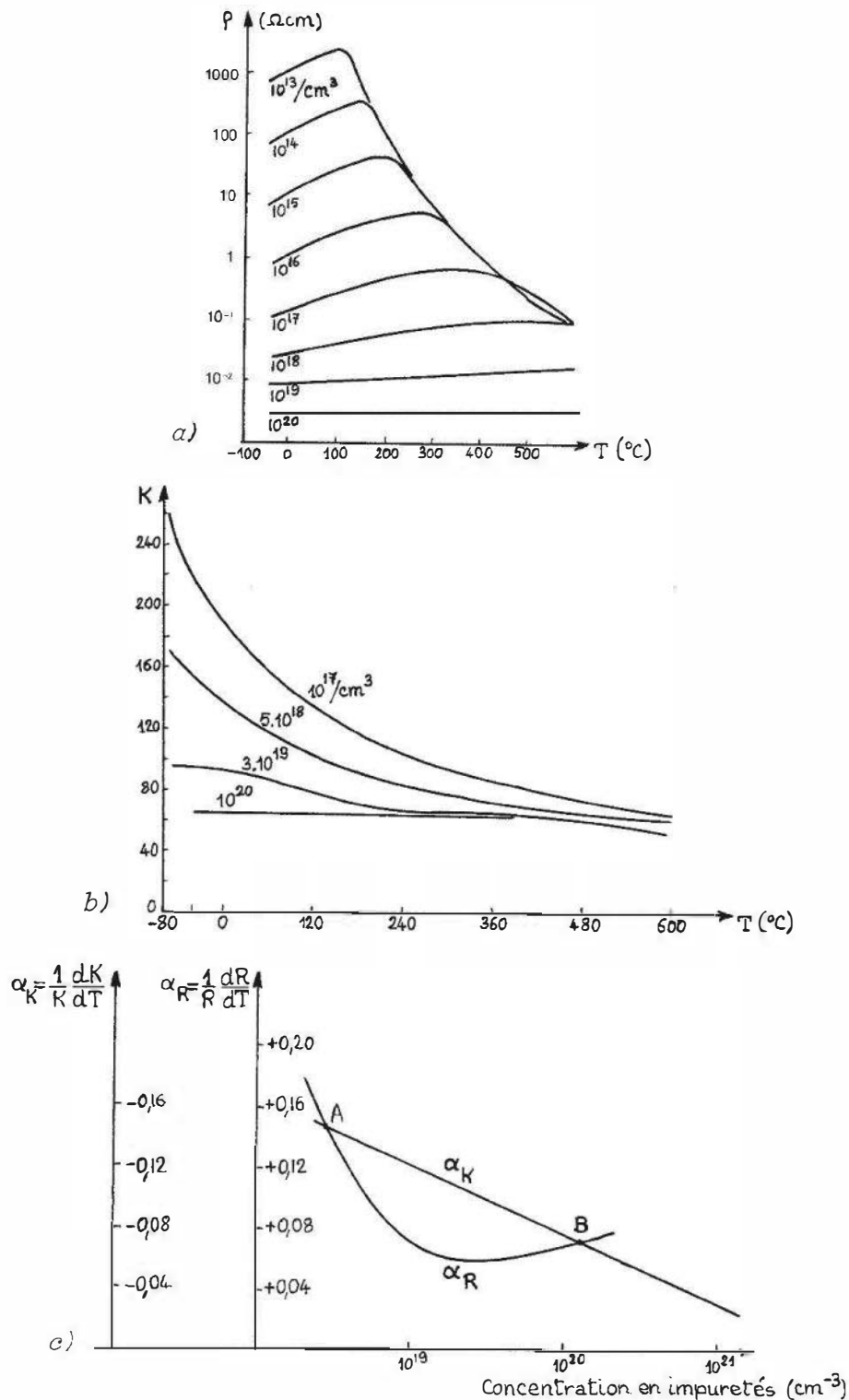


Figure 8.10 – Silicium P : influence de la température et du dopage. a) résistivité ; b) facteur de jauge ; c) coefficients de température du facteur de jauge et de la résistance ; aux dopages correspondant aux points A et B ces coefficients ont même valeur absolue mais sont de signe contraire.

Exemple. Jauges Kulite précédemment mentionnées :

- Modèle H : écart de linéarité : $\pm 3 \%$,
- Modèle K : écart de linéarité : $\pm 0,01 \%$.

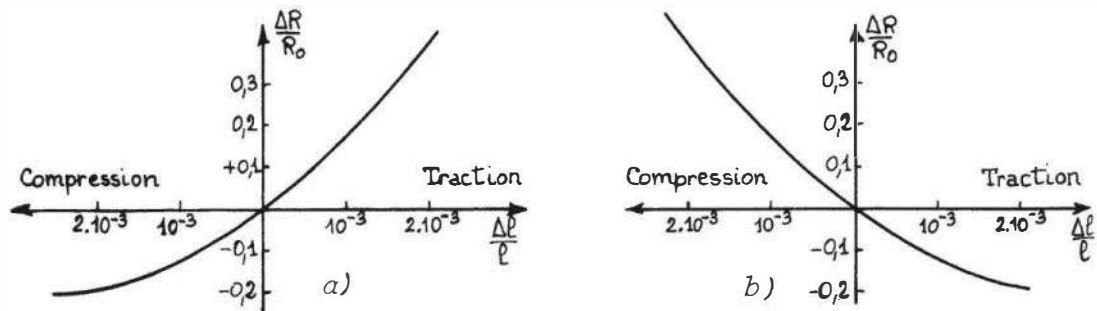


Figure 8.11 – Illustration de la non-linéarité de la variation de résistance en fonction de la déformation : a) silicium P ; b) silicium N.

Influence de la température

Le facteur de jauge décroît quand la température augmente ; cependant la décroissance est d'autant plus faible que le dopage est plus important si bien qu'aux dopages de l'ordre de $10^{20}/\text{cm}^3$, on peut considérer K comme pratiquement indépendant de la température (figure 8.10b). Pour les deux modèles cités précédemment, le fabricant indique :

- Modèle H : K décroît de 23 % pour $\Delta T = 55^\circ\text{C}$,
- Modèle K : K est constant.

Il ressort de cette étude que :

- les jauges faiblement dopées ont un facteur K élevé mais sensible à la température et une linéarité médiocre ;
- les jauges fortement dopées ($\cong 10^{20}/\text{cm}^3$) ont un facteur K moyen, mais pratiquement indépendant de la température et une excellente linéarité.

■ Influence de la température sur la jauge fixée

Comme pour les jauges métalliques fixées, la variation thermique de la résistance propre d'une part, et d'autre part la différence des dilatations de la structure sous-jacente et de la jauge entraînent globalement une variation de résistance :

$$\frac{\Delta R}{R} = [\alpha_R + K(\lambda_s - \lambda_j)] \Delta T$$

Jauges autocompensées

Le coefficient de dilatation linéaire du silicium est $\lambda_j = 3,2 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$: il est très inférieur à celui, λ_s , de la plupart des matériaux de structure si bien que $\lambda_s - \lambda_j$ est toujours positif ; de même α_R est positif. Dans ces conditions, si K est positif, dopage P, la réalisation de jauges autocompensées en température est impossible ; cependant les déformations apparentes demeurent dans ce cas du même ordre que pour les jauges métalliques. Si K est négatif, dopage N, un choix judicieux de la concentration d'impuretés qui fixe α_R et le module de K permet l'obtention de jauges compensées en température.

8.7 Fonctionnement dynamique des jauges

8.7.1 Fréquence maximale d'utilisation

La réponse en fréquence n'est pas déterminée par le matériau de la jauge – le silicium transmet sans affaiblissement des vibrations au-delà de 10^6 Hz – mais par le procédé de fixation et par les dimensions de la jauge : il faut en effet que la longueur ℓ des brins soit très inférieure à la longueur d'onde λ des vibrations mécaniques de façon que la déformation mesurée soit quasi uniforme sur l'étendue de la jauge.

On adopte pour règle : $\ell \leq 0,1 \lambda$; la mesure demeure cependant possible, quoique perturbée, jusqu'à $\ell = 0,2 \lambda$.

La longueur d'onde λ de la vibration longitudinale correspondant à une contrainte dynamique a pour expression $\lambda = V/f$ où f est sa fréquence et V la célérité du son dans le matériau de structure :

$$V = \sqrt{\frac{Y}{d} \cdot \frac{1 - \nu}{(1 + \nu)(1 - 2\nu)}}$$

avec Y : module d'Young, ν coefficient de Poisson et d masse volumique du matériau de structure ; dans le cas de l'acier : $V = 5\,810$ m/s.

Compte tenu de la règle adoptée, la fréquence maximale d'utilisation d'une jauge dont le brin a une longueur ℓ est :

$$f_{\max} = \frac{V}{10 \ell}$$

pour l'acier, $f_{\max} \cong 60$ kHz lorsque $\ell = 1$ cm.

8.7.2 Limite de fatigue

La répétition de déformations alternées finit par entraîner une croissance lente mais progressive de la résistance propre de la jauge qui se traduit par une dérive du zéro d'un pont initialement équilibré. Cet effet est d'autant plus important que l'amplitude des déformations est grande : il est dû à la distorsion du réseau cristallin avec apparition de dislocations et microfissures. On désigne par limite de fatigue de la jauge, le nombre N de cycles de déformations d'amplitude donnée entraînant une variation de résistance correspondant à une déformation fictive de 10^{-4} .

Pour des déformations d'amplitude $\pm 2 \cdot 10^{-3}$, la limite de fatigue se situe selon les types de jauges entre 10^4 cycles pour le Constantan, et 10^8 cycles pour l'Isoelastic, elle diminue rapidement lorsque l'amplitude des déformations augmente (*figure 8.12*).

8.7.3 Indicateurs de fatigue

L'indicateur de fatigue se présente comme une jauge ; sa fonction cependant n'est pas la mesure d'une déformation mais la mémorisation des effets cumulés de l'ensemble des déformations qu'il a subies. Celles-ci entraînent une détérioration progressive de la structure cristalline de l'alliage constituant l'indicateur, mise en évidence par l'accroissement de sa résistance propre et la dérive du zéro de l'installation

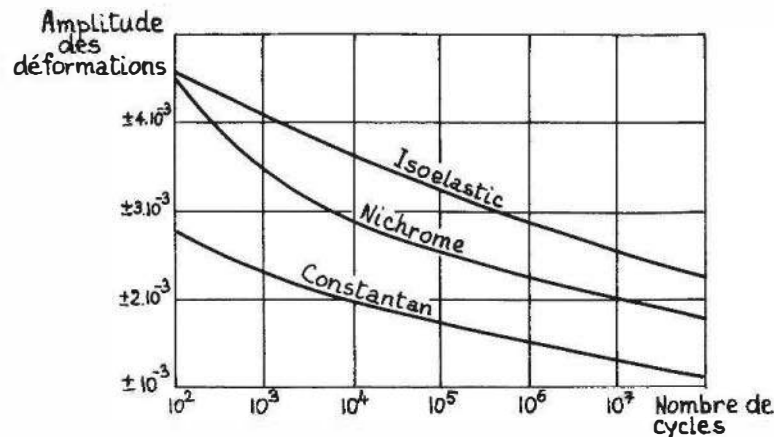


Figure 8.12 – Relation entre limite de fatigue et amplitude de déformation pour divers alliages (Doc. Vishay-Micromesures).

de mesure. La résistance initiale est généralement de 100Ω et elle croît continûment, en fonction de l'amplitude et du nombre de déformations subies, vers une valeur limite de 107Ω considérée comme l'indication d'une fatigue importante. Lorsqu'il est possible d'établir une corrélation entre la fatigue de l'indicateur et celle du matériau de la structure sous-jacente, l'état d'endommagement de cette dernière peut être évalué.

L'indicateur de fatigue est collé, si cela est faisable, dans une zone de la structure où la déformation est maximale et donc l'endommagement le plus rapide. Lorsqu'une telle zone n'est pas accessible, l'indicateur est placé dans une zone de déformation moindre mais il est alors associé à un multiplicateur de fatigue conçu de façon que l'indicateur subisse des déformations égales aux déformations maximales de la structure. Le multiplicateur de fatigue est un dispositif qui amplifie dans un rapport connu (de 2 à 20) la déformation de la structure sur laquelle il est placé. De même, lorsque la fatigue de la structure apparaît plus rapidement que celle de l'indicateur, le multiplicateur de fatigue permet de conférer à l'indicateur un degré de fatigue identique à celui de la structure.

8.8 Rosettes

Ce sont des associations de jauges fixées sur un support unique et dont les directions des brins font entre elles des angles parfaitement définis. Elles sont utilisées quand on souhaite connaître simultanément les déformations dans plusieurs directions.

Lorsque les directions principales des déformations sont inconnues, il faut pour les déterminer mesurer les déformations dans trois directions : on emploie pour cela des rosettes de 3 jauges à 120° (figure 8.13a); lorsque l'une des directions principales est présumée probable, on utilise des rosettes à 45° (figure 8.13b), la jauge centrale étant alignée avec cette direction. Les rosettes à deux jauges perpendiculaires (figure 8.13c) sont utilisées quand on connaît les directions principales de déformation. D'autres rosettes à deux jauges sont adaptées à la mesure des déformations de torsion (figure 8.13d). Parmi les nombreux autres types, on peut encore citer les rosettes destinées à la mesure des déformations de membranes (figure 8.13e et f).

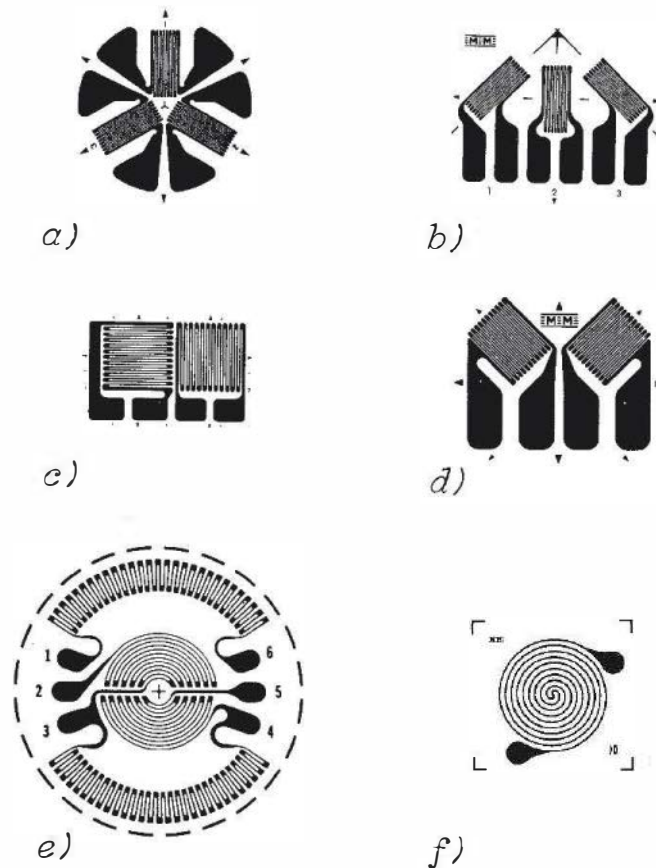


Figure 8.13 – Divers types de rosettes (Doc. Vishay-Micromesures).

8.9 Méthodes de mesure

Les résistances de jauges et leurs variations sont mesurées par les méthodes classiques étudiées au chapitre 3, à savoir :

- pont de Wheatstone le plus fréquemment ;
- montage potentiométrique ou source de courant.

Les principales difficultés proviennent de l'influence de la température et des non-linéarités.

La température agit :

- sur la jauge elle-même : variation de résistance propre et dilatation différentielle, variation du coefficient de jauge dans le cas d'éléments semi-conducteurs ;
- sur les fils de liaison en modifiant leur résistance.

Il est important de noter que les effets thermiques étant généralement lents, ce sont les mesures de déformations statiques ou lentement variables qui risquent le plus d'en être affectées.

Le problème de la non-linéarité se pose pratiquement seulement pour les jauges semi-conductrices et a trait d'une part au pont de Wheatstone et d'autre part à la jauge elle-même.

La tension de déséquilibre d'un pont à une seule jauge active a pour expression :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{\Delta R_c}{2R_{co}}}$$

Dans le cas de jauges métalliques :

$$K \cong 2 \text{ et pour } \frac{\Delta \ell}{\ell} \leq 5 \cdot 10^{-3}, \text{ on a } \frac{\Delta R_c}{2R_{co}} \leq 5 \cdot 10^{-3}.$$

Par contre, dans le cas de jauges semi-conductrices :

$$K \cong 100 \text{ et pour } \frac{\Delta \ell}{\ell} \leq 5 \cdot 10^{-3} \text{ on a } \frac{\Delta R_c}{2R_{co}} \leq 2,5 \cdot 10^{-1}$$

On ne peut évidemment pas, dans ce dernier cas, négliger à tout coup, le terme $\Delta R_c/2R_{co}$ par rapport à 1.

En outre, sauf aux faibles déformations et aux très forts dopages, la variation de résistance des jauges semi-conductrices est une fonction non linéaire de la déformation.

Pour une expérience donnée, le montage le plus adéquat est celui qui amène à un niveau acceptable les plus importantes de ces perturbations.

8.9.1 Mesure au pont de Wheatstone

■ Montages de mesure

Suivant le nombre de jauges utilisées et les actions qu'elles subissent, on distingue six montages définis dans le *tableau 8.3*.

Tableau 8.3 – Synoptique des montages de jauges dans un pont de Wheatstone.

	Montage	Demi-pont		Demi-pont	
		R ₁	R ₂	R ₃	R ₄
Groupe 1	Montage 1	jauge active R _c	résistance fixe R _o	résistance fixe R _o	résistance fixe R _o
	Montage 1 bis	jauge active R _c	résistance fixe R _o	résistance fixe R _o	jauge active R _c
Groupe 2	Montage 2	jauge active R _c	jauge passive R _{co}	résistance fixe R _o	résistance fixe R _o
	Montage 2 bis	jauge active R _c	jauge passive R _{co}	jauge passive R _{co}	jauge active R _c
Groupe 3	Montage 3	jauge active R _c (+)	jauge active R _c (-)	résistance fixe R _o	résistance fixe R _o
	Montage 3 bis	jauge active R _c (+)	jauge active R _c (-)	jauge active R _c (-)	jauge active R _c (+)

Les six montages sont classés en trois groupes dans chacun desquels un demi-pont est constitué de la façon suivante :

- Groupe 1 : une jauge active R_c et une résistance fixe R_o
- Groupe 2 : une jauge active R_c et une jauge passive R_{co}

- Groupe 3 : deux jauges actives, $R_c (+)$ et $R_c (-)$ dont les résistances varient en sens contraire.

Chaque groupe comporte deux montages selon que l'autre demi-pont est formé de résistances fixes, R_o , ou que les deux demi-ponts sont constitués de façon similaire (éléments identiques dans des branches opposées) ce qui double la sensibilité du pont par rapport au cas précédent.

Dans la suite de ce paragraphe sont décrits plus précisément chacun de ces montages.

□ **Montage 1 : utilisation d'une seule jauge (figure 8.14)**

C'est le montage le plus souvent utilisé en Analyse de contraintes. On compense l'influence de la température :

- sur les fils de liaison par un montage 3 fils (§ 3.3.1.4) ;
- sur la jauge par l'emploi d'une jauge autocompensée.

La résistance R_f de chacun des fils de liaison doit être faible devant celle de la jauge : en effet, dans le cas habituel d'un pont dont les quatre résistances sont égales à l'équilibre ($R_{co} + R_{fo} = R_o$) la tension de déséquilibre a pour expression, au second ordre près :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co} + R_{fo}} = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_c}{R_{co}} \cdot \frac{1}{1 + R_{fo}/R_{co}}$$

soit

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot K \frac{\Delta \ell}{\ell} \cdot \frac{1}{1 + R_{fo}/R_{co}}$$

Si n'est pas satisfaite la condition $R_{fo}/R_{co} \ll 1$, il faut tenir compte de la résistance du fil de liaison dans le calcul de la valeur de la déformation.

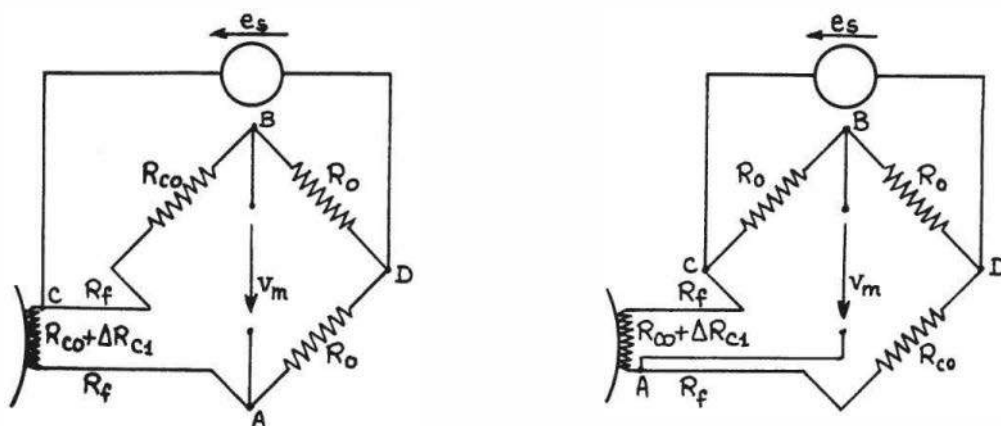


Figure 8.14 – Pont de Wheatstone à une jauge et montages à « trois fils ».

Le troisième fil de liaison peut être monté :

- soit en série avec la source (figure 8.14a) et dans ce cas sa résistance s'ajoutant à celle de la source peut entraîner une réduction de la sensibilité du pont ;

- soit, de préférence, en série avec le détecteur de grande résistance d'entrée (*figure 8.14b*) mais à condition que le niveau des parasites induits y soit négligeable devant le signal de mesure.

Ce montage peut être réalisé avec une jauge semi-conductrice dans la mesure où les déformations demeurent assez faibles pour que le pont soit linéaire à la précision recherchée. Dans le cas contraire on dispose des solutions suivantes :

- utiliser un montage de linéarisation du pont (§ 4.2) ;
- alimenter la jauge par une source de courant i_s , le signal de mesure étant dans ce cas :

$$v_m = \frac{i_s}{4} \cdot \Delta R_c = \frac{i_s}{4} R_{co} K \frac{\Delta \ell}{\ell}$$

Lorsque la température augmente, ce montage a en outre l'intérêt de compenser, dans une certaine mesure, la diminution de K par l'augmentation de R (*figure 8.10c*) ;

- essayer de compenser la non-linéarité du pont par la non-linéarité de la jauge qui est de sens contraire pour les jauges au silicium P.

□ **Montage 1bis : deux jauges actives dans des branches opposées du pont (figure 8.15)**

Ce montage permet d'obtenir la somme algébrique des déformations en deux points distincts (élimination des effets de flexion) et le doublement de la sensibilité si les jauges sont soumises à des déformations identiques. Comme pour le montage précédent, chacune des jauges doit être compensée en température et reliée au pont par un montage 3 fils.

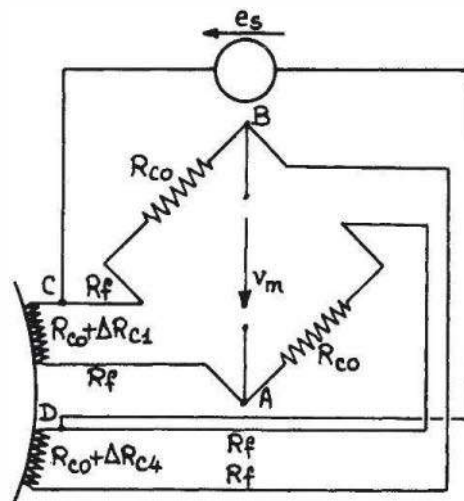


Figure 8.15 – Pont de Wheatstone à deux jauges de mesure.

La tension de déséquilibre est, au second ordre près :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_{c1} + \Delta R_{c4}}{R_{co}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_{fo}}{R_{co}}}$$

- **Montage 2 : une jauge active et une jauge passive dans des branches contiguës du pont (figure 8.16)**

C'est la solution appropriée lorsqu'on ne peut placer sur la structure étudiée qu'une seule jauge – la jauge active – et que l'on ne veut (prix) ou ne peut (disponibilité) utiliser de jauge auto-compensée. La seconde jauge – passive – est identique à la jauge active : elle est collée sur une structure de même nature placée à proximité de la structure étudiée, subissant les mêmes variations de température, mais aucune déformation.

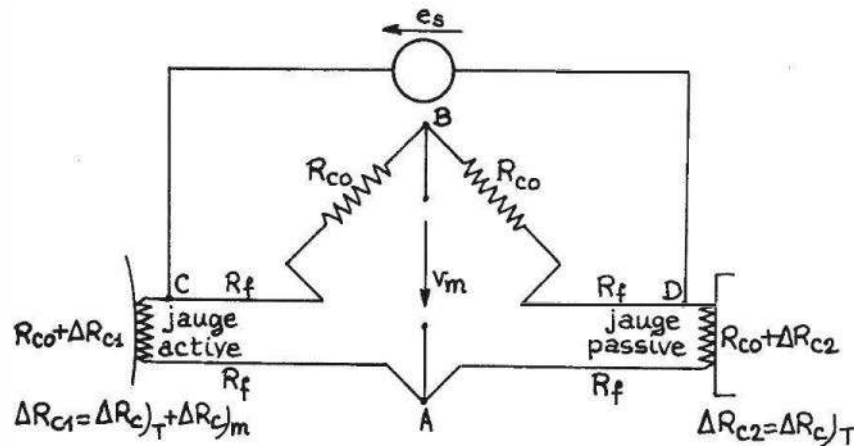


Figure 8.16 – Pont de Wheatstone à une jauge de mesure et une jauge de compensation thermique.

Les deux jauges sont placées dans des branches contiguës d'un pont si bien que les variations thermiques de résistance, ΔR_{cT} , qui sont égales n'ont pas d'influence sur la tension de déséquilibre qui ne dépend que de la déformation mécanique ΔR_{cM} de la jauge active :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_{cM}}{R_{co}} \quad \text{en supposant } R_{fo} \text{ et } \Delta R_{cM} \ll R_{co}.$$

Dans le cas de variations rapides de la température, il y a cependant un risque de déséquilibre thermique entre les deux structures sur lesquelles sont collées les jauges. D'autre part, même à température identique, la dispersion des courbes de déformation apparente des jauges non auto-compensées risque de conduire à des erreurs de plusieurs % à des niveaux moyens de déformation.

Les fils de liaison aux jauges doivent être identiques et voisins pour que leurs températures – donc leurs résistances – demeurent constamment égales.

- **Montage 2bis : deux jauges actives et deux jauges passives, les jauges de même type étant dans des branches opposées du pont (figure 8.17)**

Ce montage se déduit par doublement du demi-pont actif précédent et sa tension de déséquilibre résulte de l'addition des effets mécaniques sur les deux jauges :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_{c1M} + \Delta R_{c2M}}{R_{co}}$$

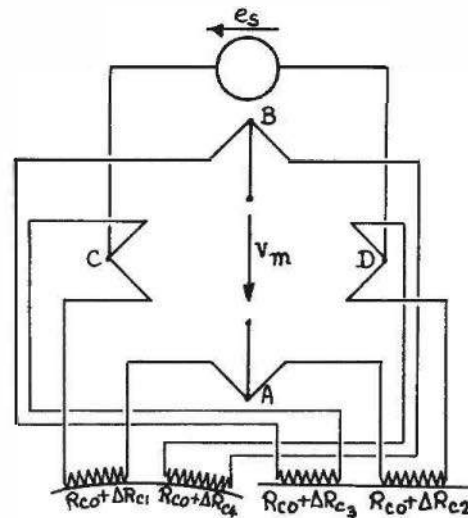


Figure 8.17 – Pont de Wheatstone à deux jauges de mesure et deux jauges de compensation thermique.

- **Montage 3 : deux jauges actives dont les résistances varient en sens opposé et placées dans des branches contiguës (figure 8.18)**

Les deux jauges sont collées sur la structure étudiée : elles sont donc à même température et pour que son influence s'élimine elles doivent être placées dans deux branches contiguës du pont. Dans ces conditions leurs variations de résistance se soustraient et pour que la tension de déséquilibre ne soit pas réduite ou annulée, il est nécessaire que leurs variations de résistance dues à la contrainte soient de signes opposés.

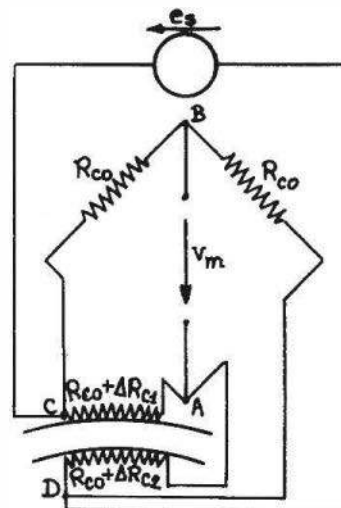


Figure 8.18 – Pont de Wheatstone à deux jauges de mesure dont les variations de résistance sont opposées.

Ce sera le cas :

- pour des jauges de même type, toutes deux métalliques ou semi-conductrices P ou semi-conductrices N subissant des déformations de signes contraires ;
- pour des jauges semi-conductrices, l'une P et l'autre N, subissant des déformations de même signe.

La tension de déséquilibre est dans ce cas :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_{c1)m} - \Delta R_{c2)m}}{R_{co}}$$

soit, en fonction des facteurs de jauge et des déformations respectives :

$$\frac{\Delta R_{c1)m}}{R_{co}} = K' \frac{\Delta \ell_1}{\ell_1}, \quad \frac{\Delta R_{c2)m}}{R_{co}} = K'' \frac{\Delta \ell_2}{\ell_2},$$

et

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \left(K' \cdot \frac{\Delta \ell_1}{\ell_1} - K'' \frac{\Delta \ell_2}{\ell_2} \right).$$

Si les deux jauges ont même facteur K et subissent des déformations égales mais opposées :

$$v_m = \frac{e_s}{2} \cdot K \cdot \frac{\Delta \ell}{\ell}$$

Dans ce dernier cas, le fonctionnement du pont de Wheatstone reste linéaire quelle que soit l'amplitude de la déformation. Lorsque l'on utilise deux jauges semi-conductrices, on a intérêt à les choisir avec des coefficients du terme quadratique voisin. En effet, si :

$$\frac{\Delta R_c}{R_c} = K_1 \frac{\Delta \ell}{\ell} + K_2 \left(\frac{\Delta \ell}{\ell} \right)^2$$

les variations de résistance dues au terme quadratique ont même signe quelle que soit la déformation et elles se soustraient puisque les jauges sont placées dans des branches contiguës.

- **Montage 3bis : quatre jauges actives et dont les résistances qui varient deux à deux en sens opposé sont placées dans des branches contiguës (figure 8.19)**

Ce montage a les mêmes propriétés générales que le précédent puisqu'il résulte du doublement de son demi-pont actif.

La tension de déséquilibre qui a pour expression générale :

$$v_m = \frac{e_s}{4} \cdot \frac{\Delta R_{c1)m} - \Delta R_{c2)m} + \Delta R_{c4)m} - \Delta R_{c3)m}}{R_{co}}$$

se ramène à :

$$v_m = e_s \cdot \frac{\Delta R_{c)m}}{R_{co}}$$

dans le cas particulier où l'on a :

$$\Delta R_{c1)m} = \Delta R_{c4)m} = \Delta R_{c)m} \quad \text{et} \quad \Delta R_{c2)m} = \Delta R_{c3)m} = -\Delta R_{c)m}$$

La linéarité de ce montage et la compensation des grandeurs d'influence qu'il permet conduit à l'utiliser plus particulièrement lors de la réalisation des nombreux types de capteurs (de pression, force, accélération...) que l'on constitue à l'aide d'un ensemble de quatre jauges convenablement disposées sur un corps d'épreuve adéquat.

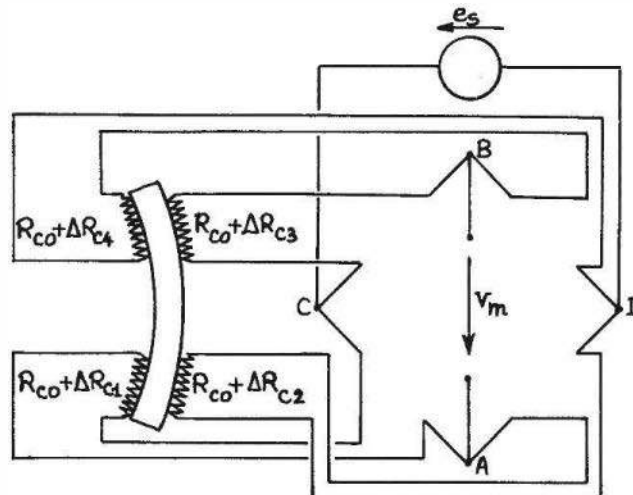


Figure 8.19 – Pont de Wheatstone à quatre jauges de mesure.

■ Équilibrage du pont

Le pont doit, dans tous les cas, pouvoir être équilibré initialement afin que soit fixée l'origine des mesures. Si la déformation – statique – est mesurée par une méthode de zéro, le pont doit pouvoir être rééquilibré par une variation mesurable de résistance, une fois la contrainte appliquée. Il faut donc, dans le cas général, deux dispositifs indépendants d'équilibrage résistif du pont. En outre, lorsque la source d'alimentation est alternative il peut être nécessaire d'ajouter un ensemble de 2 condensateurs destiné à équilibrer les capacités des câbles de liaison aux jauges (figure 8.20).

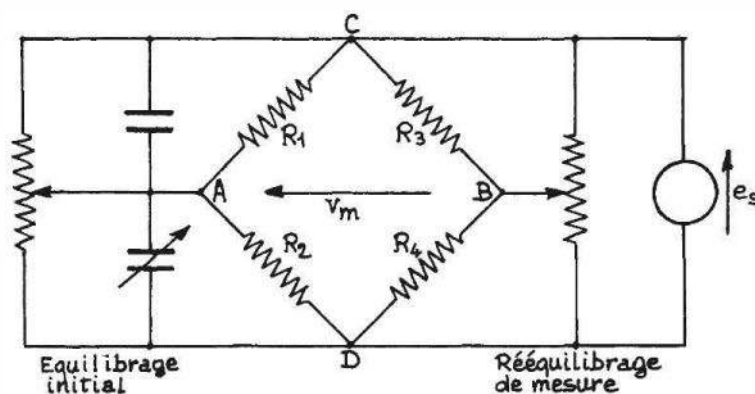


Figure 8.20 – Pont de Wheatstone en méthode de zéro : dispositif d'équilibrage.

■ Alimentation du pont

Elle peut être continue ou alternative. Cependant, on préfère généralement l'alimentation par tension continue qui rend la mesure insensible aux capacités parasites et n'exige pas de démodulation synchrone. Il faut alors, pour des mesures statiques, prendre toutes précautions pour minimiser les f.é.m. thermoélectriques.

Le signal de mesure est proportionnel à la tension d'alimentation : celle-ci doit cependant être limitée afin de minimiser l'échauffement de la jauge par l'effet Joule

du courant qui la traverse et qui entraîne dérives et imprécision. Pour les valeurs habituelles de résistance de jauges, les tensions utilisées sont de 3 à 10 V ; en fait, pour une tension d'alimentation donnée, l'échauffement de la jauge résulte des divers échanges thermiques dont elle est le siège et dépend donc de sa surface et de la conductivité thermique du matériau de structure sous-jacent.

Pour des mesures statiques, la puissance dissipable est de l'ordre de :

- 10^{-1} à quelques W par cm^2 de surface, pour une structure en métal,
- 10^{-3} à quelques 10^{-2} W par cm^2 de surface, pour une structure mauvaise conductrice de la chaleur, matière plastique par exemple.

Pour des mesures dynamiques, les puissances dissipables peuvent être multipliées par un facteur 2 ou 3.

En présence de parasites importants, il est possible d'augmenter considérablement le signal de mesure en utilisant une tension d'alimentation impulsionnelle d'amplitude élevée (quelques 10^2 V) mais dont la durée d'application est suffisamment courte (100 μs par exemple) et le rapport cyclique suffisamment faible pour que l'échauffement qui en résulte soit tolérable.

Lorsque le pont de mesure est éloigné de la source d'alimentation, la chute de tension dans les fils de liaison varie avec leur résistance et il en est de même de la tension d'alimentation aux bornes du pont. Il est alors nécessaire d'utiliser :

- soit un régulateur de la tension aux bornes du pont (*figure 8.21a*) ;
- soit un montage quotientmétrique dont l'indication est indépendante de la tension aux bornes du pont : par exemple en employant un convertisseur analogique numérique dont la tension de référence est égale ou proportionnelle à la tension d'alimentation du pont (§ 7.1.5) (*figure 8.21b*).

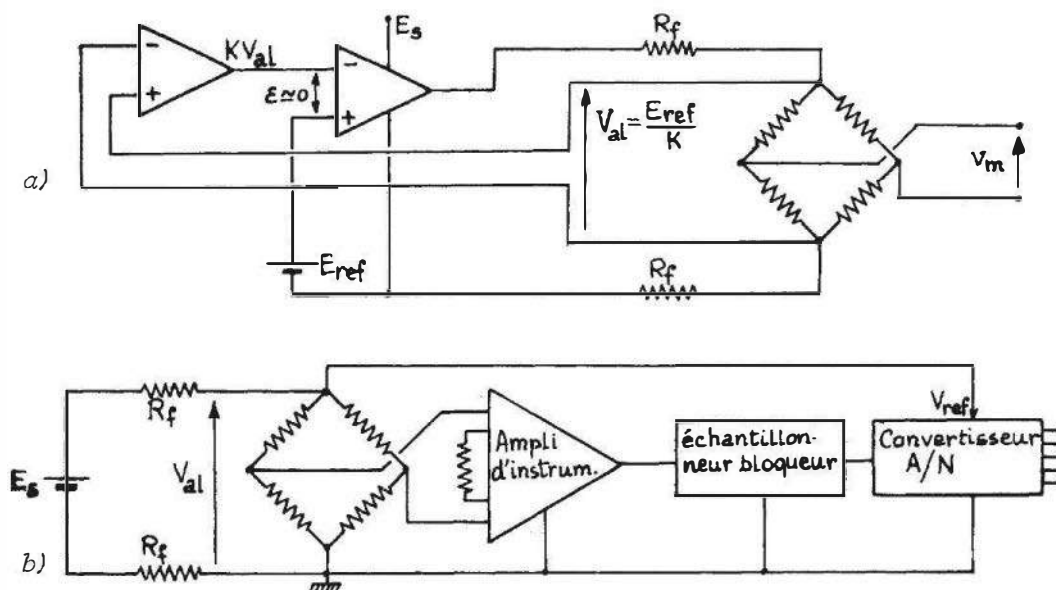


Figure 8.21 – Pont de mesure éloigné de la source d'alimentation : a) régulateur de la tension aux bornes du pont ; b) montage quotientmétrique dont l'indication est indépendante de la tension d'alimentation (Doc. Analog Devices).

La diminution de sensibilité qui résulte de la réduction de K quand la température augmente – principalement pour les jauges semi-conductrices – peut être compensée par une augmentation corrélative de la tension aux bornes de la diagonale d'alimentation du pont. Dans ce but on place en série avec la source d'alimentation une thermistance shuntée par une résistance fixe : elles sont choisies pour qu'à température croissante l'augmentation de la tension aux bornes du pont compense – dans une plage de température en général limitée – la réduction de K (figure 8.22) (§ 3.3.1.3).

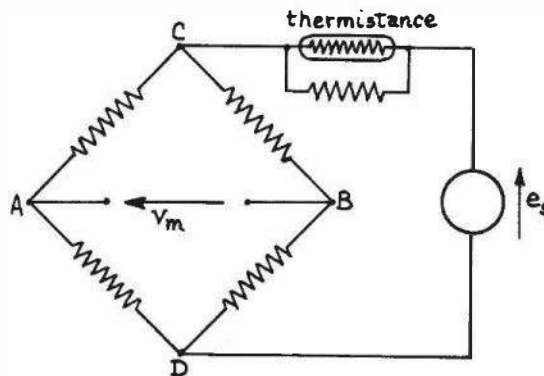


Figure 8.22 – Stabilisation thermique de la sensibilité de mesure.

■ Exemple de constitution d'un ensemble de mesure (figure 8.23)

Outre le pont de Wheatstone, l'ensemble comporte :

- une alimentation avec régulation de la tension aux bornes du pont ;
- un conditionneur du signal de mesure comprenant :
 - un amplificateur d'instrumentation assurant le gain en tension et la réjection du mode commun,
 - un amplificateur tampon permettant un réglage fin du gain ou le décalage de la tension de sortie,
 - un filtre actif passe-bas, de type Butterworth, destiné à améliorer le rapport signal sur bruit, en particulier par réjection des parasites à fréquence industrielle.

8.10 Extensomètre à corde vibrante

Ce type d'extensomètre est généralement utilisé pour la surveillance des ouvrages de Génie Civil : barrages, ponts, tunnels... ; il a pour corps d'épreuve une corde d'acier tendue entre deux supports qui sont ancrés dans la structure dont on étudie les déformations. Celles-ci, en modifiant la tension mécanique de la corde entraînent une variation de la fréquence N de ses vibrations : la mesure de N permet de connaître la déformation.

Les qualités du dispositif sont :

- la robustesse qui lui assure une durée de vie longue ;

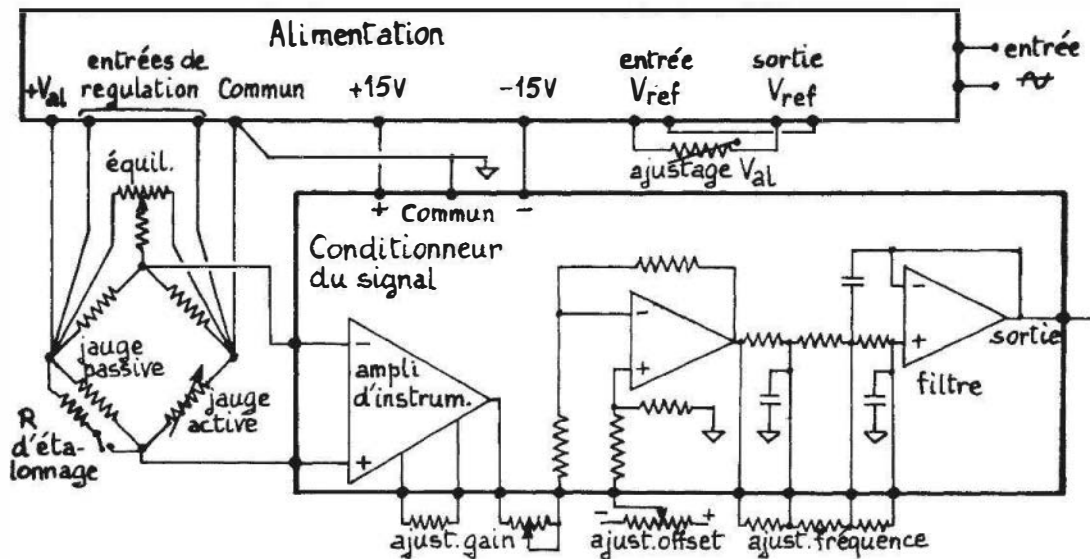


Figure 8.23 – Constitution d'un ensemble de mesure (Doc. Analog Devices).

- la fidélité du fonctionnement dans des environnements hostiles : humidité, rayonnements nucléaires.

En outre, l'information étant liée à la fréquence du signal, il en résulte :

- une immunité vis-à-vis des causes de dégradation telles que bruits, parasites, affaiblissements de transmission ;
- une facilité de conversion sous forme numérique.

La fréquence fondamentale N des vibrations mécaniques d'une corde tendue entre deux points distants de ℓ et soumise à une force F , a pour expression :

$$N = \frac{1}{2\ell} \sqrt{\frac{F}{s \cdot d}}$$

s étant la section de la corde et d sa masse volumique.

Soumise à la contrainte F/s , la corde subit un allongement $\Delta\ell$ tel que :

$$\frac{\Delta\ell}{\ell} = \frac{1}{Y} \cdot \frac{F}{s}$$

Y étant le module d'Young du matériau constituant la corde. La fréquence N peut s'exprimer en fonction de la déformation $\Delta\ell/\ell$:

$$N = \frac{1}{2\ell} \sqrt{\frac{Y}{d} \cdot \frac{\Delta\ell}{\ell}}$$

La corde est, à l'origine, tendue entre les deux points de la structure dont on veut suivre la déformation : soit $\Delta\ell_0$ son allongement initial et N_0 la fréquence correspondante :

$$\Delta\ell_0/\ell = k \cdot N_0^2$$

La déformation de la structure modifie la tension initiale de la corde dont l'allongement total devient $\Delta\ell_1$ et la fréquence de vibration N_1 telle que :

$$\Delta\ell_1/\ell = k \cdot N_1^2$$

L'allongement de la corde dû à la déformation de la structure est :

$$\Delta\ell = \Delta\ell_1 - \Delta\ell_0 \quad \text{soit} \quad : \quad \frac{\Delta\ell}{\ell} = k \cdot (N_1^2 - N_0^2)$$

La connaissance de N_0 et la mesure de N_1 permettent donc de connaître la déformation de la structure.

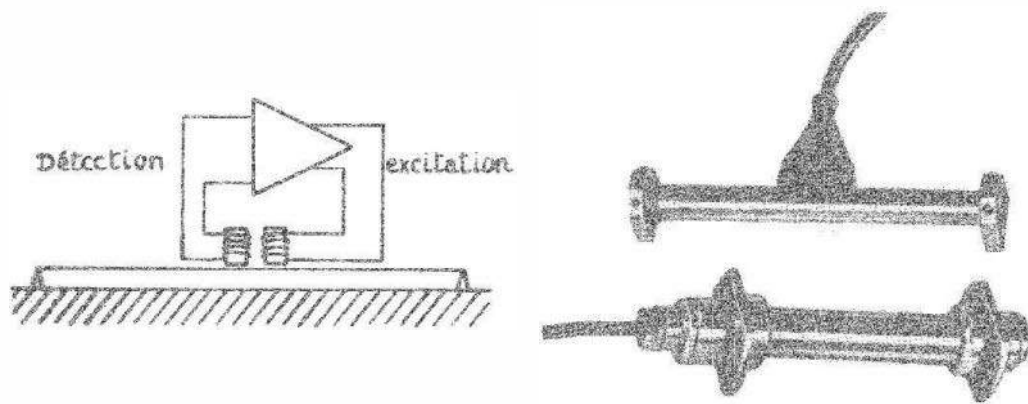


Figure 8.24 – Extensomètre à corde vibrante : principe et présentations (Doc. Telemac).

La corde, en acier, vibre à la fréquence N devant une bobine détectrice, entraînant une variation périodique de la réductance de son circuit magnétique qui induit un signal électrique de même fréquence N . Ce signal est amplifié et appliqué à une bobine excitatrice qui entretient l'oscillation (figure 8.24). La fréquence N peut être mesurée à l'aide d'un fréquencemètre.

Exemple de réalisation. Extensomètre F1 (fabricant Telemac) :

- Relation déformation-fréquence : $\Delta\ell_{\mu m}/\ell_m = 625 \cdot 10^{-5} (N^2 - N_0^2)$.
- Fréquence maximale : $\cong 1\,200$ Hz Fréquence minimale : $\cong 400$ Hz.
- Étendue de mesure : $4\,000 \mu\text{m}/\text{m}$ Résolution : $1 \mu\text{m}/\text{m}$.
- Précision : 1 à 2 % de E.M. Masse : 1 kg.

8.11 Extensomètres pour hautes températures

Les jauges résistives métalliques collées sont utilisables jusqu'à des températures maximales d'environ 300°C ; au-delà l'isolement entre grille et structure se dégrade par l'accroissement thermique de la conductivité du support et de la colle ; en outre, le fluage de ces derniers devient plus important.

Les mesures extensométriques à haute température peuvent être effectuées soit par jauges résistives soudables soit par jauges capacitives.

8.11.1 Jauges résistives soudables

L'élément extensométrique est un filament de NiCr ($K \cong 2$) ou de PtW ($K \cong 4,5$) contenu dans un cylindre d'acier soudable sur la structure à étudier. La protection du filament et l'absence d'adhésifs permettent l'emploi dans des environnements sévères (très basse ou très haute température – atmosphère corrosive).

Le filament est tenu dans le cylindre par une poudre isolante compacte (MgO) qui assure d'une part son isolement électrique et d'autre part la transmission des contraintes mécaniques (*figure 8.25a*). Ces jauges sont autocompensables en température ; l'association d'une jauge passive (*figure 8.25b*) permet de réduire la non-linéarité de la compensation dans un domaine étendu de température (*figure 8.25c*).

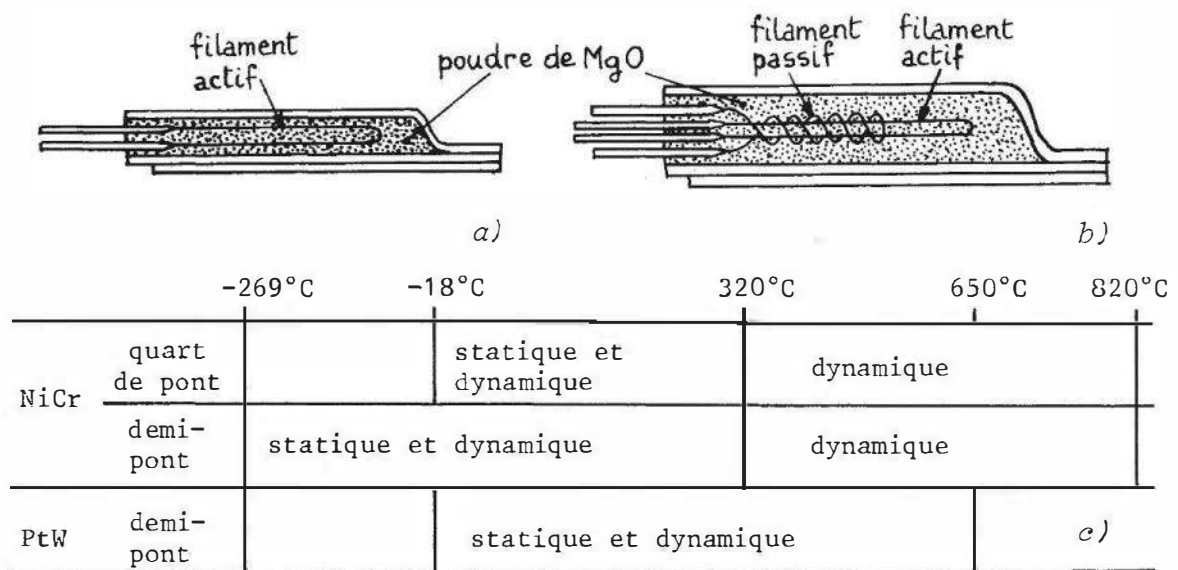


Figure 8.25 – Constitution d'une jauge résistive soudable a) sans jauge passive pour montage en quart de pont; b) avec jauge passive pour montage en demi-pont; c) domaines d'emploi (Doc. Ailtech).

8.11.2 Extensomètres capacitifs

■ Jauge capacitive simple

Cette jauge utilisable jusqu'à 650 °C est remarquable par sa sensibilité élevée et la grande stabilité de ses caractéristiques. La jauge (*figure 8.26a*) comporte deux rubans métalliques formant deux arches superposées et soudées à leurs extrémités. Une surface métallique est fixée au milieu de chacune des arches par un support isolant : ces deux surfaces en regard forment les armatures d'un condensateur à air. Les deux extrémités de la jauge sont soudées sur la structure métallique étudiée en sorte que ses déformations, transmises à la jauge, entraînent une variation d'écartement des armatures se traduisant par une variation de leur capacité (*figure 8.26b*). L'effet perturbateur de la dilatation différentielle est minimisé en choisissant pour les arches de la jauge un métal ayant un coefficient de dilatation thermique aussi voisin que possible de celui de la structure déformée.

Caractéristiques métrologiques. Jauge C6 (Fabricant G.V. Planer Ltd) :

- Jauge de coefficient de dilatation adapté à l'acier ferritique.

- Température d'utilisation maximale : 750 °C.
- Longueur de la jauge : 10 mm ; masse : 0,2 g.
- Étendue de mesure : 16 000 $\mu\epsilon$ (une microdéformation, $\mu\epsilon$, correspond à $\Delta\ell/\ell = 10^{-6}$).
- Coefficient de jauge : 100.
- Capacité à déformation nulle : 0,6 pF.

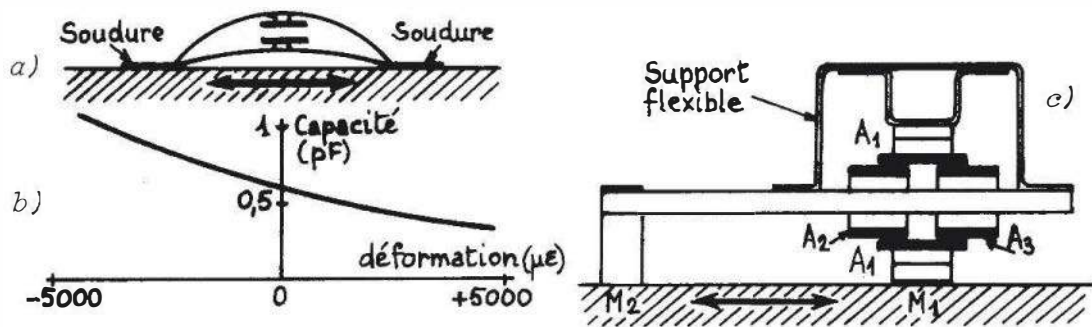


Figure 8.26 – Extensomètres capacitifs. Jauge capacitive simple : a) constitution ; b) capacité en fonction de la déformation ; c) constitution de l'extensomètre capacitif différentiel (Doc. Hitec Corp).

■ Extensomètre capacitif différentiel

L'extensomètre est constitué d'un condensateur différentiel cylindrique (figure 8.26c) :

- l'armature externe A_1 est solidaire de la structure autour d'un point M_1 ;
- les armatures internes A_2 et A_3 sont solidaire d'un axe lié à la structure autour d'un point M_2 et elles forment avec l'armature A_1 les capacités C_{21} et C_{31} .

Une variation $\Delta\ell$ de la longueur ℓ entre les points de fixation M_1 et M_2 entraîne des variations de C_{21} et C_{31} qui sont :

- égales et opposées : $\Delta C_{21} = -\Delta C_{31}$;
- proportionnelles à $\Delta\ell$;

Le conditionneur peut être constitué au moyen d'un pont de Sauty et d'une démodulation synchrone permettant de connaître le signe de $\Delta\ell$. L'influence de la dilatation thermique de la structure est annulée en réalisant l'axe supportant les armatures A_2 et A_3 en la même matière que la structure dont on étudie la déformation.

Caractéristiques métrologiques. Extensomètre capacitif HTC100 (fabricant Hitec Corp.) :

- Température d'utilisation : jusqu'à 815 °C.
- Longueur de la jauge : 2,54 cm (1 pouce).
- Étendue de mesure : $\pm 20\,000 \mu\epsilon$ (une microdéformation, $\mu\epsilon$, correspond à $\Delta\ell/\ell = 10^{-6}$).
- Sensibilité : 0,018 pF/1 000 $\mu\epsilon$.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Avril J. et coll., *Encyclopédie Vishay d'Analyse des contraintes*, Vishay Micromesures, 1974.
- Fourar M., Chèze Cl., *Mécanique des milieux déformables*, Ellipses, Paris, 2002.
- Holister G.S., *Experimental stress analysis*, Cambridge University Press, Cambridge, 1967.
- Vaughan J., *Strain measurements*, Brüel & Kjaer, Copenhague, 1975.

■ Périodiques

- Arregui F. et al., « Optical fiber strain gauge based on a tapered single-mode fiber », *Sensors and Actuators A*, 79, 2000, p. 90.
- Arshak K. et al., « Development of new capacitive strain sensors based on thick film polymer and cermet technologies », *Sensors and Actuators A*, 79, 2000, p. 102.
- Bower D., « Temperature dependence of gauge factor and magnetoresistance of some platinum-tungstene strain gauges », *J. Phys. E. Sci. Instrum.*, 5, 1972, p. 845.
- Dorsey J., « Temperature compensation for semiconductor strain gages », *ISA Transactions* 3, 1964, p. 20.
- French P.J., Evans A.G., « Piezoresistance in polysilicon and its application to strain gauges », *Solid State Electronics*, 32, 1989, p. 1.
- Gregory O., Qing Luo, « A self compensated ceramic strain gauge for use at elevated temperatures », *Sensors and Actuators A*, 88, 2001, p. 234.
- Pollock N., « A simple high performance device for measuring strain gauge transducer outputs », *J. Phys. E. Sci. Instrum.* 8, 1975, p. 1049.
- Scott I., « A review of strain gage calibration », *ISA Transactions* 2, 1963, p. 365.
- Smith C., « Piezoresistance effect in germanium and silicon », *Phys. Rev.* 94, 1954, p. 42.
- Wells T., Canon R., Rolls G., Wilson E., « Development of a high temperature fatigue sensor », *ISA Transactions* 12, 1973, p. 180.

9 • CAPTEURS TACHYMÉTRIQUES

Dans la pratique industrielle, la mesure de vitesse concerne, dans le plus grand nombre de cas, les vitesses de rotation de machines tournantes qu'il s'agit soit de surveiller, pour des raisons de sécurité, soit d'asservir à des conditions de fonctionnement préétablies. Dans le cas de déplacements rectilignes, la mesure de la vitesse peut, le plus souvent, être ramenée à une mesure de vitesse de rotation. Les capteurs tachymétriques sont donc, dans leur quasi généralité, des capteurs de vitesse angulaire.

Les capteurs industriels destinés spécifiquement à la mesure de vitesse sont basés sur la loi de Faraday :

$$e = - \frac{d\phi}{dt}$$

Dès lors que le flux à travers un circuit est une fonction de la forme :

$$\phi(x) = \phi_o \cdot F(x)$$

x étant une variable de position linéaire ou angulaire, tout déplacement relatif entre la source du flux (inducteur) et le circuit traversé par le flux (induit) produit dans ce dernier une f.é.m. dont l'amplitude est proportionnelle à la vitesse du déplacement et qui constitue le signal de sortie du capteur ainsi constitué :

$$e = -\phi_o \cdot \frac{dF(x)}{dx} \cdot \frac{dx}{dt}$$

Ce type de tachymètre est désigné comme tachymètre électromagnétique.

Lorsque le mobile étudié a un mouvement périodique, de rotation par exemple, la détermination de sa vitesse peut se ramener à une mesure de fréquence : c'est ainsi qu'un capteur de proximité placé en regard d'une cible dont la distance varie périodiquement délivre un signal dont la fréquence est égale ou multiple, selon la configuration de la cible, de la fréquence du mouvement. De même, un disque entraîné par l'arbre dont on mesure la vitesse et muni de parties alternativement translucides et opaques peut être utilisé pour hacher le faisceau lumineux reçu par un détecteur optique. Ce dernier délivre alors une suite d'impulsions électriques de fréquence proportionnelle à la vitesse.

Ce type de tachymètre est dit à impulsions.

Dans le cas de mouvements de rotation extrêmement lents, inférieurs par exemple au degré d'angle par heure, les méthodes précédemment décrites deviennent inapplicables. La mesure de vitesse peut alors être effectuée à l'aide du gyromètre à laser.

Son principe repose sur l'existence d'une différence de marche entre deux ondes émises par un laser et se propageant en sens inverse dans un même milieu soumis à rotation. Cette différence de marche, proportionnelle à la vitesse angulaire est mise en évidence par interférométrie.

Les relations qui lient vitesse et position d'une part ou vitesse et accélération d'autre part permettent de déterminer la vitesse par traitement des signaux délivrés par des capteurs de chacune de ces deux grandeurs.

La dérivation du signal d'un capteur analogique de position fournit une indication de vitesse : cependant la méthode présente des inconvénients :

- elle favorise l'apparition de parasites (aux discontinuités d'un potentiomètre, par exemple) ;
- elle augmente l'importance du bruit à fréquence élevée : un bruit $e_b = E_b \cdot \sin \omega_b t$ donnant par dérivation $e'_b = \omega_b \cdot E_b \cdot \cos \omega_b t$.

L'intégration du signal d'un capteur d'accélération est une autre méthode de détermination de la vitesse : utilisée en navigation, elle exige un équipement complexe (plate-forme inertielle).

9.1 Tachymètres électromagnétiques de vitesse angulaire

9.1.1 Génératrice tachymétrique à courant continu

■ Structure de base. Principe de fonctionnement

Les éléments constitutifs de la génératrice sont les suivants (figure 9.1) :

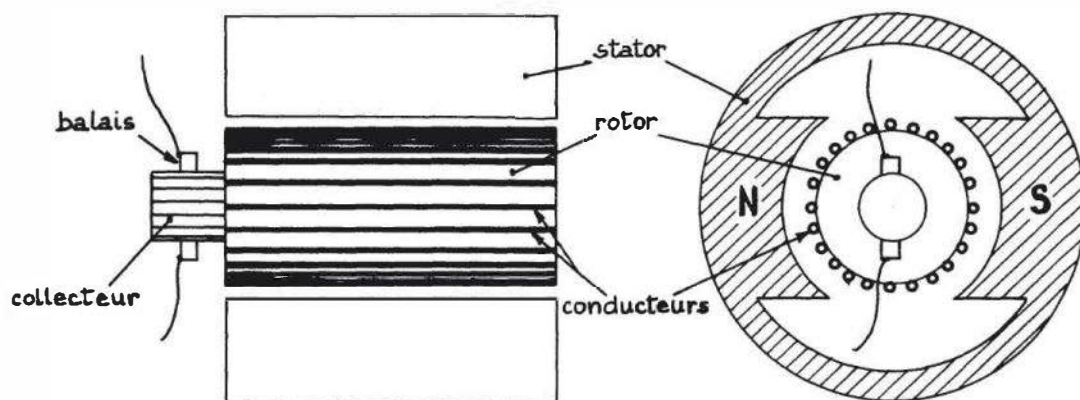


Figure 9.1 – Structure de principe d'une génératrice à courant continu.

- le stator ou inducteur, carcasse ferromagnétique portant 2 ou plus généralement $2p$ pièces polaires canalisant le champ d'induction magnétique produit soit par des bobinages parcourus par un courant (électroaimants) soit par des aimants permanents ;
- le rotor ou induit, cylindre de fer feuilleté tournant entre les pôles du stator, son axe étant confondu avec celui du stator ; à sa périphérie sont disposés, parallèlement à son axe et à l'intérieur d'encoches, $n = 2k$ conducteurs de cuivre ; ces

- conducteurs, dits actifs, sont reliés deux à deux à leurs extrémités par d'autres conducteurs, dits passifs, placés sensiblement le long de diamètres du rotor ;
- le collecteur, cylindre de même axe que le rotor mais de diamètre très inférieur et portant des lames de cuivre isolées entre elles et reliées chacune à un conducteur actif ;
 - les deux balais, reliés aux bornes de la génératrice et s'appuyant sur le collecteur, en contact avec deux lames diamétralement opposées, les balais sont placés le long de la ligne neutre, perpendiculairement à la direction moyenne de l'induction, de façon à recueillir la f.é.m. maximale.

Calcul de la f.é.m. dont est le siège un conducteur actif

Le j -ième conducteur actif ($0 \leq j \leq 2k - 1$) est le siège du fait de sa rotation d'une f.é.m. qui a pour valeur :

$$e_j = - \frac{d\phi_j}{dt}$$

où $d\phi_j$ est le flux coupé pendant l'intervalle de temps dt ,

$$d\phi_j = \overrightarrow{ds_c} \cdot \overrightarrow{B_j} = ds_c \cdot B_{jN},$$

ds_c étant la surface coupée pendant l'intervalle dt , $\overrightarrow{ds_c}$ étant un vecteur perpendiculaire à la surface ds_c et B_{jN} , la composante de $\overrightarrow{B_j}$ normale à ds_c .
La surface coupée a pour expression :

$$ds_c = \ell \cdot v \cdot dt$$

où ℓ est la longueur du conducteur actif et v sa vitesse linéaire soit $v = \omega r$, ω étant la vitesse angulaire du rotor et r son rayon.

On obtient finalement :

$$e_j = -\omega \cdot r \cdot \ell \cdot B_{jN}$$

et sur le conducteur actif j' diamétralement opposé, on a, par raison de symétrie :

$$e_{j'} = \omega \cdot r \cdot \ell \cdot B_{jN}$$

Calcul de la f.é.m. de l'ensemble des conducteurs, d'un même côté de la ligne neutre

À l'ensemble des k conducteurs à droite de la ligne neutre correspond la f.é.m. totale E_d :

$$E_d = - \sum_{j=0}^{j=k-1} \omega \cdot r \cdot \ell \cdot B_{jN} = - \frac{\omega}{2\pi} \cdot n \sum_{j=0}^{j=k-1} s \cdot B_{jN}$$

où $s = 2\pi \cdot r \cdot \ell / n$ est la surface entre deux conducteurs voisins, n étant le nombre de conducteurs actifs, et $\sum_{j=0}^{j=k-1} s \cdot B_{jN} = \phi_o$ est le flux issu du pôle inducteur.

Dans ces conditions, on peut écrire :

$$E_d = -\frac{\omega}{2\pi} \cdot n \cdot \phi_o = -N \cdot n \cdot \phi_o$$

où N est le nombre de tours par seconde du rotor ;
de même, à l'ensemble des conducteurs à gauche de la ligne neutre correspond la f.é.m. E_g :

$$E_g = \frac{\omega}{2\pi} \cdot n \cdot \phi_o = N \cdot n \cdot \phi_o.$$

Le principe de bobinage consiste à relier entre eux les $2k$ conducteurs de façon à constituer deux ensembles identiques de k conducteurs en série, les deux ensembles étant montés en opposition et délivrant donc chacun une f.é.m. E telle que :

$$E = \frac{\omega}{2\pi} \cdot n \cdot \phi_o = N \cdot n \cdot \phi_o.$$

Cette f.é.m. est disponible en établissant la liaison au circuit extérieur par l'intermédiaire de deux balais placés le long de la ligne neutre et diamétralement opposés sur le collecteur.

Dans un cas plus général, la génératrice étant constituée :

- de $2p$ pôles inducteurs traversés chacun par le flux ϕ_o ,
 - de n conducteurs d'induit connectés en $2a$ voies d'enroulement en parallèle,
- la f.é.m. délivrée a pour valeur :

$$E = \frac{\omega}{2\pi} \cdot \frac{p}{a} \cdot n \cdot \phi_o.$$

C'est sur cette proportionnalité de la f.é.m. E et de la vitesse angulaire ω que repose l'emploi des génératrices à courant continu en tachymètres et c'est l'un de leurs avantages, par rapport aux autres capteurs tachymétriques, que de délivrer un signal qui change de signe en même temps que le sens de rotation.

■ Réaction d'induit

La f.é.m. dont est le siège l'induit provoque, lorsqu'il est relié à un circuit extérieur, la circulation d'un courant I qui parcourt en sens inverse les conducteurs actifs situés de part et d'autre de la ligne neutre.

En associant deux à deux les conducteurs symétriques par rapport à la ligne neutre on constate qu'ils créent une induction perpendiculaire à la ligne des pôles et proportionnelle à I : cette induction transversale est dite de réaction d'induit.

La réaction d'induit provoque une distorsion des lignes de force de l'induction entraînant un décalage de la ligne neutre dans le sens du mouvement. La f.é.m. étant maximale le long de la ligne neutre, la f.é.m. qui est recueillie par des balais fixes calés sur la ligne neutre primitive ($I = 0$) est donc diminuée lorsque circule un courant I et cela d'autant plus que I est plus intense.

■ Caractéristiques de fonctionnement

Dans le fonctionnement à vide ($I = 0$), la f.é.m. de la génératrice a pour expression générale :

$$E = \omega \cdot k_e = \omega \cdot k_m \cdot \Phi_o$$

Φ_o étant le flux créé par l'inducteur, k_e et k_m étant des constantes pour une machine donnée.

Lorsque la génératrice est reliée à une charge R , elle débite un courant I qui entraîne :

- une chute interne de tension $R_i I$, R_i étant la résistance de l'induit ;
- une réaction d'induit qui diminue la f.é.m. de la génératrice d'autant plus que I est plus intense ; on peut écrire, k_r caractérisant l'importance de la réaction d'induit :

$$E = \omega \cdot k_m (\Phi_o - k_r I) = \omega \cdot k_m \cdot \Phi_o (1 - k_r I / \Phi_o)$$

soit :

$$E = \omega \cdot k_e (1 - \alpha_r I) \quad \text{où} \quad \alpha_r = k_r / \Phi_o.$$

La chute de tensions aux balais est de la forme :

$$v_b = e_b + R_b \cdot I$$

où e_b et R_b dépendent de la nature des contacts balais-collecteur.

Pour l'ensemble génératrice-charge, on a la relation :

$$E = (R_i + R + R_b) I + e_b$$

soit :

$$\omega k_e (1 - \alpha_r I) = (R_i + R + R_b) I + e_b$$

dont on déduit :

- **le courant dans la charge** : $I = \frac{\omega k_e - e_b}{R_i + R + R_b + \alpha_r \cdot \omega \cdot k_e}$;
- **la tension aux bornes de la charge** : $U = \frac{\omega k_e - e_b}{1 + \frac{R_i + R_b + \alpha_r \cdot \omega \cdot k_e}{R}}$.

Sur cette expression de U on constate que :

- la génératrice a une « zone morte », ne délivrant de tension que pour des vitesses supérieures à e_b / k_e ; les balais doivent donc être constitués de façon à minimiser la différence de potentiel de contact e_b ;
- la tension U n'est pas strictement une fonction linéaire de ω par suite de la réaction d'induit ; dans l'emploi en génératrice tachymétrique la non-linéarité est réduite :
 - en minimisant le courant I , par l'emploi d'une résistance de charge R élevée,
 - en limitant la vitesse de rotation,

- en utilisant des types de bobinages rotoriques à faible réaction d'induit.

La tension délivrée par la génératrice est habituellement spécifiée par la f.é.m. pour une vitesse de rotation de 1 000 tr/min et elle est désignée par K_E .

La linéarité du fonctionnement est définie à partir de l'écart maximum, à 3 600 tr/min, entre la tension à vide mesurée, U_M , et la tension calculée U_c qu'aurait la génératrice si elle était linéaire soit $U_c = 3,6 K_E$: on pose :

$$L = 100 \frac{U_M - U_c}{U_c} \%$$

L'effet de la réaction d'induit dépend du sens de rotation du rotor puisqu'elle entraîne un décalage de la ligne neutre dans le sens du mouvement ; pour des vitesses de rotation égales mais opposées, les flux agissant sur le rotor ne sont pas parfaitement identiques : les f.é.m. correspondantes ne sont donc pas exactement symétriques.

Soient K_E et K'_E les f.é.m. à vide à 1 000 tr/min pour chacun des sens de rotation ; la dissymétrie de la courbe $U = f(\omega)$ est caractérisée par la tolérance bidimensionnelle qui a pour expression :

$$100 \frac{K_E - K'_E}{K_E} \%$$

La tension U délivrée par la génératrice n'est pas rigoureusement constante mais elle comporte des composantes variables qui ont pour causes :

- l'excentricité éventuelle de l'induit et l'inhomogénéité de ses propriétés magnétiques entraînant une ondulation à la fréquence de rotation $\omega/2\pi$;
- les phénomènes liés à la commutation des lames de collecteur produisant une ondulation de fréquence $n_c \omega/2\pi$, n_c étant le nombre de lames. Ces ondulations peuvent en principe être réduites à l'aide de filtres LC ou RC, seule pouvant poser problème la composante de pulsation ω , aux faibles vitesses de rotation.

L'importance de l'ondulation aux bornes de la génératrice est spécifiée par la valeur du taux d'ondulation B , à une vitesse de rotation donnée :

$$B = 100 \frac{\Delta U}{U} \%$$

où ΔU est l'excursion crête à crête maximale de la tension U .

■ Types de réalisations

Afin d'éviter l'emploi d'une source électrique d'excitation, l'inducteur est constitué au moyen d'aimants permanents. Les matériaux généralement utilisés ainsi que les ordres de grandeur de leur induction rémanente B_r et de leur champ coercitif H_c sont indiqués ci-après.

- Ferrites durs qui sont des mélanges d'oxydes métalliques :
 B_r : 0,2 à 0,4 T ; H_c : 100 à 250 kA/m ;
- Alnico, alliage fer-nickel-cobalt-aluminium-cuivre :
 B_r : 0,8 à 1,3 T ; H_c : 50 à 80 kA/m ;

- Ticonal, alliage du type Alnico avec adjonction de titane :
 B_r : 0,7 à 0,8 T ; H_c : 120 à 160 kA/m ;
- Cobalt-Samarium (terre rare) :
 B_r : 0,8 à 1 T ; H_c : 600 à 700 kA/m.

Contrairement à l'Alnico et au Ticonal, les aimants en ferrite ou terre rare ne risquent pas de démagnétisation au démontage ; par contre l'Alnico et le Ticonal sont très peu sensibles à la température dans leur plage d'utilisation. Un classement dans l'ordre des coûts croissants est le suivant : ferrite, Alnico et Ticonal, terre rare. L'induit rotorique est de l'un des trois types suivants : rotor bobiné, rotor en cloche, rotor discoïdal.

La génératrice à rotor bobiné (*figure 9.2a*) a l'intérêt de pouvoir délivrer des tensions relativement importantes, de plusieurs dizaines de volts. Par contre, la réaction d'induit peut affecter sa linéarité et l'inductance L du bobinage, relativement importante, détermine une constante de temps L/R qui peut affecter la rapidité de réponse ; l'inertie mécanique peut être notable.

Le rotor en cloche est formé par le bobinage d'un fil sur un cylindre amagnétique creux tournant autour d'un noyau fixe (*figure 9.2b*). Ce mode de construction entraîne une réduction importante :

- de la réaction d'induit,
- de l'inductance L de l'induit,
- de l'inertie mécanique.

Le rotor discoïdal (*figure 9.2c*) comporte un disque isolant sur lequel sont appliqués des conducteurs lamellaires ; ce mode de réalisation est caractérisé en particulier, par la très faible valeur de la résistance d'induit qui entraîne une bonne immunité aux parasites extérieurs et qui autorise des courants relativement importants sans dégradation de la linéarité.

Dans le *tableau 9.1* sont indiquées, à titre de comparaison et d'exemples, les caractéristiques de ces trois types de génératrices.

Tableau 9.1 – Caractéristiques de divers types de génératrices tachymétriques à courant continu (Doc. C.E.M.).

	Rotor bobiné	Rotor cloche	Rotor disque
F.E.M. à vide à 1 000 tr/min : K_E (V)	10 à 60	3	3 ou 6
Tolérance bidirectionnelle K_E (%)	± 0,5	± 1,5	± 1,5
Linéarité rapportée à 3 600 tr/min : $L_{3\,600}$ (%)	< 0,15	0,1	0,05
Résistance d'induit à 25 °C (Ω)	10 à 350	36	1
Inductance d'induit (mH)	8 à 290	1,6	0,1
Moment d'inertie du rotor (g.cm ²)	1 400 – 1 500	5,3	350 – 1 500
Vitesse maximale (tr/min)	5 000	6 000	4 000
Masse (g)	1 500	700	1 000 – 1 500

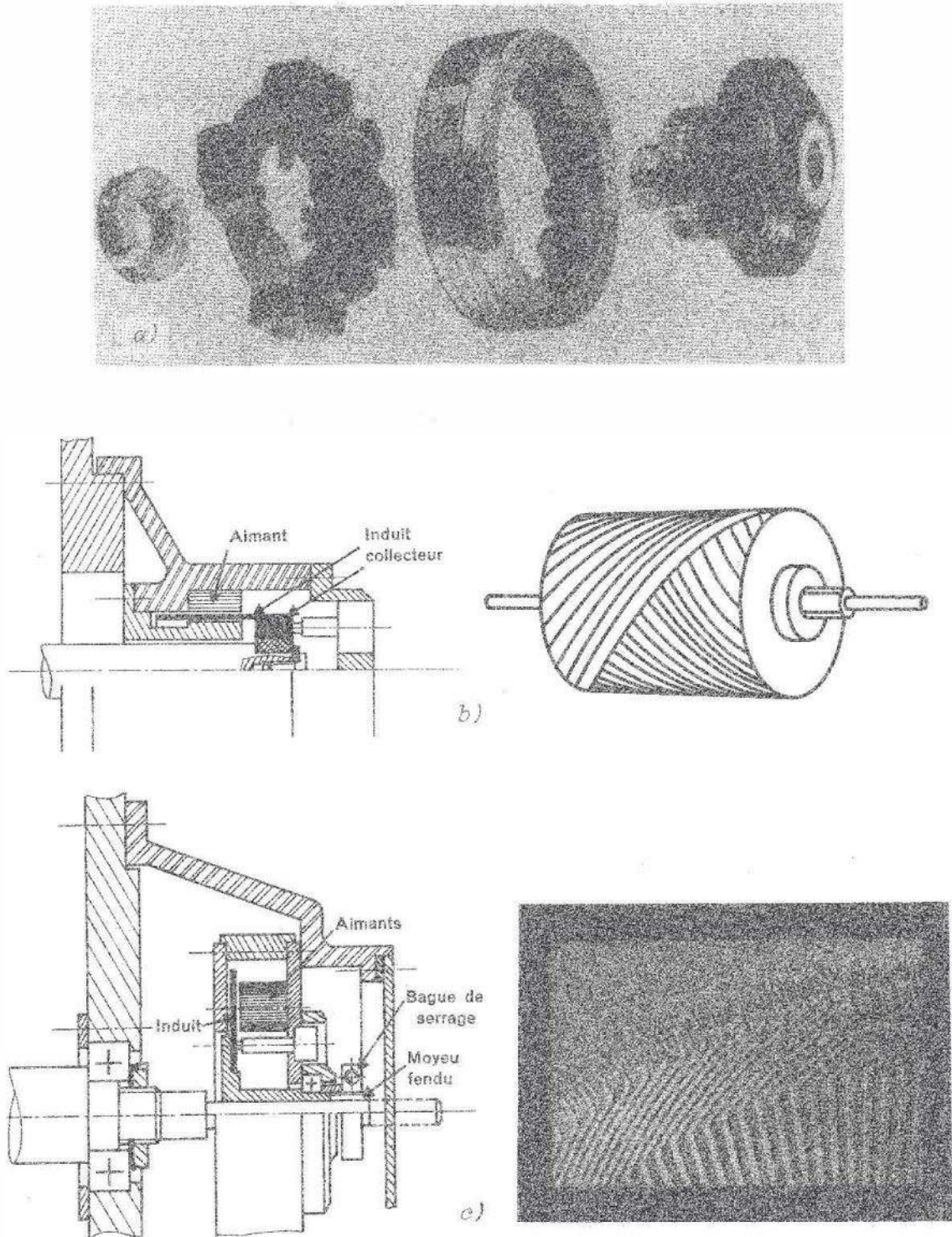


Figure 9.2 – Divers types de génératrices tachymétriques à courant continu :
 a) avec rotor bobiné (Doc. C.E.M.); b) avec rotor en cloche (Doc. C.E.M.) - exemple de réalisation du bobinage (Doc. Minimotor S.A.); c) avec rotor discoïdal – détail de l'induit (Doc. C.E.M.).

9.1.2 Générateurs tachymétriques à courant alternatif

Ce type de génératrices a l'intérêt de n'avoir ni collecteur ni balais : il en résulte un accroissement notable de la durée de vie, l'absence de chute de tension fluctuante aux balais, la suppression des parasites de commutation. Par contre, les circuits asso-

ciés sont généralement plus complexes, la détermination de l'amplitude nécessitant redressement et filtrage de la tension délivrée.

■ Génératrice synchrone

Il s'agit d'un petit alternateur. Le rotor, lié à l'axe dont on mesure la vitesse est constitué d'un aimant ou d'un ensemble d'aimants (*figure 9.3*). Le stator porte le bobinage induit, mono ou polyphasé qui est le siège d'une f.é.m. sinusoïdale dont l'amplitude et la fréquence sont proportionnelles à la vitesse de rotation ω du rotor soit :

$$e = E \sin \Omega t$$

où

$$E = k_1 \omega \quad \text{et} \quad \Omega = k_2 \omega$$

k_1 et k_2 étant des caractéristiques de la génératrice.

La valeur de ω peut donc être déduite soit de l'amplitude de la f.é.m. soit de sa fréquence.

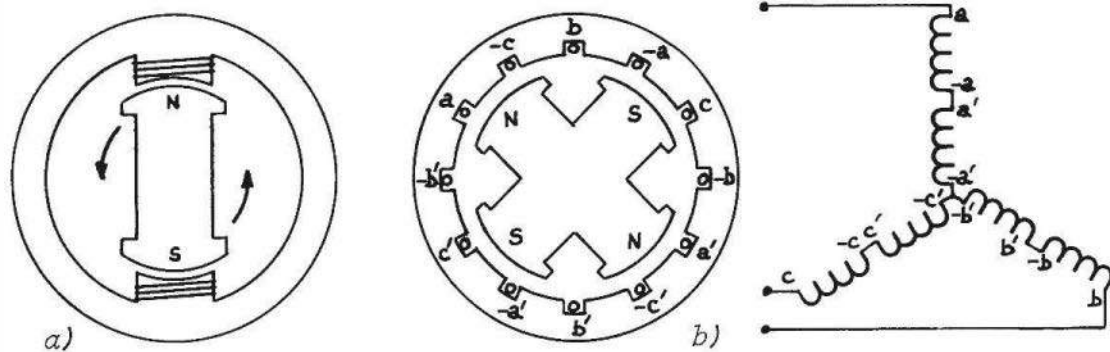


Figure 9.3 – Génératrice synchrone : a) monophasée à 2 pôles ; b) triphasée à 4 pôles et connexion en étoile des enroulements.

Exemples de caractéristiques.

Tachymètres à magnéto (fabricant Chauvin-Arnoux) :

Rotor : aimant permanent à 3 paires de pôles

Stator : monophasé

Type 64. Vitesse maximale : 3 000 tr/min

Tension : $24 \text{ V} \pm 1 \%$, 50 Hz à 1 000 tr/min

Type 64GV. Vitesse maximale : 6 000 tr/min

Tension : $24 \text{ V} \pm 1 \%$, 200 Hz à 4 000 tr/min

Détermination de la vitesse à partir de l'amplitude de la f.é.m

L'induit a une impédance interne Z_i : $Z_i = R_i + jL_i\Omega$, R_i et L_i étant respectivement sa résistance et son inductance.

La tension aux bornes de l'induit chargé par une résistance R a pour module :

$$U = \frac{R \cdot E}{\sqrt{(R + R_i)^2 + (L_i\Omega)^2}} = \frac{R \cdot k_1 \omega}{\sqrt{(R + R_i)^2 + (k_2 L_i \omega)^2}}$$

La tension U n'est donc pas, dans le cas général, fonction linéaire de ω . L'utilisation de la génératrice en tachymètre exige que sa résistance de charge R demeure très supérieure à l'impédance de la bobine et cela aux vitesses ω les plus élevées, de façon que U soit pratiquement égal à E .

La tension délivrée est redressée et filtrée afin d'obtenir une tension continue proportionnelle : celle-ci est indépendante du sens de rotation. L'efficacité du filtre diminue en même temps que la fréquence : le taux d'ondulation augmente donc aux faibles vitesses de rotation fixant une limite inférieure d'emploi. En outre, la présence d'un filtre introduit une constante de temps qui dégrade la vitesse de réponse.

Détermination de la vitesse à partir de la fréquence de la f.é.m

La mesure de fréquence présente un intérêt lorsque le signal délivré par la génératrice synchrone doit être transmis à distance : l'atténuation apportée par la ligne est dès lors sans influence sur la mesure.

On décrit ici, à titre d'exemple, le tachymètre à transmission électrique fabriqué par Jaeger (figure 9.4).

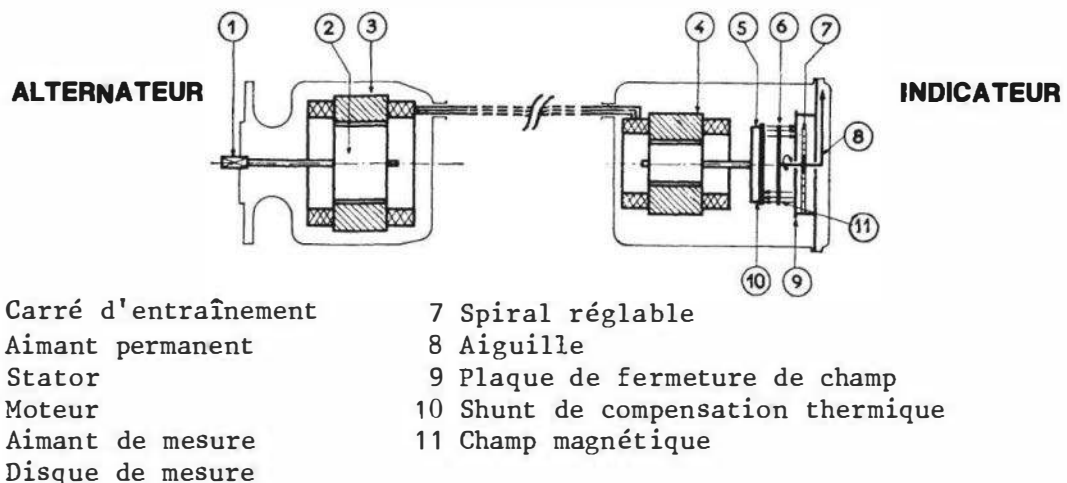


Figure 9.4 – Tachymètre à transmission électrique synchrone (Doc. Jaeger).

La génératrice est un alternateur triphasé dont chaque enroulement induit est relié à l'un des enroulements inducteurs d'un moteur synchrone. Il en résulte dans celui-ci un champ tournant à la même vitesse que le rotor de l'alternateur et entraînant en synchronisme le rotor du moteur qui est un aimant. Le rotor est lié à un second aimant dit de mesure qui tourne devant un disque métallique : ce dernier est le siège de courants de Foucault proportionnels à la vitesse de rotation de l'aimant de mesure et y produisant un couple moteur C_m proportionnel à la vitesse. Ce couple moteur d'après la loi de Lenz tend à entraîner le disque dans le sens du mouvement de l'aimant de mesure ; il est équilibré par le couple antagoniste d'un ressort spiral : la déviation α du disque est donc proportionnelle à la vitesse de rotation.

■ Génératrice tachymétrique asynchrone

La réalisation est semblable à celle du moteur asynchrone biphasé (figure 9.5) :

- le rotor est formé d'un cylindre métallique mince et amagnétique entraîné à la vitesse angulaire ω , objet de la mesure ; sa masse et son inertie sont très faibles ;

– le stator, en tôles magnétiques, porte deux enroulements en quadrature :
un enroulement d'excitation auquel est appliquée une tension v_e d'amplitude V_e et de pulsation ω_e très stables :

$$v_e = V_e \cos \omega_e t$$

un enroulement de mesure, siège d'une f.é.m. induite qui constitue le signal tachymétrique e_m car son amplitude est proportionnelle à ω :

$$e_m = E_m \cos(\omega_e t + \phi) = k\omega \cdot V_e \cdot \cos(\omega_e t + \phi)$$

où k est une constante pour une installation donnée.

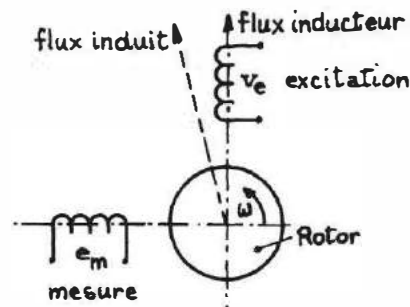


Figure 9.5 – Principe de la génératrice tachymétrique asynchrone.

Le déphasage ϕ varie de quelques degrés d'angle dans la plage de vitesse de la génératrice mais subit une discontinuité égale à π quand la rotation change de sens. À vitesse nulle, il apparaît une faible tension résiduelle aux bornes de l'enroulement de mesure ; elle est due aux imperfections de réalisation : asymétrie du rotor, hétérogénéité du circuit magnétique, quadrature imparfaite des enroulements.

Ordre de grandeur des caractéristiques métrologiques :

- domaine de mesure : 10 tr/min à $2 \cdot 10^4$ tr/min ;
- tension de mesure à 1 000 tr/min : 1 à 10 V ;
- écart de linéarité : 0,1 à 2 % de l'étendue de mesure ;
- tension résiduelle : 10 à 100 mV ;
- moment d'inertie du rotor : quelques $g \cdot cm^2$.

Mise à part sa très faible inertie, ce type de génératrice n'a pas de caractéristiques très remarquables ; en outre, elle nécessite l'emploi d'une source d'excitation très stable. Cependant ces génératrices ont l'intérêt de pouvoir être facilement intégrées dans des ensembles de régulation ou de commande où l'information est portée par l'amplitude de courants sinusoïdaux de fréquence fixe et comportant par exemple des dispositifs tels que : moteur biphasé à enroulement de commande, synchrodecteur, resolver, potentiomètre inductif.

9.2 Tachymètres électromagnétiques de vitesse linéaire

Lorsque le déplacement de la pièce étudiée est important, supérieur au mètre, la mesure de sa vitesse doit être ramenée à une mesure de vitesse angulaire soit, par

exemple, au moyen d'une roulette, soit en faisant porter la mesure sur une pièce tournante, partie du même dispositif et dont la vitesse de rotation est proportionnelle à la vitesse linéaire de déplacement : c'est ainsi que la vitesse d'une tôle à la sortie d'un laminoir peut être déduite de la vitesse de rotation des rouleaux.

Dans le cas de déplacements de faible amplitude, un capteur de vitesse est réalisable en associant un aimant et une bobine, l'un de ces éléments étant fixe, l'autre étant lié à la pièce en mouvement : leur mouvement relatif induit dans la bobine une f.é.m proportionnelle à la vitesse.

Lorsque la bobine est mobile, elle est déplacée dans le champ d'induction radiale d'un aimant toroïdal (figure 9.6) ; la f.é.m. dont elle est le siège a pour expression :

$$e = 2\pi \cdot r \cdot n \cdot B \cdot v = \ell \cdot B \cdot v$$

où r et n sont respectivement le rayon des spires et leur nombre,

$\ell = 2\pi \cdot r \cdot n$ est la longueur du fil de la bobine,

B est la valeur de l'induction,

v est la vitesse de déplacement.

Le déplacement maximum est de quelques mm, la sensibilité est de l'ordre du volt par mètre par seconde et l'écart de linéarité d'environ $\pm 10\%$.

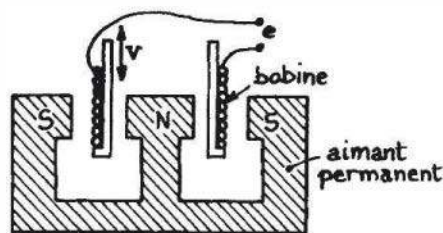


Figure 9.6 – Principe d'un capteur à bobine mobile.

Pour des amplitudes de déplacement plus importantes, pouvant atteindre 0,5 m c'est l'aimant, solidaire de la pièce mobile, qui se déplace selon l'axe d'un ensemble de deux bobines (figure 9.7a).

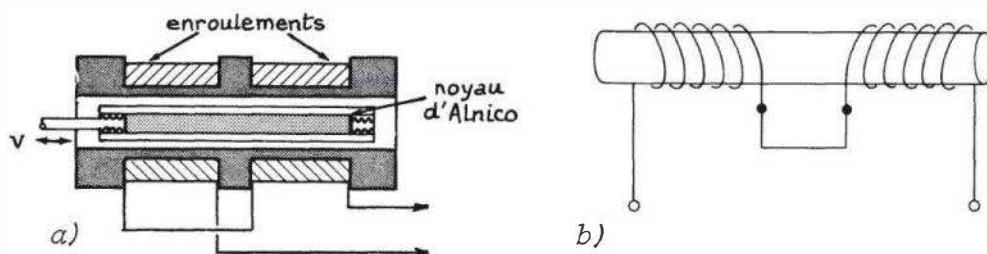


Figure 9.7 – Capteur de vitesse à aimant mobile : a) constitution ; b) connexion des bobines de mesure (Doc. Schaevitz).

Les f.é.m d'induction produites dans chacune des bobines par le déplacement de l'aimant sont proportionnelles à sa vitesse et elles sont de signe contraire lorsque les pôles opposés s'y déplacent : c'est pourquoi les deux bobines sont montées en série-opposition (figure 9.7b) de façon à obtenir dans ce cas une f.é.m. non nulle.

Exemple de caractéristiques métrologiques.

Capteur de vitesse linéaire 7L20VT.Z (fabricant Schaevitz) :

- course maximum : 500 mm ;
- sensibilité : 4,8 mV par mm par s ;
- linéarité : ± 1 % de la tension de sortie.

9.3 Tachymètres de vitesse angulaire à impulsions

Le corps d'épreuve est fréquemment un disque solidaire de l'arbre dont la vitesse de rotation est à déterminer. Ce disque a une configuration périodique, sa surface étant divisée en p secteurs égaux, chacun portant un repère caractéristique : trou, fente, denture. On peut utiliser aussi comme corps d'épreuve toute pièce tournante à structure périodique : pignon, arbre cannelé, roue à aubes, etc.

Un capteur approprié placé en regard du corps d'épreuve détecte le passage discontinu de ses repères et délivre à chacun d'eux un signal impulsionnel. La fréquence f des impulsions délivrées par le capteur a pour valeur :

$$f = p \cdot N \text{ (Hz)}$$

où N est le nombre de tours par seconde du corps d'épreuve et p est le nombre de repères qu'il porte.

Le choix d'un type de capteur adapté est lié à la nature de la pièce tournante et des repères qu'elle porte ; on utilise, selon les cas, soit l'un parmi les divers types de capteurs de proximité (§ 7.6), soit un capteur optique :

- le capteur à réluctance variable doit être associé à une pièce tournante ferromagnétique dont les repères sont des discontinuités magnétiques ;
- le capteur à courants de Foucault ou le capteur capacitif sont sensibles à la variation de la distance de corps conducteurs en regard ;
- les capteurs à effet Hall ou à magnétorésistance requièrent que la pièce tournante entraîne dans son mouvement un ou plusieurs aimants ou bien fasse périodiquement écran magnétique entre un aimant fixe et le capteur ;
- un capteur optique et une source lumineuse permettent de détecter le défilement de repères qui constituent des discontinuités optiques : trous, fentes, surfaces réfléchissantes.

L'intérêt des tachymètres à impulsions réside :

- d'une part, dans leur simplicité, leur robustesse, leur bonne tenue en atmosphères hostiles (rayonnements nucléaires par exemple) ;
- d'autre part, dans le fait que l'information est portée par la fréquence ce qui lui assure une certaine immunité vis-à-vis de diverses causes de dégradation : bruits, parasites, atténuation de transmission ; en outre, la conversion sous forme numérique est simplifiée.

Le conditionneur est soit un fréquencemètre numérique, soit un convertisseur fréquence-tension ; ce dernier est constitué des éléments suivants :

- un étage adaptateur d'impédances et de mise en forme des signaux, trigger de Schmitt par exemple,

- un circuit monostable qui, à chaque impulsion délivrée par l'étage précédent fournit une impulsion d'amplitude et de durée T_o constantes ; cette durée doit évidemment être plus courte que la période de répétition la plus brève,
- un filtre passe-bas dont la tension de sortie est la composante continue, valeur moyenne des impulsions émises par le monostable et qui est proportionnelle à $f \cdot T_o$. L'abaissement de la fréquence de coupure du filtre réduit l'ondulation en sortie mais accroît la constante de temps et donc le temps de réponse.

9.3.1 Capteur à réluctance variable

La bobine détectrice a son noyau magnétique soumis au flux d'induction d'un aimant permanent ; elle est placée en regard d'un disque (roue polaire) ou d'une pièce tournante ferromagnétique. Le défilement des discontinuités magnétiques (dents, fentes, trous) portées par le disque ou la pièce en rotation provoque une variation périodique de la réluctance du circuit magnétique de la bobine qui induit dans celle-ci une f.é.m. d'induction de fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation (*figure 9.8*).

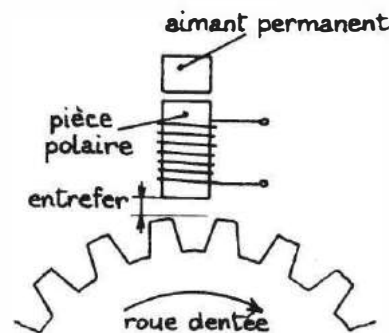


Figure 9.8 – Principe du tachymètre à réluctance variable.

L'amplitude de cette f.é.m. dépend :

- de la distance bobine-pièce tournante et elle diminue rapidement avec l'augmentation de cette distance qui ne peut en général dépasser quelques mm ;
- de la vitesse de rotation : elle est en principe proportionnelle à cette vitesse ; aux faibles vitesses, l'amplitude peut être trop petite pour être détectée d'où une « zone morte » où aucune mesure n'est possible. Cette zone est d'autant plus étendue que la distance bobine-pièce tournante est plus grande. Aux vitesses élevées, l'accroissement des pertes entraîne une limitation de l'amplitude.

L'étendue de mesure dépend du nombre p de discontinuités magnétiques portées par la pièce tournante, nombre de dents d'une roue polaire par exemple.

La vitesse minimale mesurable est d'autant plus basse que p est plus grand ; la vitesse maximale mesurable est d'autant plus élevée que p est plus faible.

Exemples de plages de mesure :

- 50 tr/min à 500 tr/min avec une roue polaire de 60 dents,
- 500 tr/min à 10 000 tr/min avec une roue polaire de 15 dents.

Ce type de capteur, placé à l'extérieur d'une enceinte, permet de déterminer la vitesse d'un disque tournant à l'intérieur, à condition que la paroi soit amagnétique et que la distance bobine-disque demeure faible.

9.3.2 Capteur à courants de Foucault

Ce type de capteur est utilisable en regard d'une pièce tournante métallique non ferromagnétique. La bobine, qui est la tête de mesure, constitue l'inductance du circuit d'accord d'un oscillateur sinusoïdal. L'approche d'un conducteur métallique modifie les caractéristiques L et R de la bobine (§ 7.6.2) entraînant le blocage de l'oscillateur. La rotation d'une roue dentée devant la bobine produit au passage de chaque dent l'interruption de l'oscillation qui est détectée, par exemple, par la modification du courant d'alimentation de l'oscillateur. Le signal correspondant a une fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation et son amplitude, n'étant pas ici déterminée par la loi de Faraday, est indépendant de cette vitesse. Il en résulte que ce type de capteur n'a pas de zone morte et est donc utilisable aux très faibles vitesses.

9.3.3 Tachymètre optique

Sous sa forme la plus simple, il comprend une source lumineuse et un détecteur optique : photodiode ou phototransistor.

La pièce en rotation est :

- soit munie de repères réfléchissants régulièrement espacés sur une circonférence et vers lesquels est dirigé le faisceau lumineux ;
- soit associée à un disque, à secteurs alternativement translucides et opaques, placé entre source et détecteur (figure 9.9).

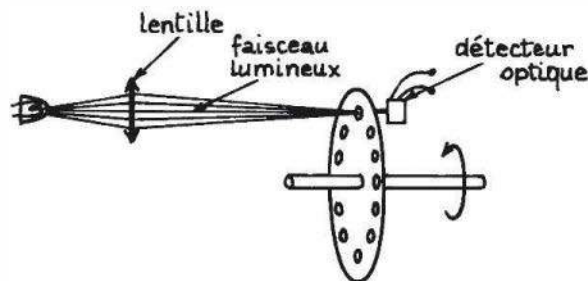


Figure 9.9 – Principe du tachymètre optique.

Le détecteur recevant un flux modulé par les discontinuités de réflexion ou de transmission, délivre un signal électrique de fréquence proportionnelle à la vitesse de rotation et d'amplitude indépendante de cette vitesse.

La gamme de vitesses mesurables dépend,

- d'une part, du nombre de discontinuités optiques (repères, fentes, secteurs translucides) portées par le disque ou la pièce en rotation,
- d'autre part, de la bande passante du détecteur et des circuits électriques associés.

Pour la mesure de faibles vitesses, par exemple 0,1 tr/min, on utilise des disques à très grand nombre de fentes (de 500 à quelques 10^3) ; pour la mesure des vitesses élevées, par exemple 10^5 à 10^6 tr/min dans le cas d'ultracentrifugeuses, le disque ne porte qu'une seule fente et c'est la fréquence de coupure électrique du circuit qui détermine la vitesse maximale mesurable.

L'utilisation d'un disque à deux pistes décalées d'un quart de période spatiale (générateur incrémental optique § 7.4.2) permet la détermination du sens de rotation.

9.4 Gyromètres

Les gyromètres sont des dispositifs qui, embarqués sur des mobiles (avions, fusées) permettent la détermination de leur vitesse angulaire.

Selon la nature du phénomène physique mis en jeu on distingue :

- le gyromètre mécanique basé sur les propriétés du gyroscope,
- les gyromètres optiques à laser et à fibre optique qui reposent sur des phénomènes de propagation d'ondes.

9.4.1 Gyromètre à gyroscope

Le gyroscope est formé d'un rotor ou toupie, monté dans un cadre et qui, entraîné par un moteur, tourne à grande vitesse ($\cong 10^4$ tr/min) autour d'un axe $Y'Y$ (figure 9.10).

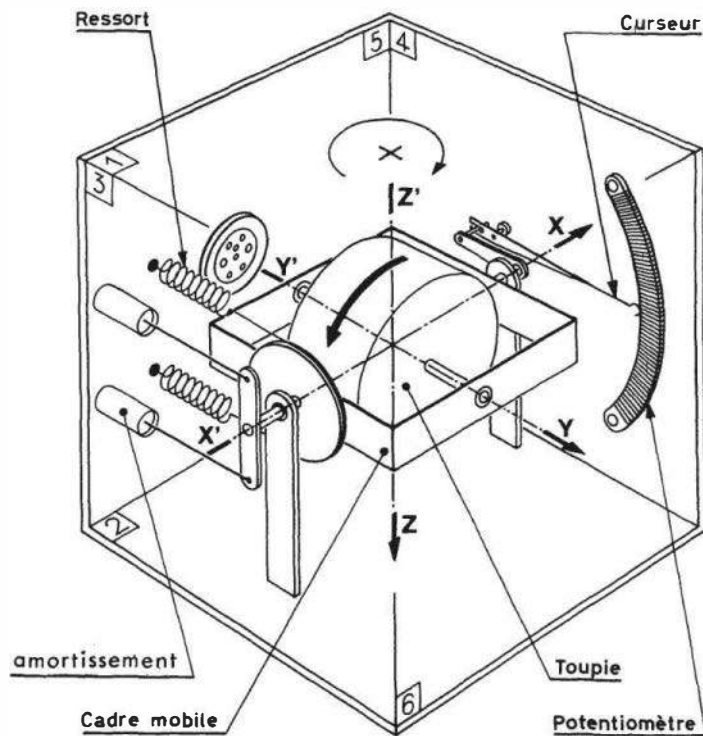


Figure 9.10 – Constitution d'un gyromètre à gyroscope (Doc. SFIM).

La vitesse de rotation $\vec{\omega}$ à mesurer doit avoir pour direction l'axe $Z'Z$ perpendiculaire à $Y'Y$; cette vitesse entraîne l'apparition d'un couple \vec{C}_g proportionnel à ω , de direction $X'X$ perpendiculaire aux axes $Y'Y$ et $Z'Z$ et tendant à faire tourner le cadre du gyroscope. Le couple \vec{C}_g est équilibré par un couple de rappel élastique \vec{C}_r fourni par deux ressorts et proportionnel à l'angle α dont le cadre a tourné. À l'équilibre on a :

$$C_r = C_g$$

avec

$C_r = k\alpha$, k étant la constante de rappel des ressorts,

$C_g = \omega H$, H étant le moment cinétique du rotor.

On en déduit :

$$\alpha = \omega \cdot \frac{H}{k}$$

L'angle α de rotation du cadre du gyroscope est proportionnel à la vitesse angulaire ω à mesurer ; l'angle α est converti en un signal électrique proportionnel au moyen d'un potentiomètre.

Ordre de grandeur des caractéristiques métrologiques (Doc. SFIM.) :

- étendue de mesure (E.M.) : de $\pm 7^\circ/\text{s}$ à $\pm 360^\circ/\text{s}$;
- sensibilité moyenne : de $57 \Omega/^\circ/\text{s}$ à $1,11 \Omega/^\circ/\text{s}$;
- écart de linéarité : $< \pm 1,5 \%$ de E.M. ;
- erreur de mobilité : $< \pm 1 \%$ de E.M. ;
- erreur d'hystérésis : $< \pm 0,5 \%$ de E.M. ;
- seuil de détection : $0,5 \%$ de E.M. ;
- rapidité : fréquence propre comprise entre 6 Hz et 27 Hz.

9.4.2 Gyromètres optiques

□ Principe

Lorsqu'une onde lumineuse se propage dans un milieu en mouvement, la distance qu'elle parcourt n'est pas la même selon que sa propagation s'effectue dans le sens du mouvement ou en sens contraire.

Soient, par exemple, deux miroirs M_1 et M_2 , distants de L , entre lesquels se propage une onde lumineuse.

Si les miroirs sont immobiles, la distance parcourue par l'onde est la même de M_1 vers M_2 , soit d_{12} , ou de M_2 vers M_1 , soit d_{21} :

$$d_{12} = d_{21} = L.$$

Lorsque les deux miroirs se déplacent en translation à la vitesse \vec{V} , dirigée par exemple de M_1 vers M_2 ,

- le trajet d_{12} est augmenté car M_2 tend à s'éloigner du front de l'onde :

$$d_{12} = L \left(1 + \frac{V}{c} \right)$$

- où $V \ll c$, vitesse de la lumière ;
- le trajet d_{21} est réduit car M_1 se rapproche du front de l'onde :

$$d_{21} = L \left(1 - \frac{V}{c} \right).$$

La différence des trajets est proportionnelle à la vitesse V :

$$d_{12} - d_{21} = 2L \frac{V}{c}.$$

Lorsque le parcours des deux ondes s'effectue en sens inverse le long d'un cercle (rayon r , périmètre $L = 2\pi r$) mis en rotation à la vitesse angulaire ω , la différence des trajets a pour expression :

$$d_{12} - d_{21} = 2L \frac{r\omega}{c}.$$

□ Réalisations

Lorsque le milieu en rotation (*figure 9.11a*) constitue la cavité résonnante d'un laser (§ 5.4.3.2), les deux ondes qui la parcourent en sens inverse donnent naissance, du fait de la différence de leurs trajets, à deux faisceaux laser de fréquences différentes. La superposition de ces deux faisceaux produit un battement dont la fréquence Δf est proportionnelle à la vitesse de rotation :

$$\Delta f = \frac{4A\omega}{L\lambda}$$

où A est l'aire enclose par la cavité résonnante et L son périmètre, λ est la longueur d'onde moyenne du rayonnement émis.

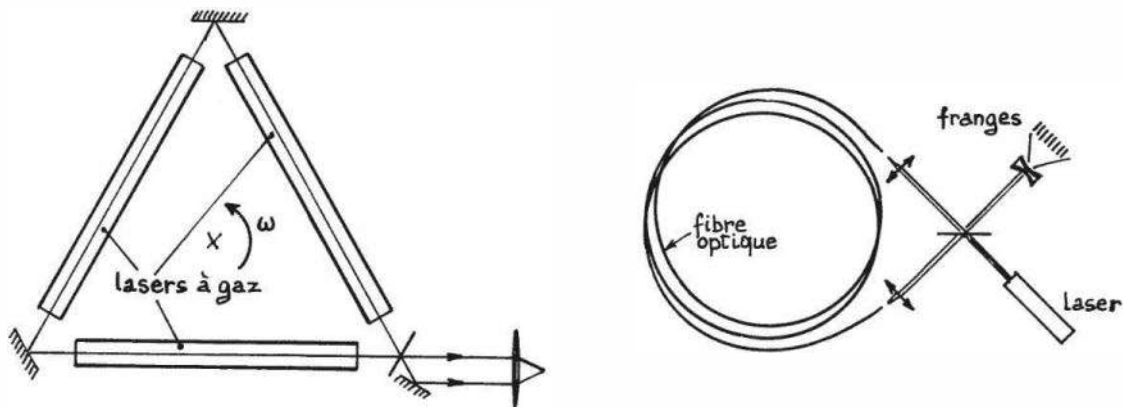


Figure 9.11 – Gyromètre optique : a) à laser ; b) à laser et fibre optique.

Ce dispositif, qui est le gyromètre à laser, permet la mesure de vitesses angulaires très faibles, 10^{-2} degré d'angle par heure.

Dans un autre type de gyromètre, on fait parcourir en sens inverse, par deux faisceaux issus d'un même laser, une fibre optique soumise à la rotation à mesurer (*figure 9.11b*).

À la sortie de la fibre, les deux faisceaux interfèrent : le comptage du nombre ΔZ de franges déplacées par la mise en rotation de la fibre permet la mesure de la vitesse :

$$\Delta Z = \frac{2Lr\omega}{\lambda c}$$

où L est la longueur de fibre et λ la longueur d'onde du rayonnement laser.
Ce type de gyromètre, dit à fibre optique, grâce à l'accroissement de L qu'entraîne un enroulement multitour de la fibre, doit permettre la mesure de vitesses angulaires environ cent fois plus faibles encore que celles mesurables par le gyromètre à laser.

Bibliographie

■ Ouvrage

Armenski E., Falk G., *Micromachines électriques*, Moscou, Editions Mir, 1977.

■ Périodiques

Bost E., « Génératrices tachymétriques modernes », *Rev. Techn. CEM* n° 89, 1974.

Geiger W. et al., « A new silicon rate gyroscope », *Sensors and Actuators A*, 73, 1999, p. 45.

Li Xinxin et al., « A micromachined piezoresistive angular rate sensor with a composite beam structure », *Sensors and Actuators A*, 73, 1999, p. 217.

Vali V., Shorthill R., « Fiber ring interferometer », *Appl. Opt.* 15, 1976, p. 1099.

10 • CAPTEURS DE FORCE, PESAGE, COUPLE

La force est définie par la loi fondamentale de la Dynamique : $\vec{F} = M\vec{\gamma}$ où M est la masse (kg) soumise à la force \vec{F} (N) et γ (ms^{-2}) est l'accélération résultante.

Cette relation, plutôt qu'à la détermination de la force à partir d'une mesure d'accélération, est utilisée à la détermination de l'accélération à partir d'une mesure de force (chapitre 11).

La mesure d'une force inconnue est effectuée en réalisant un équilibre entre cette force et une force antagoniste en sorte que, leur résultante et leur moment résultant étant nuls, le dispositif auquel ces forces sont appliquées et qui constitue le dynamomètre demeure au repos.

Un capteur dynamométrique est constitué d'un corps d'épreuve soumis à la force inconnue et subissant de ce fait une déformation qui est à l'origine de la force antagoniste : dans le domaine élastique, il y a proportionnalité entre déformation et force (Loi de Hooke).

La déformation et donc la force peuvent être mesurées :

- directement à l'aide de jauges extensométriques ou de capteurs de déplacement,
- indirectement, si l'une des propriétés électriques du matériau constituant le corps d'épreuve dépend de sa déformation : matériau piézoélectrique ou magnétostrictif.

Le poids P d'un corps est la force subie dans le champ de la pesanteur terrestre :

$$\vec{P} = M \vec{g}$$

g étant l'accélération de la pesanteur dont la valeur dépend du lieu et plus précisément de sa latitude, de son altitude et dans une très faible proportion ($< 10^{-5}$) des structures géologiques sous-jacentes.

En fonction de la latitude ϕ , l'accélération de la pesanteur au niveau de la mer, $g_o(\phi)$, est donnée par la formule :

$$g_o(\phi) = g_e \cdot (1 + 5,2884 \cdot 10^{-3} \sin^2 \phi - 5,9 \cdot 10^{-6} \sin^2 2\phi)$$

où $g_e = 9,78049 \text{ m}\cdot\text{s}^{-2}$ est la valeur de g_o à l'équateur.

En un lieu d'altitude h , la valeur de l'accélération de la pesanteur se déduit de la formule :

$$g(\phi, h) = g_o(\phi) \cdot (1 - \alpha h) \quad \text{avec} \quad \alpha \cong 2 \cdot 10^{-7} \text{ m}^{-1}.$$

La mesure du poids est, en fait, généralement effectuée pour déterminer la masse d'un objet : cette opération de pesage a une importance économique considérable. Inversement, l'utilisation de masses connues en un lieu où g est connu permet de disposer de forces connues : c'est le principe de l'étalonnage des dynamomètres à l'aide des machines à masses suspendues. Le champ d'application des capteurs dynamométriques est très vaste : industries mécaniques, robotique, biomécanique et les étendues de mesure vont d'une fraction de N à quelques 10^7 N.

10.1 Capteurs piézoélectriques

10.1.1 La piézoélectricité

■ Définitions

Le phénomène de piézoélectricité consiste en l'apparition d'une polarisation électrique, ou la variation d'une polarisation déjà existante dans certains diélectriques anisotropes naturels (quartz, tourmaline...) ou artificiels (sulfate de lithium, quartz de synthèse, céramiques traitées...) lorsqu'ils sont déformés sous l'effet d'une force de direction convenable. Si l'on constitue un condensateur en déposant une paire d'armatures sur les faces opposées d'une lame piézoélectrique, il apparaît sous l'influence d'une force des charges de signes contraires sur les armatures opposées et donc une différence de potentiel, proportionnelle à la force appliquée. Un tel dispositif permet la mesure des forces, et de toute grandeur physique susceptible de s'y ramener : pression, accélération, vibrations et il constitue donc un capteur piézoélectrique.

L'effet piézoélectrique est réversible : soumis à un champ électrique de direction convenable, un matériau piézoélectrique se déforme ; il peut en particulier être excité à sa résonance mécanique, qui est très aiguë. Cette propriété trouve application dans la réalisation de générateurs d'ultrasons, filtres, ainsi que le pilotage d'oscillateurs ; il en résulte la possibilité de réaliser un autre type de capteurs piézoélectriques, utilisant en particulier le quartz, dont la résonance se produit à une fréquence qui est sensible à diverses grandeurs physiques (température § 6.7, pression § 13.5.5.2) susceptibles d'être le mesurande du capteur ainsi constitué.

■ Rôle de la symétrie cristalline

Dans tout diélectrique, l'application d'un champ électrique entraîne un déplacement des charges liées à partir de leur position d'équilibre ; l'apparition ou la modification des moments dipolaires qui en résulte s'accompagne d'une variation des dimensions géométriques. Si la configuration cristalline du diélectrique présente un centre de symétrie, le phénomène est quadratique, proportionnel au carré du champ ; il s'agit le plus souvent d'une contraction, désignée par le terme d'**électrostriction**.

Si la configuration cristalline est dépourvue de centre de symétrie, l'effet géométrique est du premier degré : c'est l'**effet piézoélectrique inverse**, d'amplitude très supérieure à celle de l'électrostriction. Dans ce cas, une polarisation à l'échelle macroscopique existe souvent dans le matériau, qui est alors dit polaire ; cette polarisation est susceptible de varier non seulement sous l'effet d'une contrainte (**piézoélec-**

tricité directe), mais aussi par suite de changements de température, donnant naissance à l'**effet pyroélectrique**. Tout corps pyroélectrique est donc piézoélectrique, mais la réciproque n'est pas vraie car la pyroélectricité exige la présence préalable d'une polarisation macroscopique.

Dans certains matériaux pyroélectriques, la polarisation élémentaire peut s'inverser sous l'action d'un champ électrique appliqué ; ce sont les corps ferroélectriques. Un exemple est fourni par le titanate de baryum (BaTiO_3) dont la *figure 10.1* représente la maille élémentaire. On y distingue un octaèdre d'ions oxygène O^{2-} contenant un ion Ti^{4+} . La distribution de potentiel à l'intérieur de la maille est telle que l'ion Ti^{4+} se décale légèrement en direction de l'un des six atomes d'oxygène ; six positions d'équilibre sont a priori possibles. L'on est alors en présence d'une maille tétragonale, dépourvue de centre de symétrie. Les barycentres des charges + et - y sont distincts et, à l'échelle macroscopique, il existe une polarisation spontanée dans le cristal. Toutefois, la minimisation de l'énergie totale entraîne la division du cristal en domaines. La polarisation est uniforme à l'intérieur d'un domaine, mais d'un domaine à l'autre son orientation varie parmi plusieurs directions possibles.

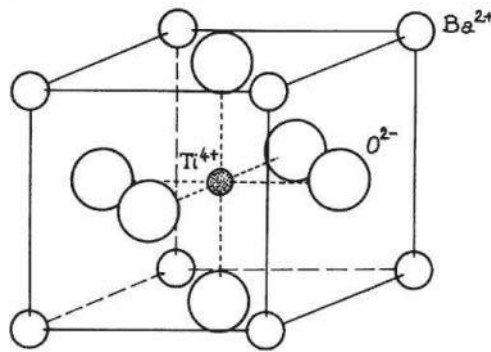


Figure 10.1 – Représentation schématisée idéalisée du réseau cristallin du titanate de baryum.

Un champ électrique extérieur tend à orienter les domaines dans sa direction ; sous l'effet d'un champ alternatif la polarisation décrit un cycle d'hystérésis (*figure 10.2*). La ferroélectricité disparaît au-dessus de la température de Curie T_c . C'est ainsi que le cristal de BaTiO_3 subit à $T_c = 120^\circ\text{C}$ une transition vers une phase de symétrie cubique centrée et cesse d'être ferroélectrique et piézoélectrique. Au refroidissement, une configuration multidomaine réapparaît sauf si la transition se produit en présence d'un champ électrique extérieur : le cristal est alors formé d'un unique domaine.

En résumé, les cristaux, selon leurs éléments de symétrie et leurs propriétés physiques, peuvent être classés comme indiqué ci-dessous :

$$32 \text{ classes cristallines } \left\{ \begin{array}{l} 21 \text{ classes non centrosymétriques,} \\ \text{dont 20 sont piézoélectriques :} \\ 11 \text{ classes à centre de symétrie} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} 10 \text{ classes non pyroélectriques} \\ 10 \text{ classes pyroélectriques} \\ \text{(dont les ferroélectriques)} \end{array} \right.$$

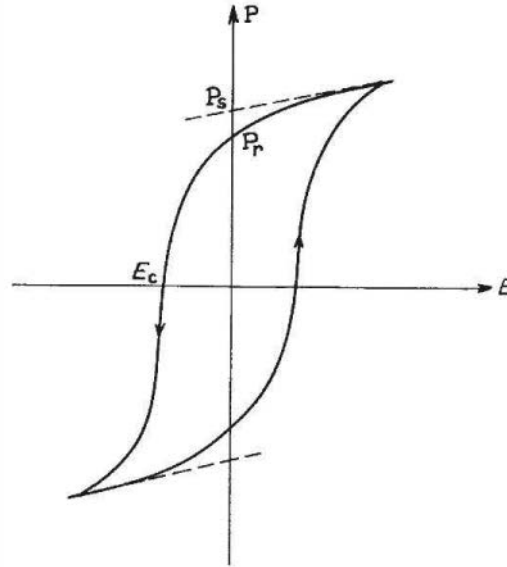


Figure 10.2 – Cycle d'hystérésis ferroélectrique d'une céramique.
 P_r : polarisation rémanente ; P_s : polarisation spontanée ; E_c : champ coercitif.

□ Cas du quartz

Un modèle classique mettant en évidence le mécanisme de la piézoélectricité est fourni par le quartz. Forme cristalline de la silice (SiO_2), le quartz appartient au système rhomboédrique. La forme générale de ses monocristaux et les ensembles d'axes utilisés pour repérer l'anisotropie de ses propriétés physiques ont été définis *figure 6.34*, § 6.7.1.

Pour schématiser la structure de l'édifice cristallin, on peut représenter la projection sur un plan perpendiculaire à l'axe optique OZ des 3 molécules de SiO_2 qui constituent une maille élémentaire ; les atomes d'oxygène y sont regroupés par deux faisant ainsi apparaître la forme hexagonale caractéristique du système cristallin.

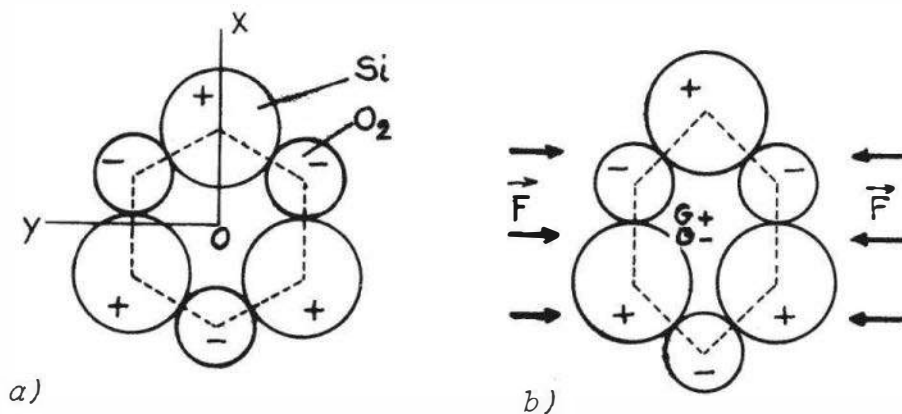


Figure 10.3 – Projection schématisée d'une maille élémentaire de quartz sur un plan perpendiculaire à l'axe optique : a) en l'absence de contrainte ; b) dans le cas d'une compression selon l'axe mécanique OY.

En l'absence de contrainte, les barycentres G_+ et G_- des charges positives et négatives des trois molécules SiO_2 coïncident : leur moment dipolaire résultant est nul (*figure 10.3a*). Si l'on exerce une force \vec{F} , par exemple une compression selon

OY, la structure se déforme (*figure 10.3b*) : contraction selon OY et allongement selon OX. Les barycentres G_+ et G_- des charges positives $(Si)_+$ et négatives $(O)_-$ ne coïncident plus ; il apparaît un moment dipolaire et donc des charges électriques superficielles : c'est l'effet piézoélectrique.

■ Diverses grandeurs en jeu. Notations

Le milieu piézoélectrique étant anisotrope, l'intensité et le signe de l'effet piézoélectrique dépendent :

- de la direction d'observation, donc de la position des faces collectrices de charges ;
- de l'orientation de la contrainte.

Le repérage se fait à l'aide d'un trièdre de référence orthogonal ($Oxyz$), dont l'orientation par rapport au réseau cristallin est telle que les coefficients utiles soient en nombre limité : pour le quartz, il s'agit du trièdre défini au § 6.7.1.

Les axes Ox , Oy , Oz sont souvent notés 1, 2, 3 respectivement.

□ Les grandeurs mécaniques

De façon générale les contraintes agissantes résultent de la combinaison de composantes axiales et de cisaillement : on note σ_{ij} la composante selon l'axe i ($i = x, y, z$) de la contrainte s'exerçant sur l'unité de surface perpendiculaire à l'axe j ($j = x, y, z$) dans un cube de matériau, de la part des éléments de matière voisins (*figure 10.4*).

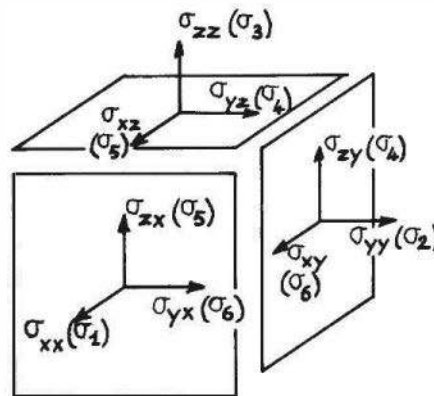


Figure 10.4 – Contraintes mécaniques agissant sur les trois faces « avant » d'un élément cubique.

On montre que $\sigma_{ij} = \sigma_{ji}$, ce qui permet d'alléger les notations :

composantes axiales	$\sigma_{xx} \rightarrow \sigma_1$	composantes de cisaillement	$\sigma_{yz} \rightarrow \sigma_4$
	$\sigma_{yy} \rightarrow \sigma_2$		$\sigma_{zx} \rightarrow \sigma_5$
	$\sigma_{zz} \rightarrow \sigma_3$		$\sigma_{xy} \rightarrow \sigma_6$

La *figure 10.5* montre deux exemples de contraintes simples agissant sur un élément cubique.

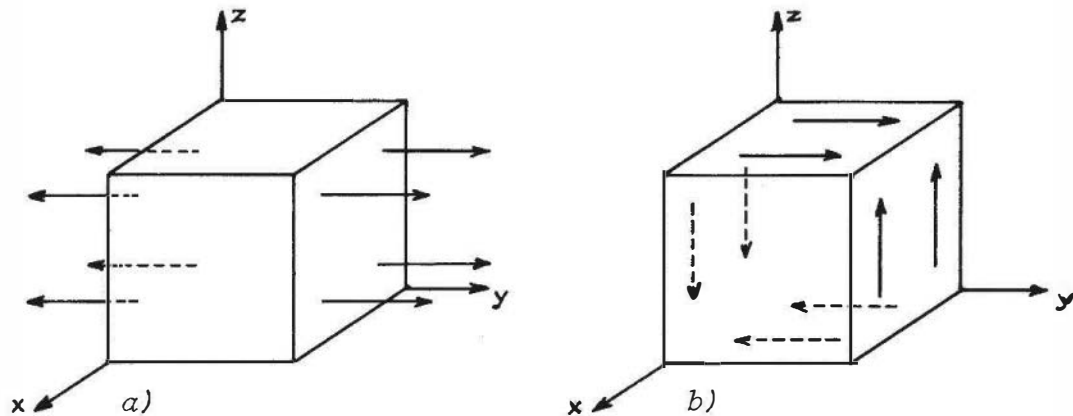


Figure 10.5 – Exemples typiques de contraintes simples agissant sur un élément : a) contrainte axiale σ_2 ; b) contrainte de cisaillement σ_4 .

□ Les grandeurs électriques

Dans un diélectrique, une polarisation, de valeur P par unité de volume, peut prendre naissance ou varier en raison de la présence d'un champ électrique macroscopique \vec{E} ou d'actions mécaniques, ou thermiques. L'état électrique du diélectrique est décrit par l'équation :

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}$$

où \vec{D} désigne le vecteur induction électrique.

Afin de mettre en évidence les propriétés des montages électriques utilisés (armatures en court-circuit ou en circuit ouvert), on considère un condensateur plan, dont le diélectrique est piézoélectrique, supposé sans fuite et soumis à une contrainte mécanique.

Si les armatures sont en court-circuit (*figure 10.6a*), le champ \vec{E} est nul dans le diélectrique. La polarisation apparue à cause des contraintes mécaniques développe, par influence, des charges sur les armatures en regard : un transfert d'électrons se produit de l'armature A_1 vers l'armature A_2 . Dans le matériau le champ dû aux charges portées par les armatures compense le champ dû aux dipôles : $\vec{E} = 0$ et $\vec{D} = \vec{P}$. La densité superficielle de charges libres sur chaque armature est égale à $\pm D$. Pour le milieu extérieur, l'effet piézoélectrique se manifeste par l'apparition de charges sous champ nul. Si les armatures sont en circuit ouvert, donc isolées (*figure 10.6b*), chacune d'entre elles porte une charge totale nulle et dans le diélectrique le champ est dû aux seuls dipôles :

$$\vec{E} = -\frac{\vec{P}}{\epsilon_0} \quad \vec{D} = 0$$

La valeur de la polarisation dépend à la fois de la contrainte mécanique et de ce champ. De même la déformation mécanique du matériau est fonction également de ce champ. L'effet piézoélectrique se manifeste donc par l'apparition à induction nulle d'une tension, circulation du champ \vec{E} entre les deux armatures.

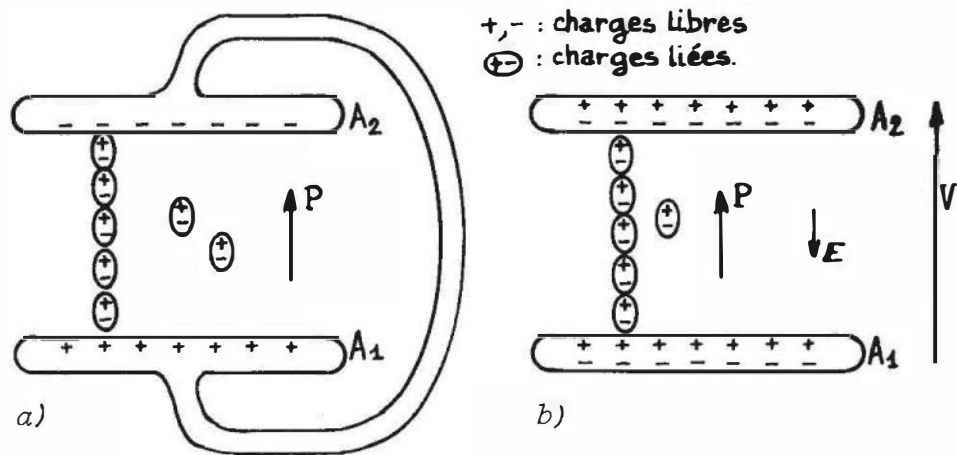


Figure 10.6 – Champ électrique macroscopique et polarisation dans le diélectrique d'un condensateur piézoélectrique soumis à une contrainte : a) condensateur en court-circuit ; b) condensateur en circuit ouvert.

■ Matrice des modules piézoélectriques

Généralement, on décrit l'effet piézoélectrique par une matrice de coefficients reliant, à champ nul, les contraintes (σ_1 à σ_6) et les densités q de charges libres apparaissant sur des armatures perpendiculaires aux axes Ox , Oy , Oz (ou 1, 2, 3). On a :

$$q_1 = d_{11}\sigma_1 + d_{12}\sigma_2 + d_{13}\sigma_3 + d_{14}\sigma_4 + d_{15}\sigma_5 + d_{16}\sigma_6$$

$$q_2 = d_{21}\sigma_1 + d_{22}\sigma_2 + d_{23}\sigma_3 + d_{24}\sigma_4 + d_{25}\sigma_5 + d_{26}\sigma_6$$

$$q_3 = d_{31}\sigma_1 + d_{32}\sigma_2 + d_{33}\sigma_3 + d_{34}\sigma_4 + d_{35}\sigma_5 + d_{36}\sigma_6$$

soit, en notation simplifiée :

$$q_m = d_{mn} \sigma_n$$

Chaque coefficient d_{mn} , ou module piézoélectrique, donne pour une direction m (1 à 3) la polarisation produite par une contrainte σ_n (n de 1 à 6) sous champ nul. Dans le tableau, lorsque le degré de symétrie de la classe cristalline du matériau est élevé, la plupart des coefficients d_{mn} sont nuls, les autres ayant des valeurs liées entre elles de façon simple. Ils sont tous nuls dans le cas des classes cristallines présentant un centre de symétrie : ces dernières ne sont pas piézoélectriques.

□ Exemple d'application : le quartz

Dans ce cas, on fait correspondre la direction 1 avec un axe électrique, la direction 2 avec l'axe mécanique qui lui est lié, et la direction 3 avec l'axe optique.

La matrice des modules piézoélectriques se réduit à :

$$\begin{vmatrix} d_{11} & -d_{11} & 0 & d_{14} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -d_{14} & -2d_{11} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

avec :

$$d_{11} \cong 2,3 \cdot 10^{-12} \text{ CN}^{-1}$$

$$d_{14} \cong -0,7 \cdot 10^{-12} \text{ CN}^{-1}$$

Soit une lame de quartz taillée perpendiculairement à l'axe électrique, d'épaisseur e et de dimensions L et l suivant les axes Oy et Oz respectivement (taille de Curie, *figure 10.7*), puis métallisée sur les faces perpendiculaires à Ox .

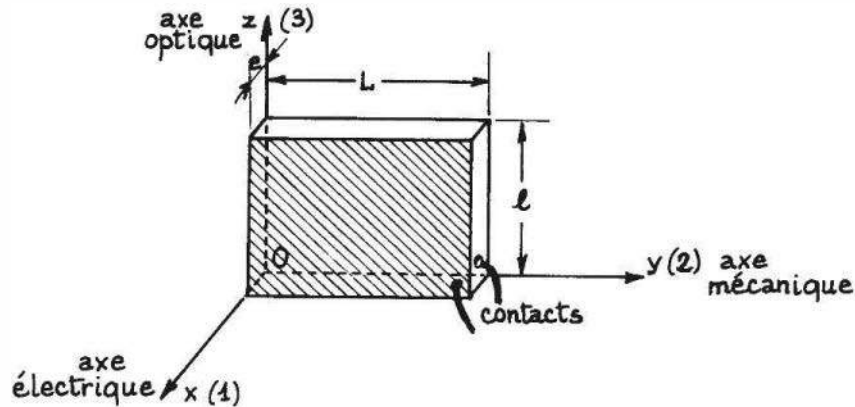


Figure 10.7 – lame de quartz en taille de Curie.

Effet longitudinal

Si on applique suivant Ox une force pressante F_1 (contrainte $\sigma_1 = \frac{F_1}{Ll}$), il apparaît sur les armatures une densité superficielle de charge :

$$q_1 = d_{11} \sigma_1$$

La charge totale Q_1 est proportionnelle à la force pressante :

$$Q_1 = L \cdot l \cdot q_1 = d_{11} F_1$$

Effet transversal

Si la force appliquée est transversale, (suivant l'axe y), de valeur F_2 , (contrainte $\sigma_2 = \frac{F_2}{le}$) la densité superficielle est :

$$q'_1 = d_{12} \sigma_2 = -d_{11} \sigma_2$$

et la charge totale :

$$Q'_1 = L \cdot l \cdot q'_1 = -d_{11} \frac{L}{e} F_2$$

Dans ce cas, le rapport entre charge et force appliquée est proportionnel au facteur L/e . Un capteur de force utilisant l'effet transversal du quartz peut donc être très sensible ; son étendue de mesure est cependant limitée, lors de la mesure de forces de compression, par les risques de gauchissement présentés par une lame mince ; on les réduit en associant en triangle trois lames identiques (*figure 10.8*).

La matrice $|d_{mn}|$ illustre en outre que, dans le quartz :

- aucune polarisation ne peut exister dans la direction de l'axe optique ($d_{3n} = 0$ quel que soit n);
- une polarisation suivant l'axe mécanique peut apparaître lors d'un effort de cisaillement, notamment si celui-ci est appliqué dans le plan xOy où la sensibilité est alors importante ($q_2 = d_{26} \sigma_6 = -2d_{11} \sigma_6$);
- aucun effet n'existe lorsque l'échantillon est plongé dans un fluide lui communiquant sur ses faces des contraintes normales identiques (effet hydrostatique); en effet, dans chacune des lignes de la matrice $|d_{mn}|$, la somme des 3 premiers coefficients est nulle.

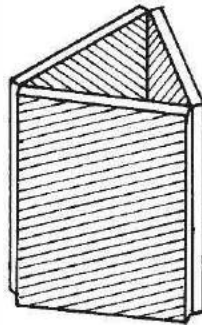


Figure 10.8 – Association de trois lames de quartz afin de limiter les risques de gauchissement en compression.

■ Relations électromécaniques générales

De manière rigoureuse et dans le cas le plus général d'un diélectrique linéaire, piézoélectrique et pyroélectrique, soumis à une contrainte $\vec{\sigma}$, un champ \vec{E} , et une variation de température $\Delta\theta$, l'équation $\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}$ peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned}
 D_m &= d_{m_1}^{\theta,E} \sigma_1 + d_{m_2}^{\theta,E} \sigma_2 + d_{m_3}^{\theta,E} \sigma_3 + d_{m_4}^{\theta,E} \sigma_4 + d_{m_5}^{\theta,E} \sigma_5 + d_{m_6}^{\theta,E} \sigma_6 \\
 &+ \epsilon_{m_1}^{\sigma,\theta} E_1 + \epsilon_{m_2}^{\sigma,\theta} E_2 + \epsilon_{m_3}^{\sigma,\theta} E_3 \\
 &+ p_m^{\sigma,E} \Delta\theta
 \end{aligned}
 \quad (m = 1, 2, 3)$$

L'ensemble des trois équations exprime la réponse électrique du diélectrique aux diverses sollicitations. Les lettres situées en exposant spécifient les grandeurs maintenues constantes lors de la définition du coefficient :

- $d_{mn}^{\theta,E}$: module piézoélectrique direct isotherme à champ constant
- $\epsilon_{mi}^{\sigma,\theta}$: permittivité diélectrique isotherme du matériau libre de se déformer
- $p_m^{\sigma,E}$: constante pyroélectrique du matériau libre de se déformer, à champ constant.

L'écriture générale est notablement simplifiée par un bon choix des axes de référence. Ainsi, l'on peut trouver trois axes orthogonaux dits « axes principaux » pour lesquels seules trois permittivités ont besoin d'être spécifiées.

De même, la déformation Δ décrivant la réponse mécanique linéaire (approximation de la loi de Hooke) d'un matériau piézoélectrique à un champ électrique \vec{E} , une contrainte σ , et une variation de température $\Delta\theta$, est :

$$\begin{aligned} \Delta_i = & d_{1i}^{\theta,\sigma} E_1 + d_{2i}^{\theta,\sigma} E_2 + d_{3i}^{\theta,\sigma} E_3 \\ & + s_{i1}^{E,\theta} \sigma_1 + s_{i2}^{E,\theta} \sigma_2 + s_{i3}^{E,\theta} \sigma_3 + s_{i4}^{E,\theta} \sigma_4 + s_{i5}^{E,\theta} \sigma_5 + s_{i6}^{E,\theta} \sigma_6 \\ & + \alpha_i^{E,\sigma} \Delta\theta \end{aligned} \quad (i = 1 \text{ à } 6)$$

avec :

- $s_{ij}^{E,\theta}$: souplesse isotherme, à champ constant, dans la direction i , lors d'une contrainte de direction j ; on a : $s_{ij} = s_{ji}$; dans le cas le plus général d'un matériau entièrement dissymétrique, système triclinique, il existe 21 souplesses distinctes à champ et température constants;

- $\alpha_i^{E,\sigma}$: coefficient de dilatation thermique, à champ constant, dans la direction i .

Il est remarquable que les deux groupes de relations ci-dessus, dont le premier lie la charge électrique à la contrainte, tandis que le second donne la déformation en fonction du champ électrique, utilisent le même jeu de coefficients d_{mn} : ceci découle de considérations thermodynamiques (conservation de l'énergie).

Dans le cas des caractéristiques électriques, il est souvent superflu de développer des expressions aussi complexes; en effet :

- les faces collectrices de charges sont généralement dans l'un des plans perpendiculaires aux axes 1, 2 ou 3, de sorte qu'un seul indice m est à considérer;
- le champ E est négligeable lorsque, situation fréquente, le cristal est en quasi court-circuit (utilisation d'un amplificateur de charge);
- les efforts autres que ceux à mesurer sont sans influence notable, soit parce qu'une disposition mécanique adéquate évite leur application à l'élément piézoélectrique lui-même, soit parce que les coefficients d_{mn} qui leur correspondent sont nuls.

Il en résulte qu'une équation du type $D = d\sigma$ est souvent suffisante lorsque l'on utilise un amplificateur de charge ou, dans le cas d'un amplificateur de tension : $D = d\sigma + \varepsilon E$.

Une forme plus courante de cette dernière expression est :

$$\frac{D}{\varepsilon} = g\sigma + E \quad \text{soit : } E = -g\sigma + \frac{D}{\varepsilon}$$

où $g = d/\varepsilon$ (« constante de tension ») s'exprime en $\frac{\text{V/m}}{\text{N/m}^2}$ et permet de calculer la tension aux bornes d'un condensateur piézoélectrique soumis à la contrainte σ .

10.1.2 Matériaux piézoélectriques

Mis à part le quartz, dont l'intérêt réside dans sa stabilité et sa raideur, les cristaux piézoélectriques sont remplacés dans les capteurs par les céramiques, de fabrication plus facile et donc de coût moindre.

Les céramiques sont formées par agrégat de microcristaux piézoélectriques, en général ferroélectriques : aucun effet piézoélectrique global n'y apparaît spontanément à cause de la diversité des orientations des microcristaux d'une part et des domaines de polarisation d'autre part. Une formation du matériau sous champ électrique, destinée à aligner la polarisation des domaines, est donc nécessaire pour faire apparaître une orientation privilégiée, et par conséquent une piézoélectricité macroscopique. En prenant cette direction de polarisation comme axe Oz , les propriétés piézoélectriques de la céramique sont décrites par une matrice de cinq coefficients, identique à celle de la classe cristalline $6\ m\ m$:

$$\begin{matrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{31} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{matrix}$$

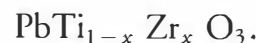
On utilise surtout les modes de compression suivant Oz sur des lames de coupe Z (module d_{33}) et de cisaillement d'épaisseur sur des lames de coupe X (module d_{15}) ou Y (module $d_{24} = d_{15}$).

Les signes de d_{31} et d_{33} étant opposés le coefficient hydrostatique :

$$d_h = 2d_{31} + d_{33}$$

est généralement faible et sans intérêt pratique.

Une famille de céramiques très utilisées est obtenue par frittage d'oxydes de plomb, de zirconium, et de titane : communément désignées par PZT, elles ont pour formule générale :



La valeur de x , souvent voisine de 0,5, est déterminante de certaines propriétés physiques, thermiques notamment. Les céramiques présentent plusieurs avantages :

- modules piézoélectriques élevés (sensibilité)
- forte permittivité diélectrique, d'où une valeur élevée de la capacité du capteur et par suite une moindre influence des capacités parasites
- possibilité d'usinage ou moulage dans des formes diverses,
- direction de l'axe privilégié fixée selon les besoins,
- robustesse mécanique,
- température de Curie ajustable selon la composition.

Leurs principaux inconvénients sont d'ordre thermique :

- coefficients pyroélectriques importants,
- variation thermique des modules piézoélectriques et des permittivités diélectriques,
- hystérésis de température, c'est-à-dire influence des antécédents thermiques sur les caractéristiques actuelles ; l'hystérésis de température est notablement atténuée par un vieillissement artificiel.

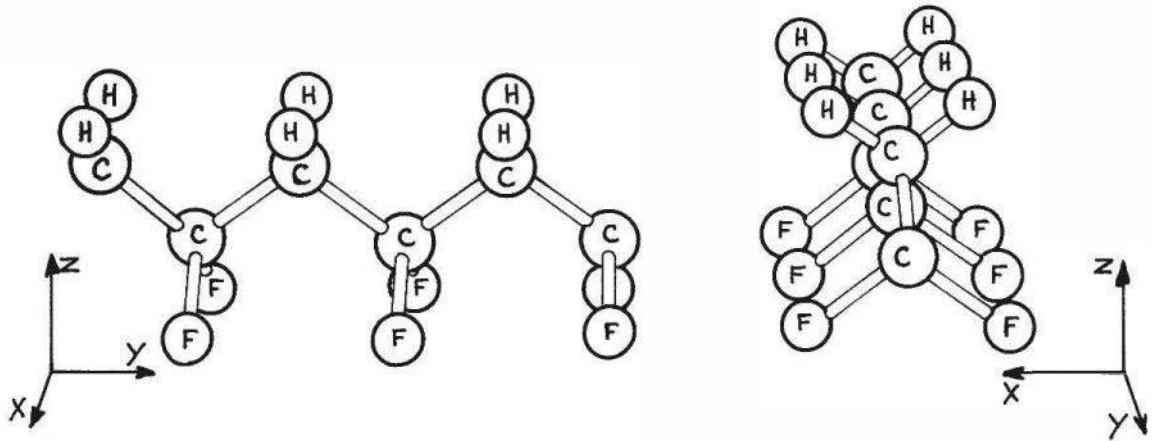


Figure 10.9 – Structure en zigzag du PVF₂ dans sa phase polaire (axe polaire = axe Z) d'après Mc Fee, Bergman, et Crane, réf. en Bibliographie.

Certains polymères ont une structure microcristalline : les monomères s'assemblent par des liaisons de nature covalente en chaînes linéaires ou hélicoïdales (*figure 10.9*). Ces chaînes interagissent entre elles latéralement par des liaisons plus faibles, du type de Van der Waals par exemple. À l'échelle microscopique apparaît une maille élémentaire. Le développement cristallin dans le sens des chaînes est cependant limité par un phénomène de repliement, de sorte que les microcristaux revêtent une structure lamellaire. Ainsi par exemple l'épaisseur peut atteindre 60 à 300 Å et les dimensions latérales 1 à 100 μm. Ces lamelles s'organisent à l'échelle macroscopique en structures plus complexes, les sphérolites. Il en résulte que, même si le monomère présente un moment dipolaire, ce qui est le cas pour PVF₂ (moment dipolaire élémentaire = 2,1 Debye, soit 7.10^{-30} C.m), aucune polarisation macroscopique n'apparaît. Toutefois par des traitements tels que traction à chaud et refroidissement sous champ intense (0,1 à 1 MV/cm) on peut donner une orientation commune aux dipôles élémentaires, et une polarisation permanente apparaît dans le film polymère, et lui confère des propriétés pyroélectriques et piézoélectriques. Dans le cas de PVF₂ la matrice des modules piézoélectriques est identique à celle de la classe cristalline mm2 (orthorhombique) :

$$\begin{matrix} 0 & 0 & 0 & 0 & d_{15} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & d_{24} & 0 & 0 \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} & 0 & 0 & 0 \end{matrix}$$

Les valeurs des modules dépendent beaucoup du traitement de formation (*tableau 10.1*).

L'intérêt des polymères réside dans leur souplesse (résonance très amortie), leur inertie chimique et leur faible prix de revient.

10.1.3 Constitution des capteurs

■ Déformations fondamentales et association de lames piézoélectriques

Les déformations qui définissent les modes de travail sont schématisées *figure 10.10*.

© Dunod. La photocopie non autorisée est un délit.

Tableau 10.1 – Ordres de grandeur des caractéristiques physiques de quelques matériaux piézoélectriques (à 25 °C).

	Matériau	Modules piézoélectriques (10^{-12} C.N $^{-1}$)	Permittivité (à contrainte appliquée nulle)	Résistivité (Ω .m)	Module d'Young Y (10^9 N.m $^{-2}$)	Contrainte max. (10^7 N.m $^{-2}$)	Température max. d'utilisation (°C)	Composition Observations
Cristaux	Quartz (rhomboédrique)	$d_{11} = 2,3$ $d_{14} = -0,7$	$\epsilon_{11} = 4,5$	10^{12}	$Y_{11} = 80$	10	550	SiO $_2$ grande stabilité
	Sel de Seignette ou de Rochelle (orthorhombique)	$d_{14} = 550$ $d_{25} = 54$ $d_{36} = 12$	$\epsilon_{11} = 350$	$> 10^{10}$	$Y_{11} = 19,3$ $Y_{22} = 30$ $Y_{33} = 30$	1,4	45	NaKC $_4$ H $_4$ O $_6$, 4H $_2$ O grande sensibilité, mauvaise tenue à l'humidité et en température
	L.H. (monoclinique)	$d_{21} = 15$ $d_{22} = 1,8$ $d_{23} = -38$ $d_h = 13$	$\epsilon_{11} = 5,6$ $\epsilon_{22} = 10,3$ $\epsilon_{33} = 6,5$	$> 10^{10}$	46	1,5	75	Li $_2$ SO $_4$, H $_2$ O bonne sensibilité hydrostatique
Céramiques	G2000 (Gulton Industries) PXE5 (RTC) PX4 (Mullard) PZT5A (Vernitron Corp)	$d_{33} = 80$ $d_{33} = 390$ $d_{33} = 265$ $d_{33} = 375$	$\epsilon_{33} = 250$ $\epsilon_{33} = 1\ 800$ $\epsilon_{33} = 1\ 500$ $\epsilon_{33} = 1\ 700$	10^9 10^{12} 10^{11} 10^{11}	$Y_{33} = 47$ $Y_{33} = 53$ $Y_{33} = 79$ $Y_{33} = 53$	entre 7 et 8	400 285 265 365	métaniobate de plomb titanate-zirconate de plomb bon compromis sensibilité/tenue en température
Polymères	Polyfluorure de vinylidène PVF $_2$	$d_{15} = 10$ $d_{24} = 2$ $d_{31} = 20$ $d_{32} = 2$ $d_{33} = -30$	10 à 12	10^{13}	2 à 3		90 à 100	(CH $_2$ CF $_2$) $_n$ usages : transducteurs sonores, détecteurs pyroélectriques

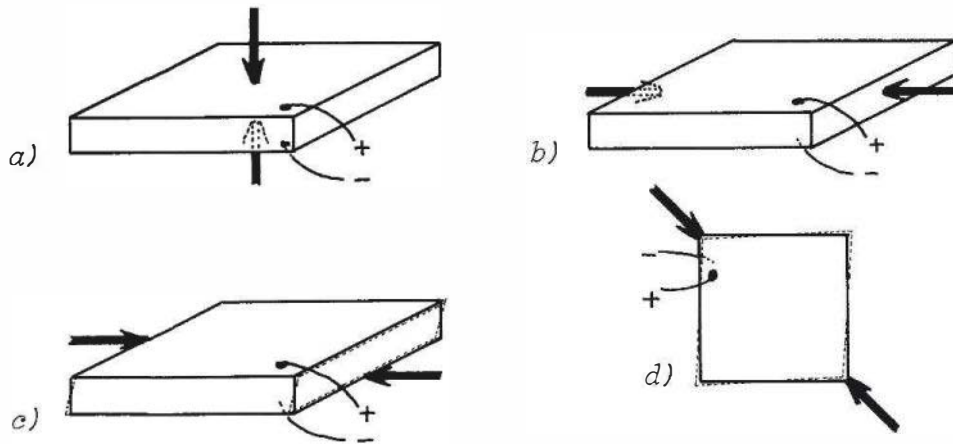


Figure 10.10 – Déformations typiques d'une plaquette de matériau piézoélectrique : a) élongation longitudinale, b) élongation transversale, c) cisaillement d'épaisseur, d) cisaillement de face.

Lorsque, pour des raisons de montage et de fonctionnement (exemple : console en flexion, *figure 10.14a*) ou simplement de sensibilité, deux éléments sont accolés, ils peuvent être connectés, suivant leur polarité et selon que leurs déformations sont de signes identiques ou opposés,

- soit en parallèle (*figure 10.11a*) : la charge produite et la capacité sont doublées ;
- soit en série (*figure 10.11b*) : c'est alors la tension recueillie (en circuit ouvert) et l'impédance interne qui sont doublées, la capacité étant divisée par deux.

Ces remarques se généralisent aux empilements plus importants (*figure 10.11c*).

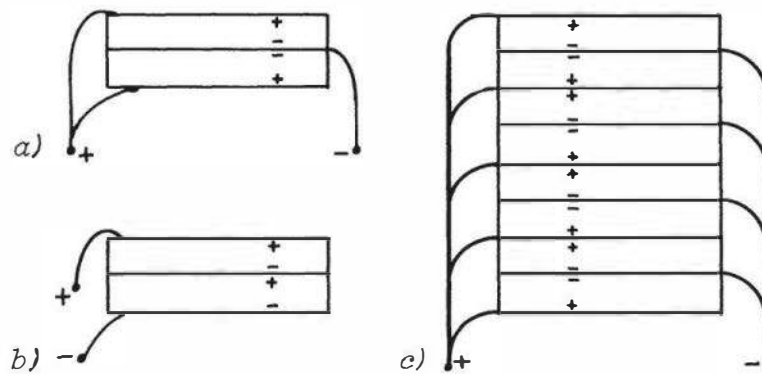


Figure 10.11 – Associations d'éléments piézoélectriques : montage bimorphe parallèle (a) et série (b) ; montage multimorphe parallèle (c).

■ Rondelles de charge à quartz

Les capteurs de force piézoélectriques ont souvent la forme de rondelles, dites rondelles de charge lorsqu'elles ne doivent être sensibles qu'aux forces de compression axiale (*figure 10.12*). Elles utilisent le quartz.

L'aire de la surface soumise à la force pressante conditionne la limite supérieure de l'étendue de mesure : quelques kN (diamètre de l'ordre du cm), à quelques 10^3 kN (diamètre de l'ordre de 10 cm).

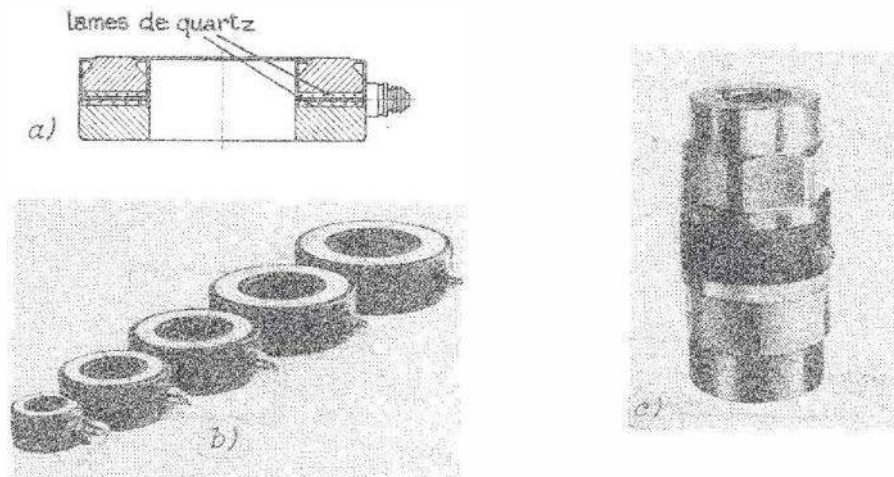


Figure 10.12 – Rondelles de charge à quartz : a) principe; b) réalisations; c) montage sous précontrainte pour mesures de forces de traction et compression (Doc : Kistler).

Une forte précontrainte, assurée par deux écrous serrant la rondelle de charge (*figure 10.12c*) permet d'en étendre l'usage à la mesure de forces de compression et de traction : toute force de traction est alors mesurée comme une diminution de la force de précontrainte. La sensibilité est inférieure de 5 à 10 % à celle de la rondelle, en raison du shunt mécanique que constitue l'axe du montage de précontrainte.

Les étendues de mesure s'échelonnent, suivant la dimension, de $\pm 2,5$ kN à ± 120 kN.

■ Capteurs à quartz à plusieurs composantes

Il est possible de tailler des rondelles de quartz qui, dans leurs conditions spécifiques d'utilisation, n'apparaissent sensibles qu'à une seule direction bien définie de la force. On sait (§ 10.1.1) que le quartz possède seulement cinq coefficients piézoélectriques : d_{11} , d_{12} , d_{14} , d_{25} , d_{26} :

- une rondelle circulaire de coupe X est sensible en compression (ou tension-compression s'il y a précontrainte) par son coefficient d_{11} ; dès lors qu'aucune force latérale parasite ne tend à l'ovaliser, les contraintes dont les effets sont liés à d_{12} et d_{14} sont absentes ;
- de même une rondelle de coupe Y n'apparaît sensible qu'au cisaillement d'épaisseur par son coefficient d_{26} si, de par le montage mécanique, il ne peut s'exercer d'effort se rapportant à d_{25} (cisaillement de face).

Ces deux coupes particulières, symbolisées par les schémas de la *figure 10.13a*, sont utilisées dans la réalisation de capteurs à quartz à plusieurs composantes, par exemple :

- capteur à trois composantes utilisant une pile de trois paires d'anneaux (*figure 10.13b*), dont l'une, sensible en compression, mesure F_x , tandis que les deux autres, sensibles au cisaillement et disposées à angle droit, mesurent F_y et F_z ;
- capteur à trois composantes utilisant le même principe, mais chaque anneau est équipé d'une série de rondelles qui, ayant même fonction, sont branchées électriquement en parallèle (*figure 10.13c*) ;

- capteur à deux composantes : force pressante \vec{F} et moment \vec{M} (figure 10.13d). Pour mesurer ce dernier, les rondelles sensibles au cisaillement et qui équipent l'anneau de montage ont leurs axes sensibles disposés tangentiuellement à sa circonférence.

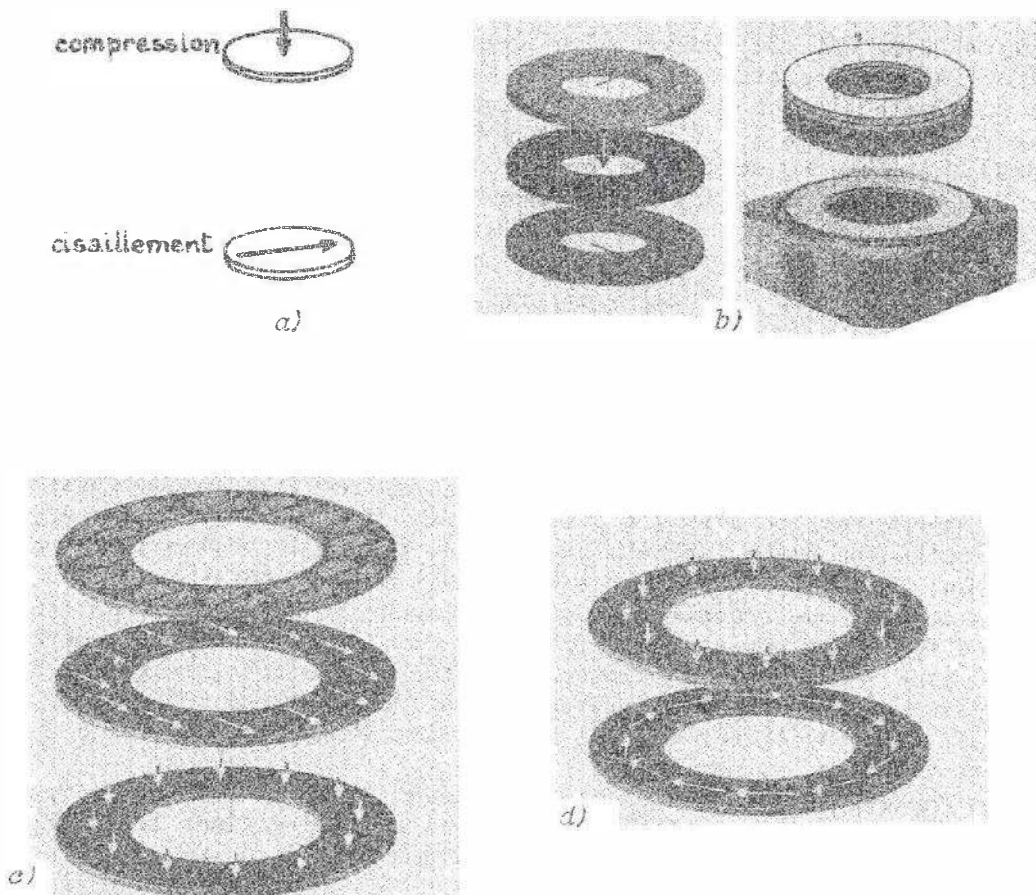


Figure 10.13 – Capteurs de forces à quartz à plusieurs composantes : a) symboles des plaquettes sensibles ; b) et c) capteurs à 3 composantes normales F_x F_y F_z ; d) capteur à 2 composantes \vec{F} et \vec{M} (Doc : Kistler).

Dans les capteurs de ce type, une précontrainte élevée de la pile d'éléments est nécessaire car les forces de cisaillement sont transmises par frottement.

■ Capteurs à sensibilité élevée

D'utilisation beaucoup moins fréquente, des capteurs piézoélectriques à grande souplesse destinés aux mesures de forces très faibles peuvent utiliser :

- soit des consoles (figure 10.14a) ou poutres (figure 10.14b) : sous l'effort, une des lames s'allonge tandis que l'autre se rétrécit ;
- soit des plaquettes (figure 10.14c) qui, sous l'effort, subissent des cisaillements de face. Dans ces deux cas, on utilise un assemblage bimorphe ;
- soit une lame de quartz dont on exploite l'effet transversal (§ 10.1.1.4).

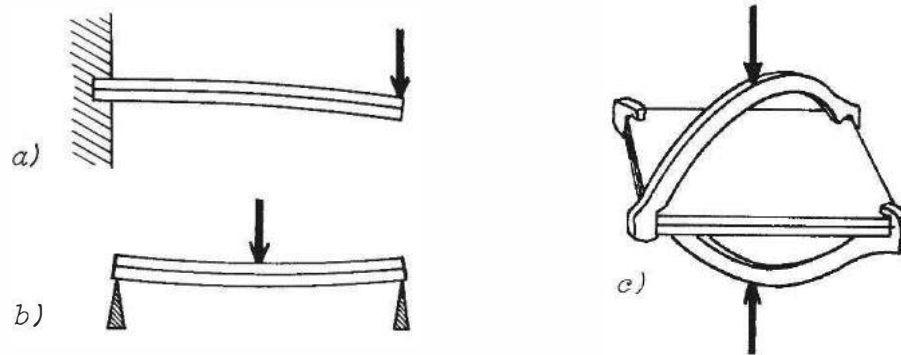


Figure 10.14 – Principes de capteurs piézoélectriques à sensibilité élevée : a) console en flexion ; b) poutre en flexion ; c) plaquette en torsion.

10.1.4 Caractéristiques métrologiques

□ Sensibilité, finesse

La sensibilité propre du capteur dépend :

- de la valeur des coefficients piézoélectriques du matériau, du type de déformation qu'il subit, de la position des armatures,
- et éventuellement du mode de travail, qui détermine le rapport entre la force à mesurer et celle qui en résulte effectivement sur l'élément sensible ; le mode de travail conditionne en partie l'amplitude de la déformation sous charge, grandeur souvent utilisée pour chiffrer la finesse du capteur : celle-ci est d'autant plus grande que la déformation sous charge est plus faible et, par conséquent, la sensibilité : finesse et sensibilité sont donc généralement contradictoires.

□ Linéarité, étendue de mesure, résolution

Linéarité et absence d'hystérésis impliquent que la déformation sous charge reste en deçà de la limite ϵ_{\max} du domaine d'élasticité, à partir de laquelle est définie la limite supérieure de l'étendue de mesure E.M. En déformation longitudinale par exemple, celle-ci est proportionnelle à la surface de l'élément sensible.

L'erreur de mobilité étant très faible, la résolution des capteurs de force à quartz est excellente (quelques mN quelle que soit l'E.M.).

□ Bande passante

Les mesures statiques sont délicates : la limitation vers les fréquences basses est surtout due au conditionneur (§ 10.1.5), mais une constante de temps de plusieurs heures, correspondant à une fréquence de coupure inférieure à 10^{-3} Hz, peut être obtenue avec un amplificateur de charge (mesures quasi statiques).

La limitation vers les hautes fréquences est généralement due à la résonance mécanique, à la fréquence f_0 , de l'ensemble plaquette sensible et composants mécaniques associés (ressorts, écrous, pièces de guidage, etc.), elle dépend du mode de travail puisque celui-ci détermine la raideur du capteur.

La réponse en fréquence étant celle d'un système du second ordre (§ 2.4.3.2) très faiblement amorti, la sensibilité à l'approche de f_0 varie selon une loi de la forme :

$$S(f) \cong S_{BP} \frac{1}{1 - (f/f_0)^2}$$

où S_{BP} désigne la sensibilité dans la bande passante utilisée ; ceci implique, pour la fréquence f du mesurande, $f \ll f_0$: en général $f_{max} \cong 0,2 f_0$ pour une erreur inférieure à $\pm 5\%$ sur le module de S , d'où l'intérêt d'une valeur élevée de f_0 pour la mesure d'efforts rapidement variables.

□ **Grandeurs d'influence**

- **Température** : elle modifie l'impédance interne et la valeur des coefficients piézoélectriques, donc la sensibilité. À cet égard, le quartz est préférable aux céramiques, sa variation thermique de sensibilité étant seulement de l'ordre de $-2.10^{-4}/^{\circ}\text{C}$ entre -40 et $+120^{\circ}\text{C}$.
- **Variations de température** : beaucoup de substances piézoélectriques sont polaires et, de ce fait, pyroélectriques ; leur polarisation est fonction de la température et ses variations thermiques ne peuvent être distinguées de celles dues au mesurande ; importants dans le cas des céramiques, les effets pyroélectriques sont au contraire négligeables avec le quartz.
- **Hygrométrie** : la grande impédance interne du capteur entraîne un risque de perte d'isolation électrique par suite d'une condensation de vapeur d'eau. Un conditionneur à très faible impédance d'entrée (amplificateur de charge) en minimise les conséquences.
- **Contraintes mécaniques** : elles peuvent être à l'origine de signaux parasites lorsqu'elles agissent :

soit directement sur le capteur : composantes de la force dans des directions différentes de la direction de mesure, pression sonore ambiante lorsque la substance piézoélectrique présente un coefficient hydrostatique notable, chocs, vibrations ou accélérations parasites ;

soit sur le câble de liaison entre capteur et équipement de mesure. C'est généralement par friction (effet triboélectrique) entre le diélectrique et les conducteurs métalliques qu'apparaissent des charges électriques parasites dans le câble lorsqu'il est soumis à des torsions, chocs, vibrations. Les câbles dits « à faible bruit » sont réalisés en assurant la lubrification par du graphite ou un corps semi-conducteur à l'interface conducteur-isolant.

□ **Exemple de caractéristiques**

- Rondelle de charge à quartz avec précontrainte type 9351 (Constructeur : Kistler)
- E.M. : ± 40 kN
- Sensibilité $\cong 2\text{pC/N}$ (coefficient d_{11} du quartz)
- Surface de l'élément sensible $\cong 9\text{ cm}^2$

- Raideur : $2\,000\text{ N}/\mu\text{m}$, soit une déflexion sous pleine charge = $\pm 20\ \mu\text{m}$; cette caractéristique s'applique à l'ensemble du capteur, et dépend donc surtout des éléments mécaniques (écrous de précontrainte) associés à l'élément sensible dont la déflexion n'est que de l'ordre du μm .

10.1.5 Montages de mesure associés aux capteurs piézoélectriques

■ Schémas équivalents du capteur

Le déplacement d'une charge $Q = KF$ due à l'application d'une force F sur l'élément piézoélectrique est lié au passage d'un courant dQ/dt . La charge initiale étant nulle on peut donc représenter le capteur, générateur de charge, par un générateur de courant d'intensité $i = dQ/dt$ en parallèle sur une impédance interne composée de 3 branches, dont l'effet individuel est localisé en fréquence (figure 10.15a).

La branche ρ , λ , γ modélise la première résonance électromécanique située en haute fréquence, hors de la bande passante du capteur.

La résistance R_g représente la résistance d'isolement du matériau piézoélectrique, elle devient l'impédance interne du capteur en basse fréquence.

La capacité C_g est inhérente au générateur de charge, elle reste l'impédance interne du capteur aux fréquences moyennes et hautes.

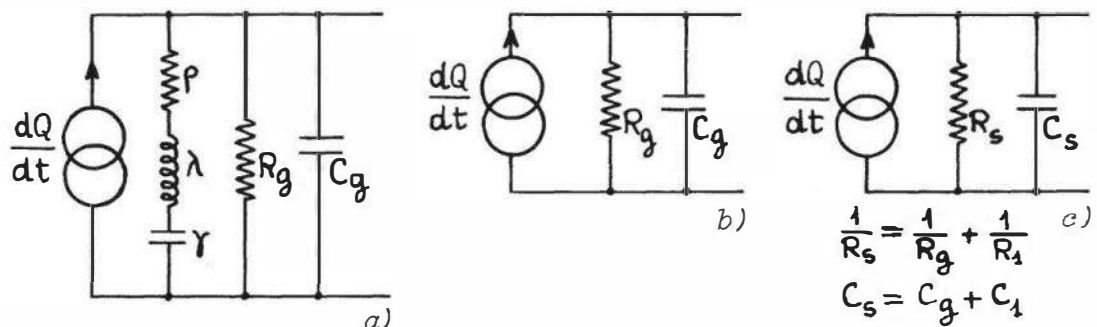


Figure 10.15 – Schémas équivalents d'un capteur piézoélectrique : capteur seul a) en large bande ; b) dans la bande passante utile ; c) capteur relié à une ligne équivalente à une résistance R_1 en parallèle sur une capacité C_1 .

On utilise donc en pratique le schéma équivalent de la figure 10.15b. Lorsqu'en outre le capteur est relié à une ligne, les éléments résistifs et capacitifs auxquels elle équivaut dans le domaine de fréquence utile s'associent en parallèle pour former un schéma équivalent de même nature (figure 10.15c) ; il n'est donc pas nécessaire de préciser, dans l'analyse, la présence ou l'absence de ligne.

Le schéma équivalent de Thévenin correspondant est donné figure 10.16 ainsi que sa version simplifiée valable lorsque l'isolement est important ($R_s \gg 1/C_s\omega$) ; p désigne l'opérateur de Laplace : en régime sinusoïdal $p = j\omega$.

■ Montage à amplificateur de tension

L'impédance d'entrée de l'amplificateur de tension équivaut à un condensateur C_e en parallèle sur une résistance R_e de sorte que l'on obtient à nouveau un schéma équivalent global de même nature (figure 10.17).

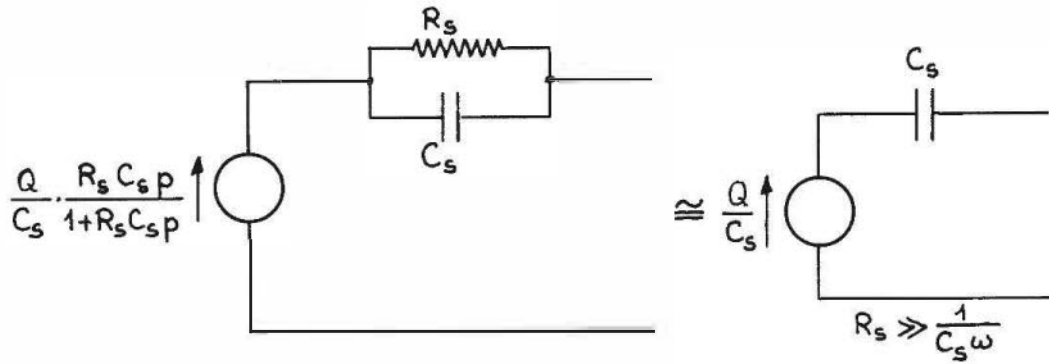


Figure 10.16 – Schéma équivalent de Thévenin d'un capteur piézoélectrique.

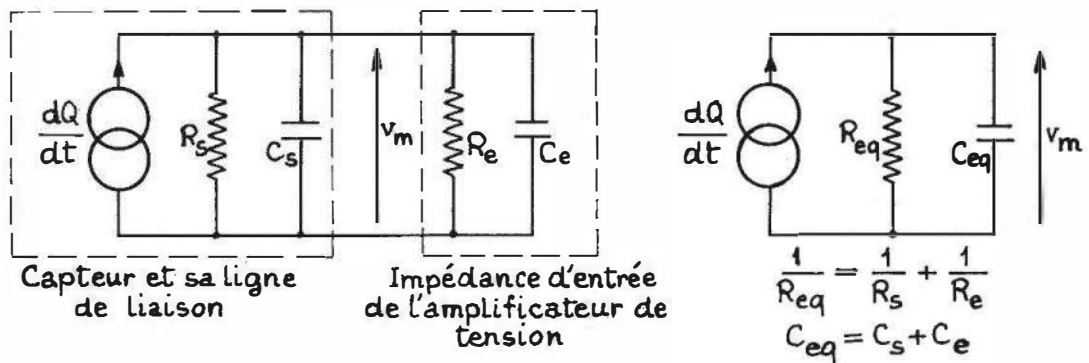


Figure 10.17 – Schéma équivalent d'un capteur piézoélectrique relié à un amplificateur de tension.

La tension v_m apparaissant à l'entrée de l'amplificateur est :

$$v_m = \frac{Q}{C_{eq}} \cdot \frac{R_{cq} \cdot C_{cq} \cdot p}{1 + R_{cq} \cdot C_{cq} \cdot p}$$

La fonction de transfert : $\tau p / (1 + \tau p)$ avec $\tau = R_{cq} \cdot C_{cq}$, est celle d'un filtre passe-haut du premier ordre ; elle montre l'importante limitation de ce type de montage aux basses fréquences : il peut en résulter une erreur importante lorsque la constante de temps τ diminue accidentellement par suite d'un défaut d'isolement.

Pour des fréquences nettement supérieures à $f_c = 1 / (2\pi R_{cq} \cdot C_{cq})$ on a :

$$\frac{v_m}{Q} = \frac{1}{C_{cq}} = \frac{1}{C_g + C_1 + C_e}$$

Cette relation fait apparaître un deuxième inconvénient ; le coefficient de proportionnalité entre la charge et la tension de mesure dépend des capacités du générateur, de la ligne et de l'entrée de l'amplificateur. On a par exemple une chute de sensibilité de 11 % pour un capteur à céramique de capacité $C_g = 1\,000$ pF du fait de sa liaison à un amplificateur de capacité d'entrée $C_r = 10$ pF par 1 m de câble coaxial ($C_1 = 100$ pF). Par ailleurs, la résistance d'isolement des matériaux piézoélectriques décroît exponentiellement lorsque la température s'élève : la pente est de l'ordre de 1 décade tous les 33 °C ; par exemple, pour l'accéléromètre type AM109 (Constr. Metravib) on a : $R_g = 10^5$ MΩ à 20 °C et $\cong 10$ MΩ à 175 °C.

En supposant la ligne bien isolée (R_e très élevée) et une résistance d'entrée de l'ampli : $R_e = 500 \text{ M}\Omega$, il apparaît que :

– à 20°C , c'est R_e qui limite la constante de temps : $\tau = 0,55 \text{ s}$, et $f_c \cong 0,3 \text{ Hz}$.

Cette fréquence de coupure est cependant suffisamment basse pour beaucoup de mesures dynamiques, et en particulier si l'on désire s'affranchir du bruit pyroélectrique.

Néanmoins, si l'on désire la diminuer sensiblement en augmentant la résistance d'entrée de l'amplificateur, par exemple jusqu'à $10^{10} \Omega$, il faut prendre garde aux fuites accidentelles de la ligne, notamment au niveau des prises, en contrôlant leur propreté et en prenant des précautions dans les ambiances à forte humidité relative.

– à 175°C et en supposant une variation faible de C_g , la fréquence de coupure basse devient $f_c = 14 \text{ Hz}$, valeur qui s'avère souvent trop élevée notamment lorsqu'on s'intéresse à la réponse en phase.

Cet exemple montre que l'utilisation des amplificateurs de tension est peu commode lorsque la longueur des lignes est appelée à varier souvent et elle conduit aux très basses fréquences à des mesures hasardeuses, voire impossibles.

Par contre, ces amplificateurs sont utilisables dans les installations à configuration immuable et notamment dans le cas des capteurs à électronique associée.

■ Montage à amplificateur de charge

Le conditionneur qui, à une charge électrique déplacée sur son entrée, fournit à sa sortie une tension qui lui est proportionnelle est nommé amplificateur de charge, terme consacré par l'usage bien qu'impropre puisqu'il s'agit en fait d'un convertisseur charge-tension.

Un amplificateur de charge comporte (*figure 10.18*) :

- dans tous les cas, un étage d'entrée qui est le convertisseur de charge proprement dit. Ce convertisseur est intégré physiquement au conditionneur sauf dans des cas particuliers où il est rejeté à distance du conditionneur, pour se situer à proximité du capteur (mesures à grande distance ou en milieux très perturbés) ;
- un étage de normalisation de la sensibilité du capteur qui permet d'obtenir des valeurs standards de sensibilité. Cet étage joue éventuellement le rôle d'amplificateur d'isolement des masses d'entrée et de sortie ;
- un étage intermédiaire de filtrage ;
- un ou plusieurs étages d'amplification de tension fournissant le signal de sortie.

□ Principe du convertisseur de charge (*figure 10.19*)

Il consiste à court-circuiter du point de vue dynamique le générateur de charge, l'obligeant ainsi à délivrer la totalité de ses charges indépendamment de l'impédance shunt constituée par R_e et C_e . Les charges sont dirigées dans un condensateur invariable C_e , qui, en les stockant, voit naturellement apparaître à ses bornes, une tension proportionnelle à la charge déplacée.

Or pratiquement, on sait diriger un courant, dans une impédance quelconque, en la plaçant en contre-réaction d'un amplificateur inverseur à grand gain, sous condition de stabilité.

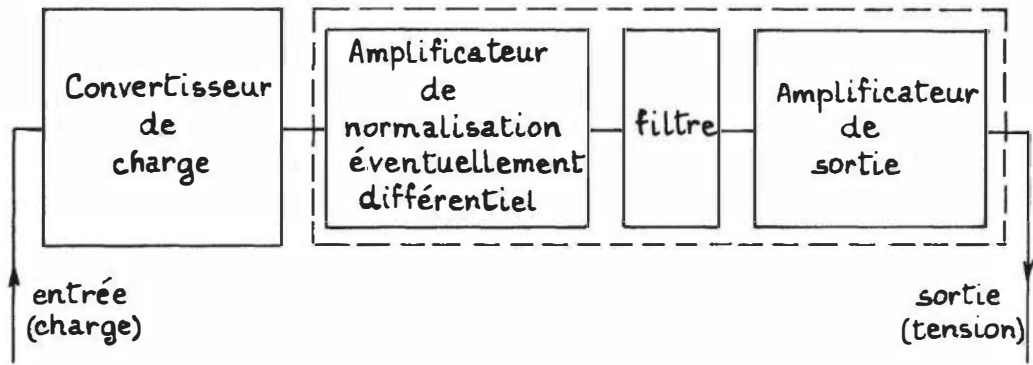


Figure 10.18 – Schéma synoptique typique d'un amplificateur de charge.

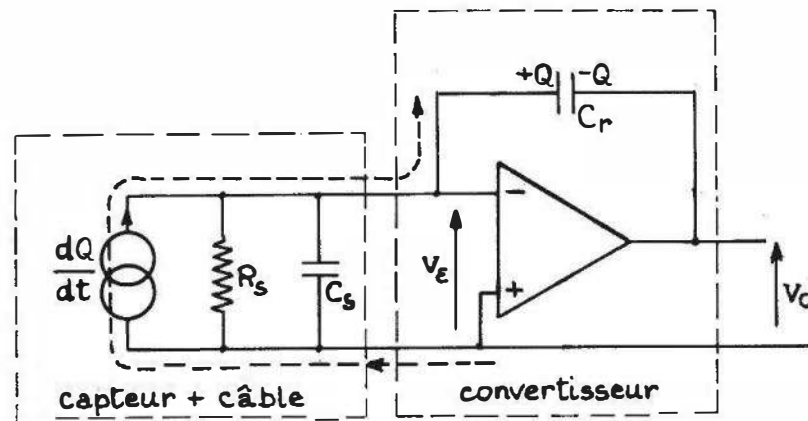


Figure 10.19 – Capteur piézoélectrique relié à un convertisseur charge-tension

Si l'on suppose infini le gain de l'amplificateur, sa tension d'entrée v_ε tend vers zéro. L'impédance d'entrée du convertisseur de charge idéal est donc nulle et l'on calcule aisément le gain de conversion :

$$\frac{v_o}{Q} = -\frac{1}{C_r}$$

□ Fonctionnement aux très basses fréquences

En pratique, le condensateur C_r présente une résistance d'isolement R_r , non infinie, par laquelle peut s'écouler le courant d'entrée nécessaire à la polarisation de l'amplificateur, qui est très faible (entrée sur transistors à effet de champ). La fonction de transfert devient (figure 10.20) :

$$\frac{v_o}{Q} = -\frac{1}{C_r} \cdot \frac{R_r C_r p}{1 + R_r C_r p}$$

Elle est de la même forme que celle trouvée lors de l'utilisation d'un amplificateur de tension à la différence près que les coefficients sont devenus indépendants de ceux de la source.

Pratiquement, il est possible de réaliser des constantes de temps $R_r C_r$ stables et importantes permettant des mesures quasi statiques. Mais il faut noter qu'une trop grande constante de temps d'une part conduit, après surcharge, à des durées de

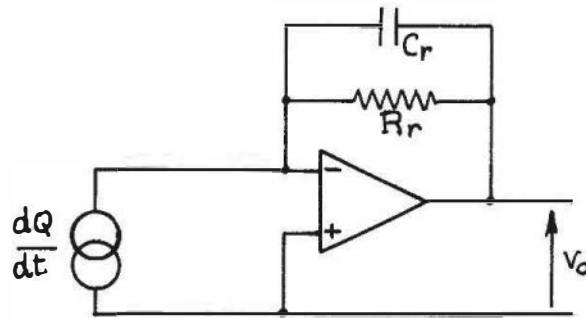


Figure 10.20 – Schéma du convertisseur de charge aux basses fréquences.

désaturation prohibitives qui exigent une remise à zéro manuelle du convertisseur de charge (relais ou transistor en parallèle sur C_r), d'autre part ne permet pas à l'utilisateur de s'affranchir notablement des bruits à très basse fréquence, dont l'origine est pyroélectrique en ce qui concerne les capteurs, triboélectrique dans les lignes, électronique à l'entrée des conditionneurs.

Exemple de caractéristiques d'un convertisseur de charge destiné à des mesures vibratoires (conditionneur AC04, constructeur Metravib) :

$$C_r = 200 \text{ pF}$$

$$\text{Gain de conversion : } 5 \text{ mV/pC}$$

$$\text{Constante de temps souhaitée : } 0,44 \text{ s}$$

$$\text{Résistance de fuite nécessaire : } 2,2 \cdot 10^9 \text{ } \Omega$$

□ Fonctionnement en haute fréquence

L'origine principale de la limitation en fréquence du convertisseur de charge est due à la décroissance du gain $\mu(f)$ de l'amplificateur en boucle ouverte en fonction de la fréquence.

L'amplificateur considéré est supposé compensé en fréquence avec une pente de 6 dB/oct : $\mu(f) = \mu_o / (1 + jf/f'_o)$ avec $f'_o \cong 100 \text{ Hz}$ en pratique.

Les réseaux de contre-réaction utilisés n'étant pas déphaseurs, la stabilité est inconditionnelle.

La résistance de contre-réaction R_r n'ayant qu'un effet en basse fréquence n'est pas représentée.

La fonction de transfert s'écrit (figure 10.21) :

$$\frac{v_o}{Q} = -\frac{1}{C_r} \left(1 + \frac{1}{\mu(f) \cdot \beta} \right)^{-1}$$

où $\beta = \frac{C_r}{C_r + C_s}$ est le taux de contre-réaction.

Dès lors que $f \gg f'_o$, le gain $\mu(f)$ devient imaginaire pur :

$$\mu(f) \cong \frac{\mu_o}{jf/f'_o} = \frac{|\mu(f)|}{j}$$

Le terme d'erreur $\left(1 + \frac{1}{|\mu(f) \cdot \beta}\right)^{-1}$ devient $\left(1 + \frac{j}{|\mu(f)| \cdot \beta}\right)^{-1}$ et une valeur approchée de son module est :

$$\left(1 + \frac{1}{|\mu(f)|^2 \beta^2}\right)^{-1/2} \cong 1 - \frac{1}{2 |\mu(f)|^2 \beta^2}$$

D'où l'erreur dynamique en module :

$$\varepsilon_m = -\frac{1}{2 |\mu(f)|^2 \beta^2} = -\frac{1}{2} \left(\frac{1 + C_s/C_r}{|\mu(f)|}\right)^2$$

et l'erreur dynamique en phase :

$$\varepsilon_\phi = \text{Arg} \left(1 + \frac{j}{|\mu(f)| \beta}\right)^{-1} = -\text{Arctg} \frac{1 + C_s/C_r}{|\mu(f)|} \cong -\frac{1 + C_s/C_r}{|\mu(f)|}$$

L'erreur dynamique croît donc avec la capacité de source et avec la fréquence.

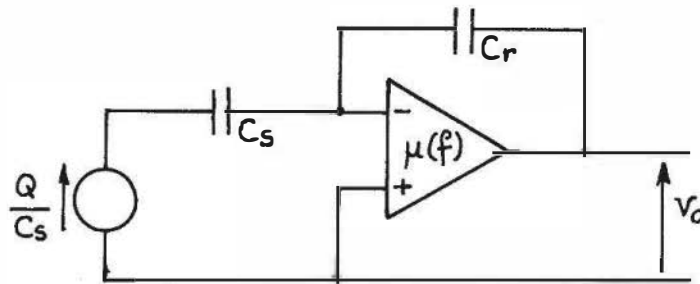


Figure 10.21 – Schéma simplifié du convertisseur de charge aux fréquences élevées.

Exemple :

- gain de conversion : 5 mV/pC soit $C_r = 200$ pF
- capacité du capteur : $C_g = 1\,000$ pF
- capacité de la ligne : $C_l = 9\,000$ pF d'où $C_s = 10\,000$ pF
- $|\mu(1\,000 \text{ Hz})| = 60$ dB
- $|\mu(10\,000 \text{ Hz})| = 40$ dB

erreurs dynamiques à 1 000 Hz :

- $\varepsilon_m = -0,13 \%$
- $\varepsilon_\phi = -2,9^\circ$

erreurs dynamiques à 10 000 Hz :

- $\varepsilon_m = -13 \%$
- $\varepsilon_\phi = -29^\circ$

10.2 Capteurs à magnétostriction

Les substances ferromagnétiques soumises à un champ magnétique subissent une modification de nature soit géométrique (variation de dimensions avec ou sans variation de volume, torsion, flexion) soit mécanique (variation du module d'Young). Ces effets magnétostrictifs directs sont mis en œuvre dans la réalisation de transducteurs ultrasonores, où l'élément ferromagnétique fonctionne généralement à la résonance mécanique.

Réciproquement, toute contrainte créée par exemple sous l'effet d'une force à mesurer, modifie la courbe d'aimantation et l'on peut exploiter la variation de la perméabilité ou de l'induction rémanente pour connaître la force.

10.2.1 Mécanisme élémentaire de l'aimantation

Une substance ferromagnétique est caractérisée, à l'échelle microscopique, par l'existence d'un moment magnétique permanent associé à chaque atome, et dû à son cortège électronique (spin des électrons en particulier). Son énergie magnétique interne résulte de diverses interactions :

- entre moments magnétiques eux-mêmes : énergie d'échange entre atomes proches voisins qui augmente lorsque ceux-ci se désalignent ;
- entre moments magnétiques et réseau cristallin : énergie d'anisotropie magnéto-cristalline ;
- entre moments magnétiques et champ magnétique : énergie magnétostatique.

La minimisation de l'énergie totale entraîne :

- un alignement des moments magnétiques selon une direction commune, conférant à un élément de matériau suffisamment petit une aimantation spontanée ;
- l'orientation de cette direction par rapport au réseau cristallin selon certains axes privilégiés, dits d'aimantation facile :
- une division en domaines (dimensions $\cong 10^{-1}$ à $10^3 \mu\text{m}$) à l'intérieur desquels les moments sont parallèles à l'une des directions d'aimantation facile, cette direction pouvant être différente entre domaines proches voisins. Le changement d'orientation est progressif dans la zone intermédiaire, dite paroi, et dont l'épaisseur est de l'ordre de la centaine de rayons atomiques.

■ Cycle de première aimantation

L'aimantation à saturation d'un échantillon ferromagnétique par l'action d'un champ magnétique \vec{H} de direction donnée et d'amplitude croissante résulte de la succession de trois processus (*figure 10.22a*) :

- à champ faible, déplacement des parois, accroissant la taille des domaines dont l'aimantation spontanée a , dans le sens du champ appliqué, une composante plus grande que celle des domaines voisins ;
- à champ moyen, inversion de l'aimantation des domaines, afin que leurs directions s'approchent de celle du champ ;
- aux champs supérieurs, rotation de la direction de facile aimantation vers celle du champ (saturation de l'aimantation).

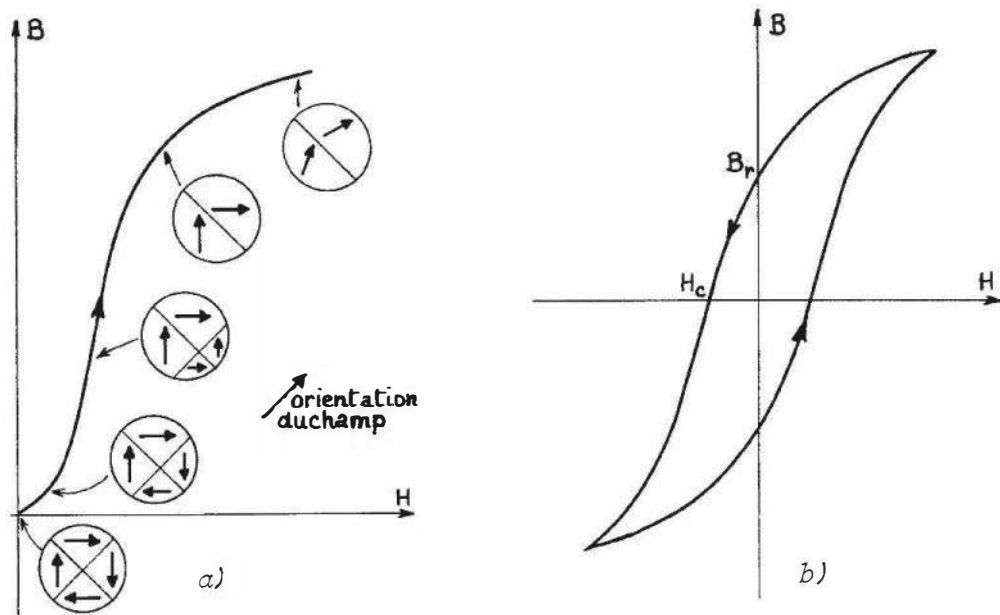


Figure 10.22 – Courbe d'aimantation ferromagnétique : a) illustration du mécanisme de première aimantation ; b) cycle d'hystérésis.

■ Hystérésis

Lorsqu'après une première aimantation à saturation ($H = H_m$) on fait décroître au champ un cycle complet ($H_m, 0, -H_m, 0$) sans changer sa direction, la courbe d'aimantation présente une hystérésis, faisant apparaître une induction rémanente B_r et un champ coercitif H_c (figure 10.22b).

L'hystérésis est faible dans le cas de matériaux très purs. Son existence rend nécessaire, lors du parcours du cycle, la fourniture d'un travail qui se traduit par l'échauffement du matériau.

■ Magnétostriction

Du fait que certains termes d'énergie dépendent de l'interaction entre les moments magnétiques élémentaires et le réseau cristallin, ce dernier se trouve déformé dès lors qu'un champ modifie la direction d'aimantation (magnétostriction directe).

Réciproquement, lorsqu'une contrainte externe déforme le réseau cristallin, les directions d'aimantation facile sont modifiées, donc aussi les orientations des domaines et la position des parois.

Il en résulte :

- une contribution d'origine magnétostrictive à la déformation, qui se superpose à celle purement mécanique traduite par la loi de Hooke. Ainsi les propriétés élastiques d'un matériau ferromagnétique varient avec la contrainte, et la courbe contrainte-déformation d'un échantillon ferromagnétique démagnétisé fait apparaître une hystérésis bien en deçà de sa limite d'élasticité ;
- une modification des propriétés magnétiques, que l'on peut observer par l'évolution de la courbe d'aimantation : effet magnétostrictif inverse.

L'induction rémanente B_r et la perméabilité initiale $\mu = (d B/d H)_{H=0}$ dépendent du matériau ainsi que de la valeur et du signe de la contrainte σ (figure 10.23).

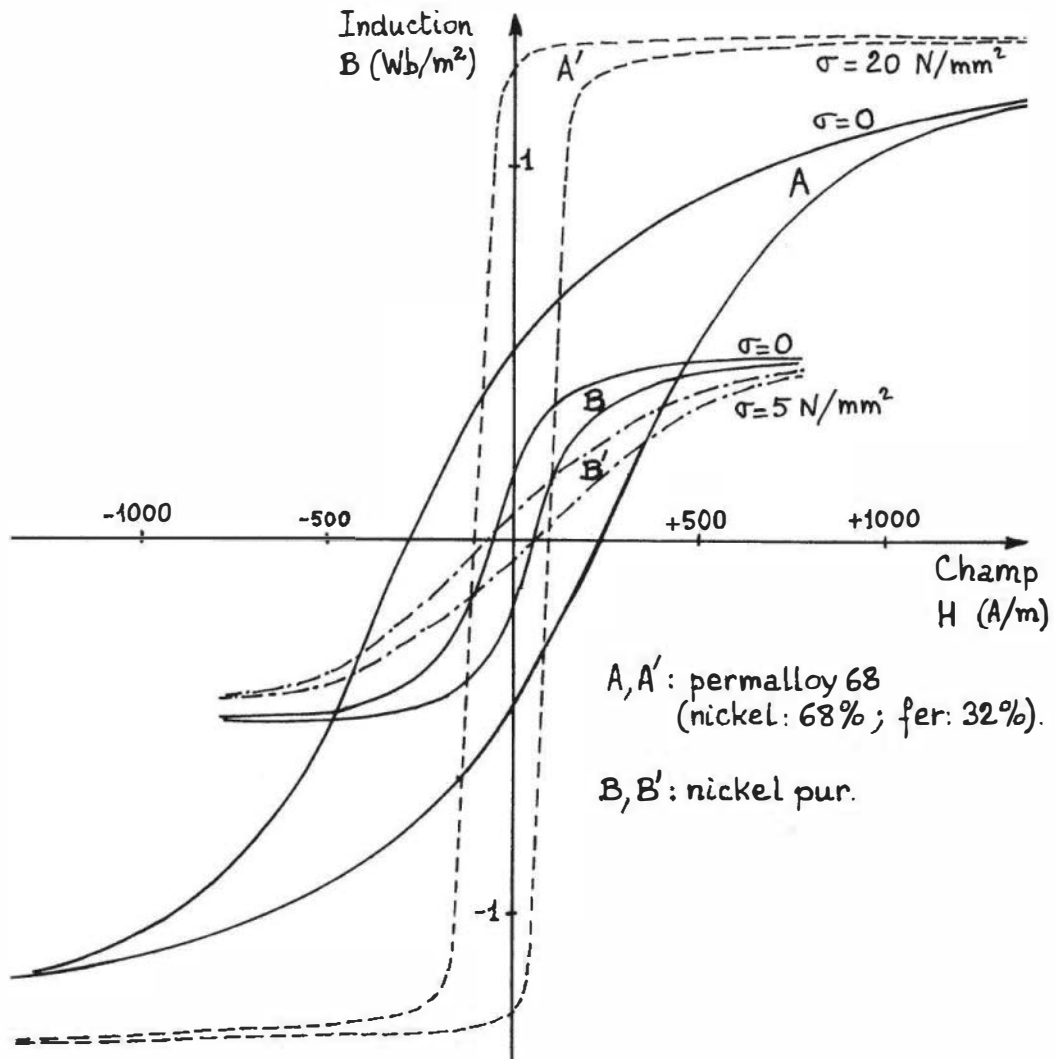


Figure 10.23 – Déformation de la courbe d'aimantation du nickel pur et du permalloy 68 lors d'une contrainte de traction ($\sigma > 0$).

10.2.2 Capteur à variation de perméabilité

La variation de la perméabilité μ sous l'influence d'une contrainte est traduite par son effet sur l'inductance d'une bobine ou le couplage entre deux enroulements.

■ Capteur à variation d'inductance

Il est constitué d'une bobine dont le noyau est déformé par la force à mesurer (figure 10.24). La variation $\Delta\mu$ de la perméabilité moyenne du noyau donc de sa réluctance R , détermine une variation ΔL de l'inductance L de la bobine; les variations relatives de L , R , ou μ sont proportionnelles à la contrainte σ , donc à la force F à mesurer :

$$\frac{\Delta\mu}{\mu} = -\frac{\Delta R}{R} = \frac{\Delta L}{L} = k\sigma$$

Le circuit magnétique est feuilleté afin de limiter les pertes par courants de Foucault et ne doit pas comporter d'entrefer qui introduirait dans l'expression de la réluctance

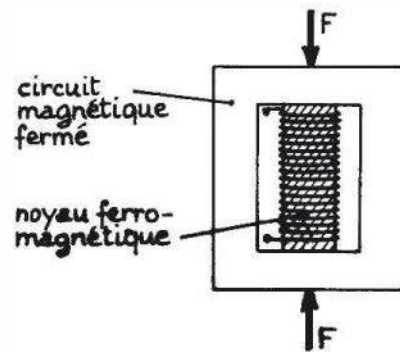


Figure 10.24 – Capteur magnétostrictif à variation d'inductance.

R un terme de valeur importante dont une variation même faible risquerait de masquer la variation de réluctance du noyau lui-même.

La variation d'inductance est mesurée par l'une des méthodes décrites au § 3.3.2.3.

Sensibilité

Elle dépend évidemment du matériau du noyau et ne peut être connue de façon précise que par étalonnage. Ordre de grandeur du coefficient k : $2 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 \cdot \text{N}^{-1}$ (alliages fer-nickel). En outre la sensibilité est influencée par divers paramètres qui agissent sur la perméabilité :

- température : l'agitation thermique contribue à détériorer l'alignement relatif des moments magnétiques et diminue la perméabilité de quelques 0,1 %/°C ;
- fréquence du courant d'excitation : la perméabilité diminue quand la fréquence augmente ;
- amplitude du courant d'excitation : la valeur la plus favorable est celle qui donne la plus forte perméabilité moyenne, les variations d'amplitude du courant ayant alors peu d'influence.

Étendue de mesure

Ordre de grandeur des contraintes maximales admissibles : pour le nickel pur : $20 \cdot 10^6 \text{ N} \cdot \text{m}^{-2}$ et pour le permalloy 68 : $80 \cdot 10^6 \text{ N} \cdot \text{m}^{-2}$

Précision

Erreur de précision (toutes causes confondues) : 2 à 5 % de l'étendue de mesure. Les effets des diverses grandeurs d'influence sont minimisés si l'on compare les inductances de deux bobines dont l'une, non soumise au mesurande, sert de référence.

■ Capteur à variation de couplage

Il est constitué d'un bloc ferromagnétique feuilleté, ayant quatre ouvertures disposées en carré, et à travers lesquelles sont bobinés deux enroulements qui constituent le primaire et le secondaire d'un transformateur (*figure 10.25a*) ; leur disposition à angle droit supprime tout couplage entre eux lorsque la perméabilité du milieu est

isotrope (figure 10.25b). Ces enroulements sont disposés à 45° de l'axe primaire du capteur (axe selon lequel doit être appliquée la force).

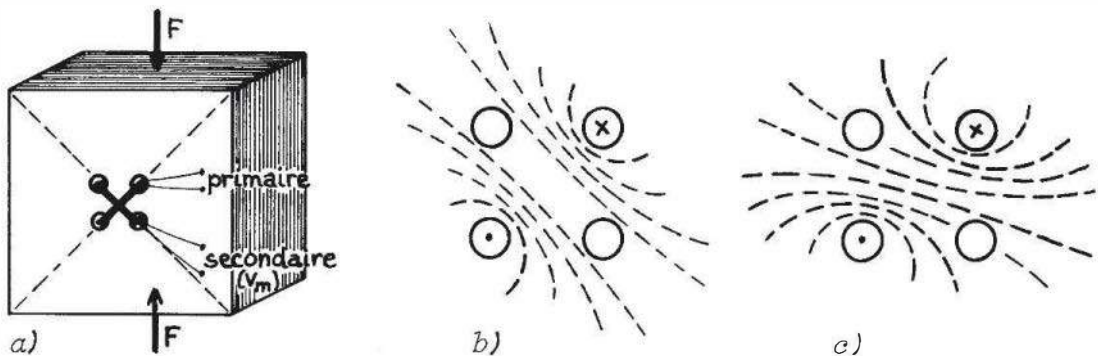


Figure 10.25 – Capteur magnétostrictif à variation de couplage : a) structure ; b et c) allure des lignes d'induction dans le capteur au repos (b) ou contraint (c).

Lorsqu'une force est appliquée suivant cet axe, il en résulte, dans le cas par exemple du permalloy, une diminution de la perméabilité dans la direction de la force de compression et une augmentation dans la direction transversale. La symétrie des lignes d'induction s'en trouve altérée (figure 10.25c) de sorte qu'un signal est induit par le primaire dans le secondaire, d'amplitude proportionnelle à la force à mesurer ; la relation de phase entre signaux primaire et secondaire permet de connaître le signe de la force appliquée.

10.2.3 Capteur à variation d'induction rémanente

Bien qu'il existe des parties de la courbe d'aimantation où la variation de l'induction \vec{B} avec la contrainte est notablement plus forte qu'à champ nul, on préfère cependant mesurer la variation de l'induction rémanente, pour des raisons de simplicité et de stabilité. On considère une bobine dont le noyau, par exemple en nickel pur, présente une induction rémanente B_r ; sous l'effet d'une contrainte à mesurer, par exemple une compression ($d\sigma < 0$), B_r augmente ; on a :

$$\frac{dB_r}{d\sigma} \cong -1,5 \cdot 10^{-9} \frac{\text{Wb} \cdot \text{m}^{-2}}{\text{N} \cdot \text{m}^{-2}}$$

La variation de flux d'induction qui en résulte induit dans la bobine une f.é.m. proportionnelle à dB_r/dt ; la tension de mesure en circuit ouvert s'écrit :

$$v_m = K \frac{dB_r}{dt} = K \frac{dB_r}{d\sigma} \cdot \frac{d\sigma}{dt}$$

où K est un coefficient proportionnel au nombre de tours de la bobine et à sa section.

Il s'agit d'un capteur actif dont l'usage est restreint aux mesures dynamiques puisque seule est mesurée la vitesse de variation de la contrainte, $d\sigma/dt$. La sensibilité du capteur pour la mesure de σ dépend en outre de la constante de temps de l'intégrateur utilisé.

10.2.4 Caractéristiques métrologiques

Les capteurs de force à magnétostriction se caractérisent par :

- une bonne finesse, due à une raideur élevée,
- une grande robustesse et une limite élevée de leur domaine de non-détérioration, en raison de la dureté des matériaux utilisés,
- une impédance électrique faible,
- une linéarité médiocre,
- une sensibilité aux grandeurs d'influence : température, dérives dans le temps, champs magnétiques parasites,
- une limitation de la bande passante à une fréquence généralement très inférieure à la fréquence de résonance mécanique, en raison des pertes par courants de Foucault.

Leur précision, de l'ordre de quelques % de l'E.M., est généralement inférieure à celle des autres capteurs de force.

10.3 Capteurs à jauges d'extensométrie

Le mesurande primaire (force) agit sur un corps d'épreuve sollicité en traction-compression, flexion, ou cisaillement. La déformation qui en résulte (mesurande secondaire) est traduite électriquement au moyen de jauges collées sur le corps d'épreuve et montées dans un pont de Wheatstone.

10.3.1 Caractéristiques mécaniques générales

Les qualités métrologiques du capteur dépendent étroitement des caractéristiques des trois éléments : corps d'épreuve, jauge et colle, et elles sont limitées par leur hystérésis et leur fluage.

■ Hystérésis; non-retour à zéro

La déformation ε résultant d'une force F , d'abord croissante puis décroissante, appliquée à un solide élastique présente une hystérésis ($\Delta\varepsilon$) qui se traduit, après annulation de la force, par une déformation résiduelle $\Delta\varepsilon_0$ (non-retour à zéro) (*figure 10.26*).

Ce défaut apparaît pour une déformation même très faible du métal constituant le corps d'épreuve.

L'hystérésis d'un dynamomètre à jauges résulte évidemment de la superposition de celle de chacun de ses éléments. Bien que leur séparation soit difficile, on a pu montrer que l'hystérésis de la résistance de la jauge est de signe contraire à celle de la déformation du corps d'épreuve et tend à la compenser. Le non-retour à zéro apparent de la déformation du corps d'épreuve, $\Delta\varepsilon_0$, calculé à partir de la variation de résistance de la jauge de facteur K supposé constant, est indiqué en fonction de la déformation maximale ε_{\max} pour différents matériaux et différentes jauges sur les *figures 10.27a et b*.

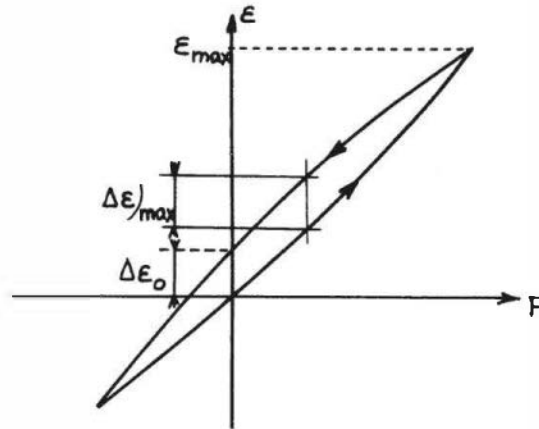


Figure 10.26 – Courbe montrant l'hystérésis de la déformation ε d'un solide soumis à l'action d'une force F .

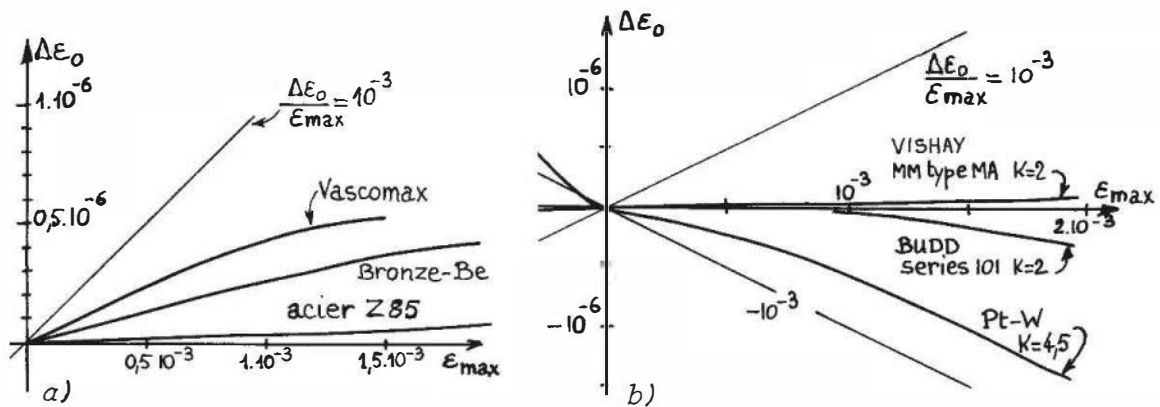


Figure 10.27 – Non-retour à zéro apparent du corps d'éprouve en fonction de la déformation maximale : a) pour différents métaux (jauge MM type MA adhésif BAP 1); b) pour différentes jauges (corps d'éprouve : acier Z85WDV6).

■ Fluage

Lorsqu'un solide est soumis à une force constante, sa déformation augmente avec le temps. Ce phénomène, le fluage, est lié à la viscosité du matériau. De nombreuses mesures effectuées sur des capteurs de force montrent que le signe et la valeur de l'erreur due au fluage sont imprévisibles. En effet la variation dans le temps du signal de sortie d'un capteur de force soumis à un mesurande constant résulte de la superposition de deux effets contraires (*figure 10.28*) :

- le comportement viscoélastique du métal à charge constante conduit toujours à une augmentation de la déformation du métal (*figure 10.28b*);
- simultanément, la colle et le support de jauge subissent une relaxation, phénomène se traduisant par une diminution de la contrainte à déformation constante et qui correspond, au niveau de la jauge, à un fluage négatif (*figure 10.28c*).

La superposition du fluage et de la relaxation aboutit à un fluage apparent positif, négatif, ou nul selon leurs amplitudes respectives, et éventuellement à une brève oscillation si leurs constantes de temps sont inégales (*figure 10.28d*).

En outre, le comportement global dépend de la température et du type de jauge (*figure 10.29*).

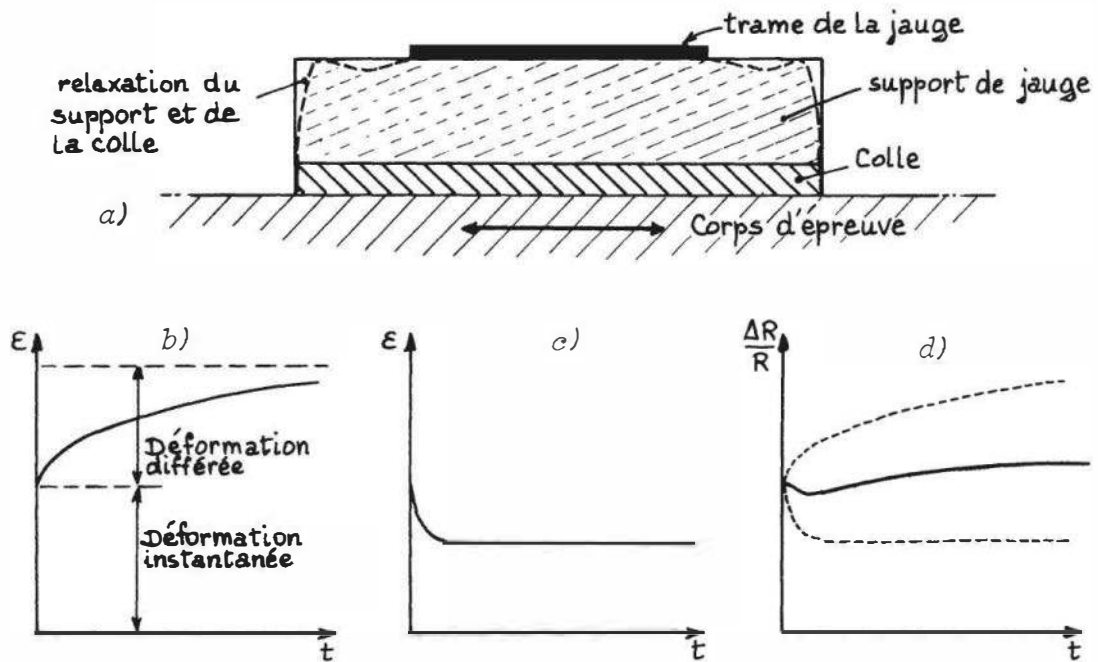


Figure 10.28 – Fluage d'un capteur de force à jauge : a) relaxation de la jauge sur le corps d'épreuve étiré ; b) déformation du corps d'épreuve soumis à un échelon de force ; c) déformation de la trame d'une jauge, due à la relaxation de la colle et du support, dont la base subit un échelon de déformation ; d) variation relative résultante de la résistance de jauge.

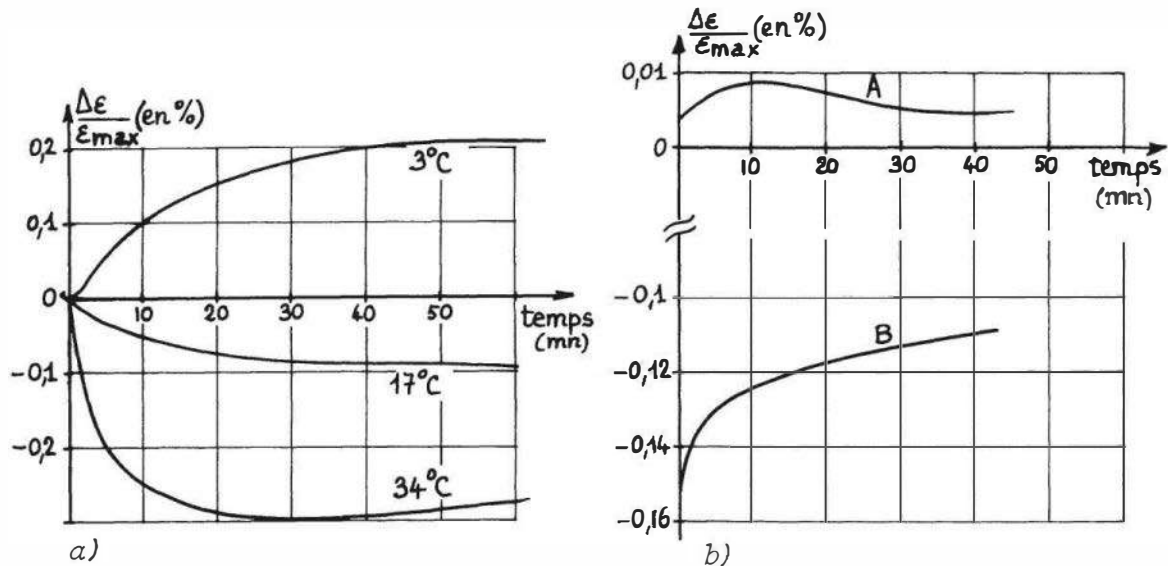


Figure 10.29 – Effet de fluage dans un capteur de force à jauges : a) influence de la température ; b) influence du type de jauge sur le fluage après relâchement de la charge, pour deux types de jauges : (A) jauge MM type MA ($K = 2$) Vishay, (B) jauge en Pt-W ($K = 4,5$).

Corps d'épreuve : acier Z85 – Déformation avant relâchement : $\varepsilon_{\max} = 1,9 \cdot 10^{-3}$

Ces phénomènes conduisent généralement à limiter l'étendue de mesure de sorte que le corps d'épreuve ne soit pas sollicité au-delà d'une déformation de 0,2 % ; une telle déformation correspond sensiblement au quart de la limite d'élasticité du

corps d'épreuve, conventionnellement définie comme la contrainte entraînant un non-retour à zéro de 0,2 %.

Le *tableau 10.2* donne les ordres de grandeur des principales caractéristiques mécaniques d'alliages utilisés pour la réalisation des corps d'épreuve.

Tableau 10.2 – Caractéristiques mécaniques d'alliages pour corps d'épreuve de capteurs de force (Doc. Vishay Micromesures).

	Aciers à ressorts (au Cr, Si, Mo) Norme 45SCD6	Cuivre à 2 % de Béryllium CuBe2	Alliages d'Aluminium	
			7049 A Norme AZ8GU (Zicral)	2618 A Norme AU2GN
Module d'Young Y ($N.m^{-2}$)	220.10^9	130.10^9	72.10^9	72.10^9
Coefficient de température de Y ($^{\circ}C^{-1}$)	$-0,26.10^{-3}$	$-0,38.10^{-3}$	$-0,58.10^{-3}$	$-0,50.10^{-3}$
Coefficient de Poisson	0,285	0,34	0,34	0,34
Coefficient de dilatation thermique ($^{\circ}C^{-1}$)	13.10^{-6}	17.10^{-6}	$23,5.10^{-6}$	22.10^{-6}
Limite d'élasticité à 0,2 % ($N.m^{-2}$)	$1,45.10^9$	$0,8.10^9$	$0,45.10^9$	$0,40.10^9$
Masse volumique (kg/dm^3)	7,8	8,25	2,8	2,75

10.3.2 Construction des capteurs

Le mode d'application de la force sur la partie sensible d'un dynamomètre à jauges est un facteur extrêmement important qui conditionne sa précision.

La géométrie du capteur et particulièrement celle du corps d'épreuve est optimisée en tenant compte des critères généraux suivants :

- placer les jauges dans une région qui n'est pas affectée par les phénomènes d'ex-trémité,
- minimiser les risques de déformation indésirable telle que le flambage, surtout pour les capteurs fonctionnant en compression,
- choisir, si possible, des zones dont les déformations sont égales et de signe contraire pour y implanter les jauges afin d'améliorer la linéarité de la réponse grâce à un montage push-pull,
- éventuellement, réaliser des formes susceptibles de favoriser un mode de déformation parmi plusieurs d'égal probabilité afin d'éviter les déformations imprévues.

Les formules habituelles de la Résistance des Matériaux sont utilisées pour la détermination des champs de déformations. Elles permettent d'apprécier l'influence des divers facteurs géométriques ou mécaniques sur les caractéristiques métrologiques du capteur telles que la finesse, l'étendue de mesure, la sensibilité.

■ Capteurs fonctionnant en traction-compression

Dans ces capteurs, le corps d'épreuve a généralement la forme d'une colonne pleine ou tubulaire de section carrée, rectangulaire ou circulaire dont l'axe principal d'inertie correspond à l'axe primaire du capteur, direction d'application de la force à mesurer (*figure 10.30*).

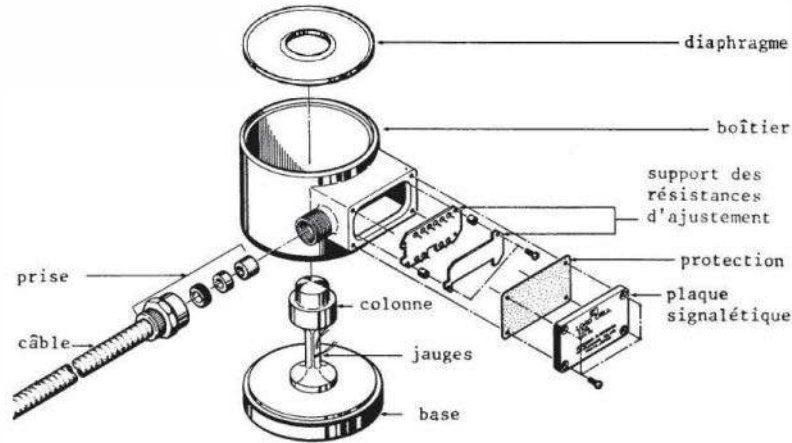


Figure 10.30 – Exemple de constitution d'un capteur de force de compression (Doc. KYOWA).

Le rapport entre les dimensions de la colonne (hauteur ℓ et dimension latérale : diamètre d ou, plus généralement, racine carrée de l'aire s de sa section droite) résulte d'un compromis entre :

- une valeur suffisamment élevée (par exemple $\ell/d \geq 3$) pour que la non-uniformité du champ de contraintes dans le plan d'une section droite, qui est inévitable près des extrémités, n'atteigne pas la zone d'implantation des jauges (principe de Saint-Venant) ;
- une valeur assurant au corps d'épreuve une raideur suffisante afin d'éviter tout risque de flambage ; la condition généralement admise s'écrit :

$$\ell < 20 \sqrt{s}$$

La *figure 10.31* représente la coupe d'un capteur de force travaillant en compression ; les huit jauges qui équipent le corps d'épreuve (*figure 10.32a*) sont identiques et sont soumises :

- soit à la déformation longitudinale $\varepsilon_{//}$ (jauges J_1, J'_1, J_4, J'_4)
- soit à la déformation transversale $\varepsilon_{\perp} = -\nu\varepsilon_{//}$ (jauges J_2, J'_2, J_3, J'_3).

Si F est la force appliquée, comptée positivement lors d'une traction, on a :

$$\varepsilon_{//} = \frac{\Delta\ell}{\ell} = \frac{1}{Y} \frac{F}{s}$$

$\varepsilon_{//}$ étant positif pour un allongement.

Suivant une direction faisant un angle θ avec l'axe principal d'inertie, la déformation a pour expression :

$$\varepsilon_{\theta} = \frac{\varepsilon_{//}}{2} [(1 - \nu) + (1 + \nu) \cos 2\theta]$$

formule dont on peut déduire l'erreur due au défaut d'alignement des jauges.

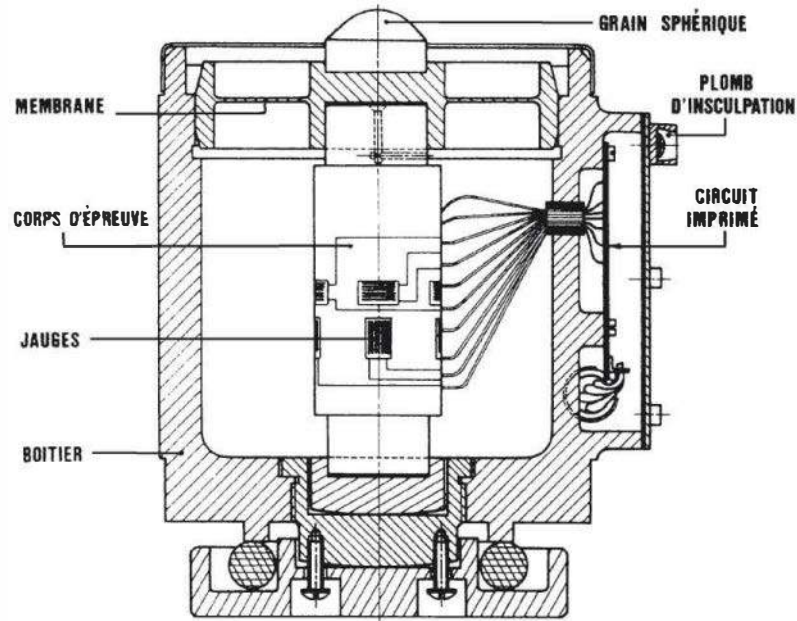


Figure 10.31 – Coupe d'un capteur de force de compression (Doc. Trayvou : capteur C50).

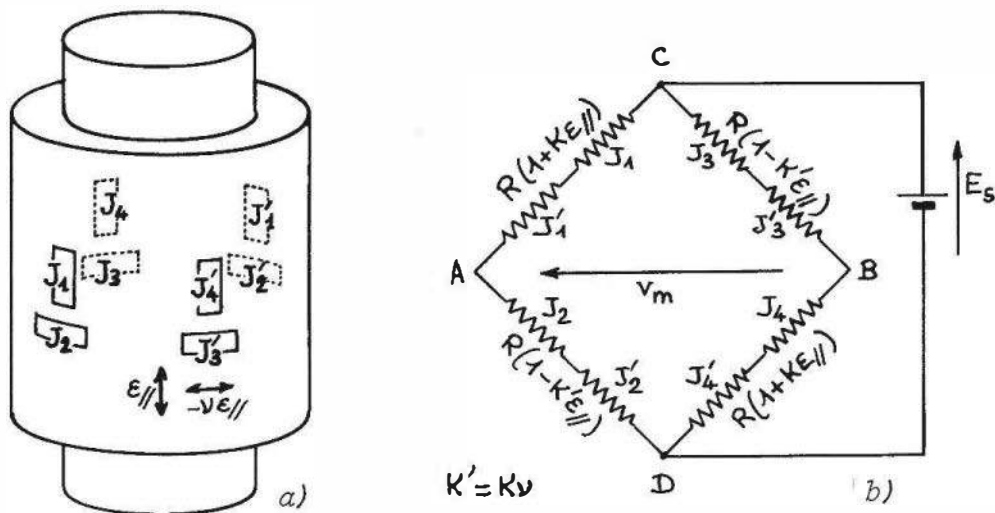


Figure 10.32 – Capteur de force de compression à 8 jauges. Disposition des jauges : a) sur le corps d'épreuve ; b) dans le pont de Wheatstone.

□ Non-linéarité

La tension de sortie du pont (figure 10.32b) s'écrit :

$$v_m = - \frac{K \epsilon_{//} (1 + \nu)}{2 + K \epsilon_{//} (1 - \nu)} E_s$$

soit, pour $\nu = 0,3$ et un facteur de jauge $K = 2$:

$$\frac{v_m}{E_s} \cong -1,3 \epsilon_{//} (1 - 0,7 \epsilon_{//})$$

Le montage électrique introduit donc une non-linéarité qui devrait se manifester par une légère perte de sensibilité en traction et un accroissement en compres-

sion (figure 10.33a). En pratique, c'est en fonction de la force et non de la déformation qu'est observée la tension de sortie du capteur; la non-linéarité apparaît alors d'une part avec un signe contraire à celle qui serait due au seul conditionneur (figure 10.33b), d'autre part avec une amplitude nettement supérieure (figure 10.33c).

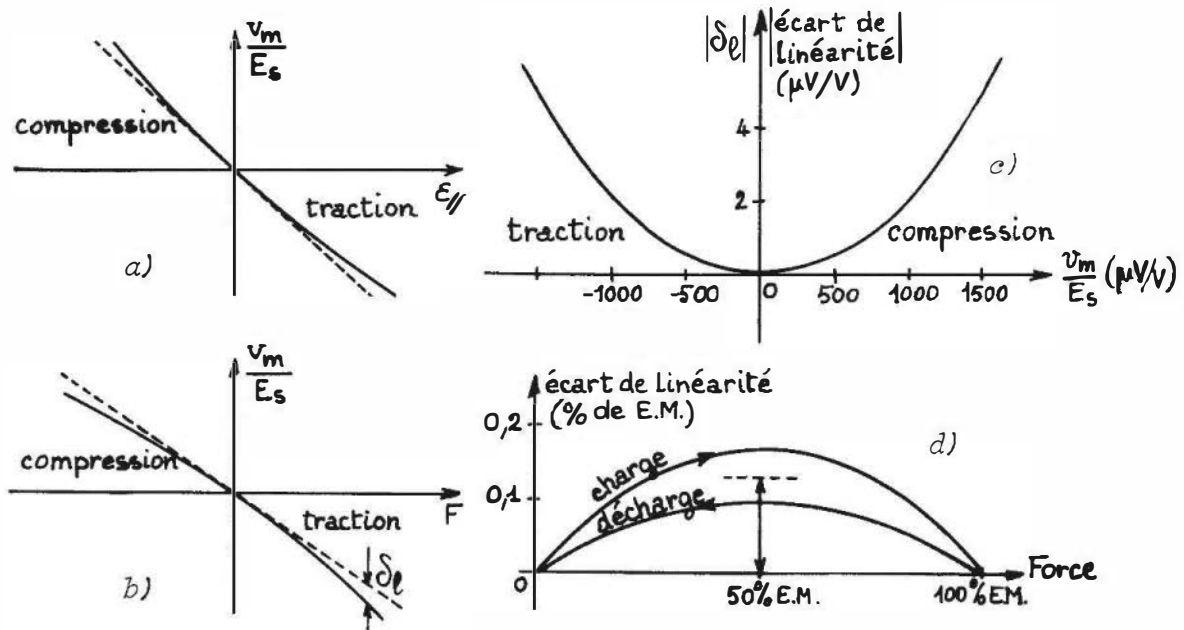


Figure 10.33 – Non-linéarité des capteurs de force de traction-compression. Signal de sortie du pont en fonction : a) de la déformation des jauges ; b) de la force appliquée au capteur ; c) exemple de défaut de linéarité ; d) définition de l'écart maximal de linéarité.

La non-linéarité du pont est donc masquée par celle de la relation contrainte-déformation et l'expression du signal de mesure peut s'écrire sous la forme :

$$\frac{v_m}{E_s} \cong k_1 F(1 + k_2 F) \quad \text{avec } k_2 > 0.$$

d'où un écart de linéarité $\delta_l = k_1 k_2 F^2$ exprimé en $\mu\text{V/V}$.

L'écart de linéarité maximal par rapport à la droite joignant les points de mesure extrêmes (0 et 100 % EM) correspond généralement à la mi-charge maximale. On en chiffre la valeur en prenant la moyenne des écarts mesurés à force croissante puis décroissante (figure 10.33d). Pour un corps d'épreuve cylindrique, on observe un écart de l'ordre de 0,1 % de l'étendue de mesure.

□ Correction de non-linéarité sur les capteurs à jauges métalliques

Cette correction est généralement obtenue à l'aide de jauges semi-conductrices collées sur le corps d'épreuve et connectées en série avec l'alimentation du pont (figure 10.34).

Celui-ci présente, entre les points C et D, une résistance équivalente R_e qui dépend de la déformation (figure 10.32)

$$R_e = R + \frac{K - K'}{2} R \varepsilon = R(1 + \alpha \varepsilon)$$

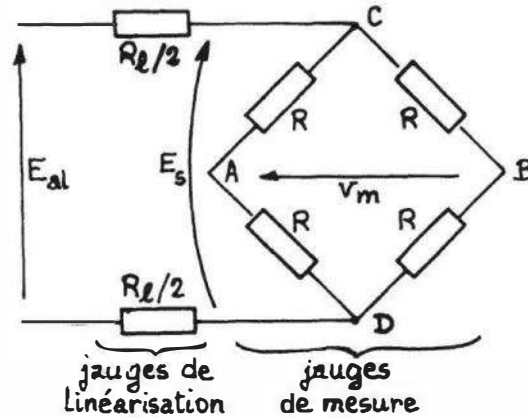


Figure 10.34 – Correction de non-linéarité d'un capteur de force par action sur l'alimentation du pont de jauges.

en posant :

$$\alpha = \frac{K - K'}{2}, \quad K' = K\nu, \quad \varepsilon = \varepsilon_{//}$$

Chacune des jauges de linéarisation, de facteur de jauge K_ℓ , a une résistance $R_\ell/2$, elle-même liée à la déformation longitudinale ε du corps d'épreuve par la relation :

$$R_\ell = R_{\ell_0}(1 + K_\ell \varepsilon).$$

La tension E_s dépend dès lors de ε , donc du mesurande F :

$$\frac{E_s}{E_{al}} = \frac{R_c}{R_c + R_\ell}$$

$$\frac{E_s}{E_{al}} \cong \frac{R(1 + \alpha\varepsilon)}{R(1 + \alpha\varepsilon) + R_{\ell_0}(1 + K_\ell\varepsilon)} \cong \frac{R}{R + R_{\ell_0}} \left(1 - \frac{R_{\ell_0}}{R + R_{\ell_0}} (K_\ell - \alpha)\varepsilon \right)$$

soit, Y et s étant respectivement le module d'Young et la section du corps d'épreuve, et en posant :

$$\beta = \frac{R_{\ell_0}}{R + R_{\ell_0}} (K_\ell - \alpha) \frac{1}{Y \cdot s}$$

on obtient :

$$\frac{E_s}{E_{al}} \cong \frac{R}{R + R_{\ell_0}} (1 - \beta F) \quad \text{au second ordre près.}$$

Le signal de mesure se récrit en fonction de E_{al}

$$\frac{v_m}{E_{al}} = \frac{v_m}{E_s} \cdot \frac{E_s}{E_{al}} = k_1 F (1 + k_2 F) \frac{R}{R + R_{\ell_0}} (1 - \beta F)$$

et la linéarisation est obtenue au second ordre près lorsque $\beta = k_2$, soit :

$$R_{\ell_0} = R \cdot \frac{k_2}{\frac{K_\ell}{Y \cdot s} - k_2 - \frac{K - K'}{2Y \cdot s}}$$

Ainsi avec un capteur pour lequel $k_2 = 2 \cdot 10^{-7} \text{N}^{-1}$, $[Y_S]^{-1} = 0,4 \cdot 10^{-7} \text{N}^{-1}$, $R = 350 \ \Omega$, $K = 2$, $K' = 0,6$ et un semi-conducteur de facteur de jauge $K_\ell = 100$ on a $R_{\ell_0} = 18,6 \ \Omega$.

Les jauges semi-conductrices ayant des valeurs normalisées de 15, 30, 120 Ω , la valeur correcte des résistances de linéarisation est ajustée en les shuntant par des résistances fixes.

□ Effets des contraintes de flexion (sensibilité latérale)

Lorsque la force appliquée sur le corps d'épreuve est légèrement décentrée ou lorsque, centrée, elle est appliquée obliquement, une flexion parasite se superpose à la compression ou à la traction axiale. Les paires de jauges (*figure 10.32a*) (J_1, J'_1) , (J_2, J'_2) , (J_3, J'_3) , (J_4, J'_4) ont toutes leurs éléments sollicités en sens opposé par ces flexions parasites. Par raison de symétrie, aucun signal de mesure ne devrait donc apparaître. En pratique, tous les capteurs même les plus performants sont sensibles aux charges latérales. Cette sensibilité est due au fait que toutes les jauges n'ont pas exactement le même facteur de jauge et que des erreurs de positionnement et d'orientation des jauges sur la surface du corps d'épreuve sont inévitables. Cette sensibilité diminue par effet de moyenne lorsqu'on augmente le nombre de jauges actives (8 ou 16 jauges par exemple). Elle est également fortement atténuée grâce à l'utilisation d'une ou deux lames ressort, en forme de diaphragme, très souples dans la direction axiale et très raides dans le plan transversal (*figures 10.30 et 10.31*).

■ Capteurs fonctionnant en flexion

Ce type de déformation concerne des corps d'épreuve en forme d'anneaux, poutres, lames, membranes, étriers, potences dont la *figure 10.35* donne quelques exemples. Par construction, la raideur de ces corps d'épreuve est généralement inférieure à celle des colonnes, ce qui les destine à des capteurs de moindre étendue de mesure donc plus sensibles.

□ Relations mécaniques

Les expressions de la déformation ε du métal à l'endroit des jauges et de la flèche f au point d'application de la force sont indiquées dans le *tableau 10.3*, en fonction des notations de la *figure 10.35*, et en supposant négligeables :

- le raidissement dû à la présence de pièces d'accouplement (crochets)
- la flexion des pièces d'appui des étriers et potences.

Dans le cas d'une lame (*figure 10.35d ou e*), des déformations $-\varepsilon$ et $-\varepsilon'$ sont obtenues, en regard, sur la face opposée de la lame. En disposant des jauges identiques de part et d'autre (J_1 au-dessus, J_2 au-dessous par exemple) il devient possible, dans un montage en pont, de mesurer la force de flexion F_2 seule lorsque J_1 et J_2 sont dans deux branches adjacentes, tandis que la force de traction F_1 est seule mesurée en les disposant dans 2 branches opposées (*figure 10.36*).

Les deux composantes étant ainsi mesurées, la force F agissant dans le plan de la figure devient calculable en module et direction.

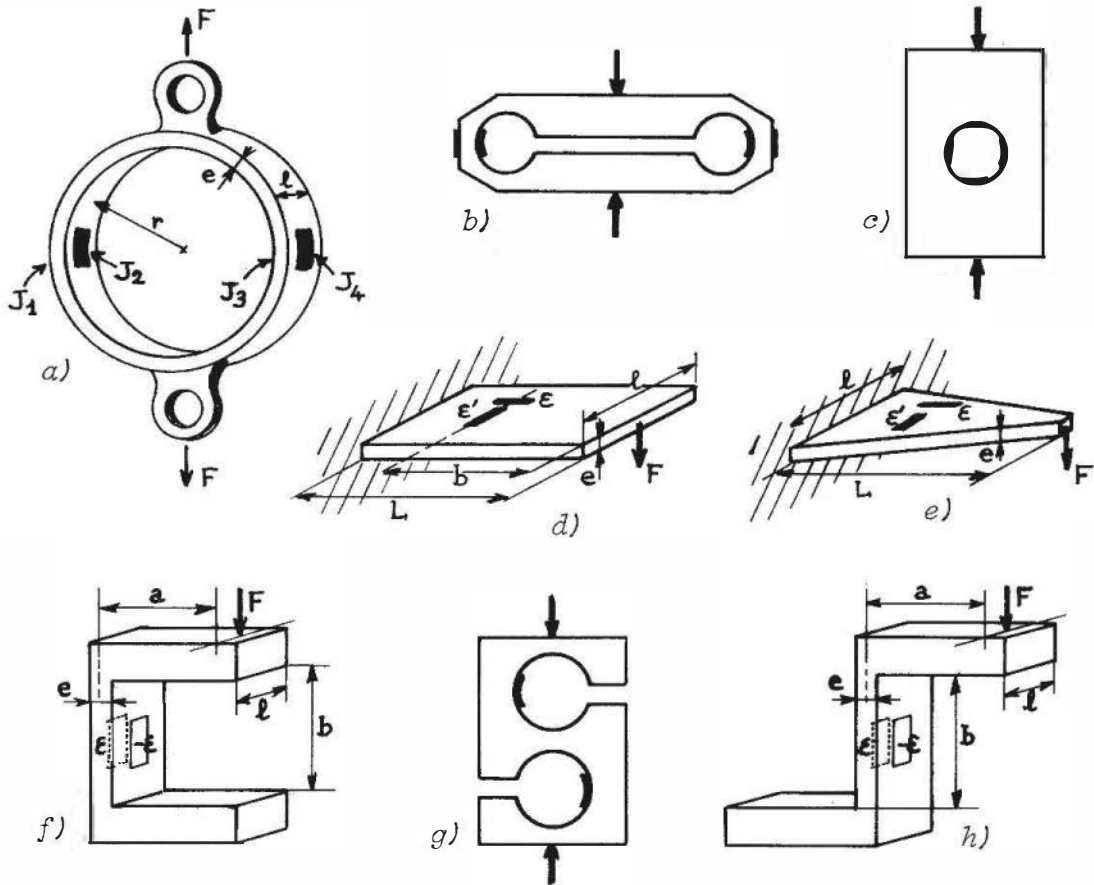


Figure 10.35 – Exemples de corps d'épreuve travaillant en flexion :
 – anneaux dynamométriques : a) circulaire ; b) plat ; c) en forme de colonne percée transversalement
 – lames : d) rectangulaire (flexion) ; e) triangulaire (isoflexion)
 – étriers : f) simple, g) double, h) potence.

Tableau 10.3 – Relations mécaniques dans les corps d'épreuve travaillant en flexion.

Corps d'épreuve	Fig.	Déformation	Flèche f
Anneau circulaire (e « r)	a	$\varepsilon_2 = \varepsilon_3 = -\varepsilon_1 = -\varepsilon_4 = \frac{1,09 \cdot F \cdot r}{Y \cdot l \cdot e^2}$	$f = 1,79 \frac{F \cdot r^3}{Y \cdot l \cdot e^3}$
Lame rectangulaire	d	$\varepsilon = \frac{6 \cdot F \cdot b}{Y \cdot l \cdot e^2} \quad \varepsilon' = -\nu\varepsilon$	$f = \frac{4 \cdot F \cdot L^3}{Y \cdot l \cdot e^3}$
Lame triangulaire	e	$\varepsilon = \frac{6 \cdot F \cdot L}{Y \cdot l \cdot e^2}$ (identique en tout point de la lame : isoflexion) $\varepsilon' = -\nu\varepsilon$	$f = \frac{6 \cdot F \cdot L^3}{Y \cdot l \cdot e^3}$
Étrier et potence	f et h	$\varepsilon = \frac{F}{Y} \cdot \frac{1}{l \cdot e} \left[\frac{6a}{e} + 1 \right]$	$f = 12 \frac{F \cdot a^2 b}{Y \cdot l \cdot e^3}$

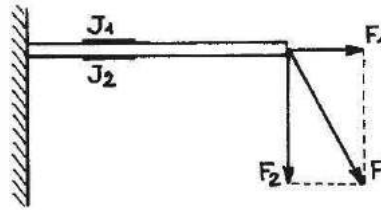


Figure 10.36 – lame soumise à une force oblique.

□ **Influence du point d'application de la force**

Dans les montages simples en porte-à-faux précédents, tout changement du point d'application de la force se répercute sur le signal de mesure. On a par exemple :

$$\frac{\Delta v_m}{v_m} = \frac{\Delta b}{b} \quad (\text{lame rectangulaire})$$

ou

$$\frac{\Delta v_m}{v_m} = \frac{\Delta L}{L} \quad (\text{lame triangulaire}),$$

b et L désignant la distance entre le point d'application de la force et respectivement les jauges de mesure ou l'encastrement. Pour $L = 50$ mm et $\Delta L = 0,05$ mm, la variation du signal de mesure est de 0,1 %, écart souvent inacceptable en pratique. Pour s'affranchir de cet inconvénient, de nombreux constructeurs adoptent une géométrie particulière du corps d'épreuve, dite en double poutre encastree (figure 10.37).

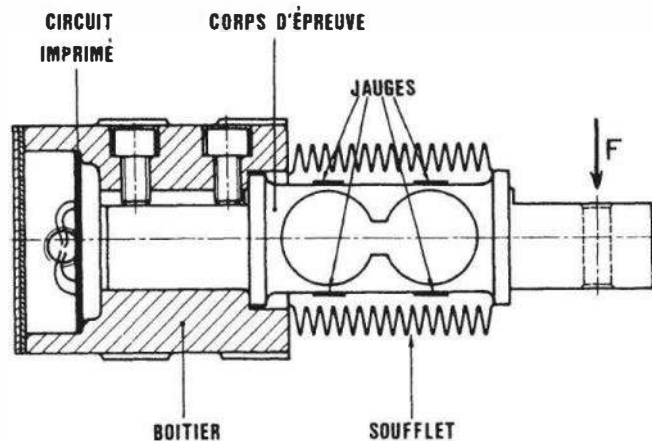


Figure 10.37 – Coupe d'un capteur de force de précision, à double poutre encastree (Doc. Trayvou, capteur F60).

□ **Linéarité**

Par construction et contrairement aux capteurs de traction, ou de compression, les capteurs de flexion sont généralement très linéaires ; en effet, le corps d'épreuve présente des zones de déformations égales et de signes contraires. Les jauges placées dans la zone de traction voient une déformation de la forme $\varepsilon_t = \alpha F(1 + \beta F)$ tandis que les jauges comprimées subissent une déformation $\varepsilon_c = -\alpha F(1 - \beta F)$.

En mesurant la différence des deux déformations

$$\varepsilon_t - \varepsilon_c = \alpha F(1 + \beta F + 1 - \beta F) = 2\alpha F,$$

le pont de Wheatstone réalise l'autocompensation des termes quadratiques et par conséquent présente une réponse parfaitement linéaire.

□ Fluage

L'expérience montre que le fluage de ces capteurs est plus important que celui des capteurs de plus grande raideur. La raison généralement admise en est que la contribution des jauges à la rigidité de la structure devient plus importante lorsque l'épaisseur du corps d'épreuve diminue.

Un choix judicieux de la colle et des jauges permet toutefois de s'affranchir de cet inconvénient majeur (§ 10.3.1).

■ Capteurs fonctionnant en cisaillement

La technique consiste à mesurer les déformations principales engendrées dans un corps d'épreuve travaillant en flexion, par les contraintes de cisaillement dues à l'effort tranchant. La partie sensible du capteur est constituée d'un ou plusieurs bras de forme massive, rectangulaire ou cylindrique, avec une section de mesure évidée (figure 10.38).

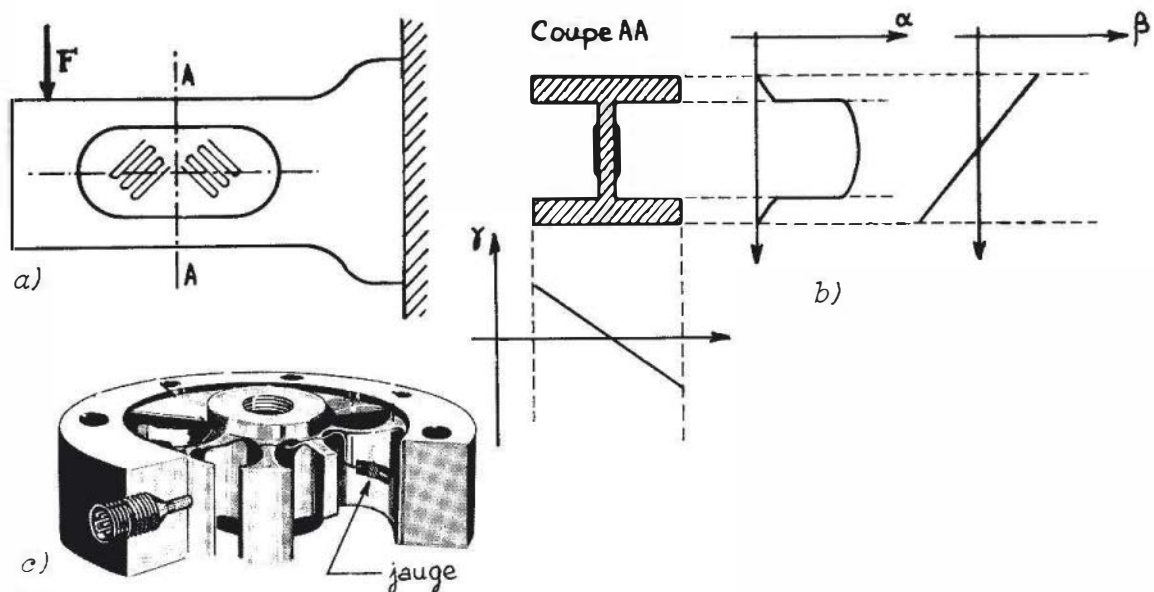


Figure 10.38 – Capteur de force à cisaillement : a) principe ; b) coupe AA et tracé des champs de contraintes : cisaillement (α) et flexion (β) dus à la force F ; flexion (γ) due à une force transversale ; c) exemple de réalisation avec bras multiples pour diminution des erreurs par effet de moyenne (Doc. Interface).

Les jauges sont collées au centre des cloisons usinées dans la masse du corps d'épreuve, leur axe sensible faisant un angle de 45 degrés avec celui du corps d'épreuve.

Dans cette configuration, les jauges se trouvent dans un champ de contraintes de cisaillement quasi uniforme (figure 10.38b, courbe α), l'influence des contraintes

de flexion étant négligeable. Comme la contrainte de cisaillement est indépendante du point d'application de la force, ce type de capteur présente une sensibilité très faible aux changements de son point d'application. Du fait de la position des jauges et du câblage du pont de Wheatstone, ces capteurs présentent :

- une faible sensibilité à toute influence thermique ou mécanique (dilatation, traction...) à condition qu'elle ne se traduise pas par des contraintes de cisaillement des sections de mesure ;
- une excellente linéarité sur la totalité de l'étendue de mesure, en raison de la symétrie naturelle des déformations principales positives et négatives.

10.3.3 Caractéristiques métrologiques

■ Évaluation et qualification

L'évaluation d'un capteur de force consiste à constater ses caractéristiques et performances au moyen de méthodes adéquates. Cette opération peut être sanctionnée par la délivrance d'un procès-verbal établi par le « Centre d'Évaluation et de Qualification Agréé » (C.E.Q.A.) qui a effectué les essais.

La qualification (ou approbation de modèle, ou homologation) est une procédure au cours de laquelle il s'agit de vérifier que les performances constatées satisfont à des règlements ou à des spécifications (cas des capteurs de force de pesage). Les capteurs doivent alors satisfaire aux prescriptions de l'Organisation Internationale de la Métrologie Légale (O.I.M.L.) et du Service français des Instruments de Mesure (S.I.M.).

Ces prescriptions sont contenues pour l'essentiel dans le décret 65487 du 18 juin 1965 et l'arrêté du 24 mars 1972.

Les instruments de mesurage de même catégorie sont classés selon différents niveaux de précision. Les classes de précision sont désignées, (recommandation O.I.M.L.)

- soit par des chiffres romains, il existe par exemple 4 classes réglementaires pour les capteurs de pesage, notées I, II, III, IV.
- soit par des nombres de la forme $a \cdot 10^n$; on dira par exemple d'un instrument qu'il est de classe $1,5 \cdot 10^{-4}$ lorsque, toutes erreurs confondues, son erreur de précision est garantie inférieure à $1,5 \cdot 10^{-4}$ E.M.

■ Conditions de fonctionnement

Les indications données par un capteur ou un ensemble de capteurs de force sont entachées d'erreurs lorsque varient : la durée du maintien sous charge, la température, le mode d'application des charges, les conditions d'installation des capteurs, la tension et la fréquence du courant d'alimentation, divers facteurs d'influence secondaires.

□ Maintien sous charge

Le contrôle des écarts, lorsque varie la durée du maintien sous charge, fait intervenir la notion de fluage (§ 10.3.1.2). Après un maintien sous charge donnée (généralement la charge nominale) pendant 8 heures, les indications du capteur à la fin de

l'essai sont comparées à celles fournies au début. Pour un capteur de force de pesage, la différence entre les deux indications ne doit pas être supérieure à l'erreur tolérée à cette charge. Un autre essai réglementaire consiste à relever les écarts de zéro après avoir maintenu la charge nominale pendant une période de 30 minutes.

□ Influence de la température

La variation de température est un facteur important d'erreur : en effet, elle agit sur le zéro et sur la sensibilité du capteur. Le domaine nominal de température est souvent fixé de $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$ mais d'autres limites peuvent être fixées par le constructeur.

Les mesures sont généralement faites pour des températures stables ainsi que pour des vitesses de variation de température de l'air ambiant ne dépassant pas $5\text{ }^{\circ}\text{C}$ par heure (l'écart maximal de température au cours de l'essai doit être inférieur à $3\text{ }^{\circ}\text{C}$). Pour les capteurs de force de pesage, l'indication donnée à vide ne doit pas varier de plus d'une graduation de l'appareil de mesure associé pour des différences de température ambiante de $5\text{ }^{\circ}\text{C}$. L'indication donnée sous charge devra rester à l'intérieur des erreurs tolérées (déduction faite de l'erreur de zéro).

Les variations thermiques de « zéro » des capteurs de force à jauges d'extensométrie sont généralement dues à l'imperfection de la compensation des jauges (même pour les jauges dites « autocompensées ») ou simplement parce que les fils de câblage des bras du pont de Wheatstone ont des longueurs différentes.

Les variations de l'indication sous charge résultent des variations thermiques du module d'Young (*tableau 10.2*) et du facteur de jauge.

Quel que soit le type de jauge, l'influence de la température peut être réduite au niveau du pont de Wheatstone par les méthodes indiquées au § 3.3.1.3 lorsque les capteurs disposent d'éléments de compensation (*tableau 10.4*)

Tableau 10.4 – Sensibilité et influence de la température dans la plage de compensation : $+10\text{ }^{\circ}\text{C}$ à $+50\text{ }^{\circ}\text{C}$ (capteurs JPB ; E.M. : 500 N).

Capteurs	Jauges	Signal de sortie pour 500 N	Sensibilité	Erreurs dues à la température	
				sur le zéro	sur la sensibilité
N 206-500	métalliques	2 mV/V	$4\text{ }\mu\text{V/V/N}$	0,5 % de l'E.M.	$2 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$
N 207-500	semiconductrices	20 mV/V	$40\text{ }\mu\text{V/V/N}$	1 % de l'E.M.	$5 \cdot 10^{-4}/^{\circ}\text{C}$

□ Influence du mode d'application de la charge

Les capteurs de force ne travaillent jamais dans des conditions d'installation idéales ; notamment, le support d'un capteur posé peut présenter une erreur d'horizontalité ou une variation de celle-ci, et l'effort appliqué ne pas être rigoureusement dans l'axe de charge théorique. La non-reproductibilité de ces conditions d'installation provoque des erreurs de fidélité. En général le constructeur indique pour ces imperfections les limites permettant au capteur un fonctionnement garanti dans la classe de précision donnée ; exemple : variation d'horizontalité inférieure à 2 ‰ sous

charge. En outre, lorsque dans une installation de pesage, on déplace une charge sur une structure solidaire de plusieurs capteurs dont on additionne les signaux de sortie, l'écart entre les résultats obtenus dépend de la différence entre les sensibilités de chacun des capteurs. Il est indispensable, dans ce cas, que les capteurs aient tous même sensibilité (par exemple à $0,5 \cdot 10^{-3}$ près) ce qui en outre autorise leur interchangeabilité.

□ **Mobilité**

La mobilité d'une installation de pesage est appréciée en observant, pour une charge donnée, la surcharge qu'il est nécessaire d'ajouter, sans choc, sur l'installation, pour provoquer une variation d'une unité d'indication du dispositif de mesurage. On indiquera par exemple une erreur de mobilité de 1/3 de graduation de l'appareil pour la charge nominale.

□ **Alimentation des capteurs à jauges**

On admet généralement que des variations de -10% à $+15\%$ de la tension nominale et $\pm 2\%$ de la fréquence nominale doivent pouvoir être compensées par les instruments de mesure associés au capteur (fonctionnement en quotientmètre par exemple, § 8.9.1.3.).

□ **Grandeurs d'influence secondaires**

De manière générale, les capteurs de force doivent rester insensibles à divers facteurs tels que champs magnétiques et électriques, vibrations, conditions atmosphériques (pression, humidité). Il est nécessaire que les capteurs ainsi que les connecteurs et câbles qui les équipent soient étanches, étant souvent appelés à travailler dans des ambiances humides voire dans l'eau ; la résistance d'isolement entre les divers conducteurs et la masse du capteur doit en tout état de cause rester supérieure à $2 \cdot 10^9 \Omega$.

Dans le domaine du pesage, le mesurande est la force de pesanteur Mg à laquelle est soumise la masse M , véritable objet de la mesure. L'accélération de la pesanteur (g) peut donc être considérée comme une grandeur d'influence ; toutefois, sa valeur étant constante en un lieu donné, il n'en résulte pas d'erreur dès lors qu'un étalonnage de l'installation est effectué in situ.

10.3.4 Réponse en fréquence

Contrairement au cas des capteurs piézoélectriques, les capteurs de force à jauges présentent une sensibilité en continu S_o et sont donc bien adaptés à la mesure des forces statiques.

Aux fréquences élevées, la réponse est, comme pour les capteurs piézoélectriques, celle d'un système passe-bas du 2^e ordre très faiblement amorti :

$$S(f) = S_o \frac{1}{1 - (f/f_o)^2}$$

La fréquence de résonance mécanique f_o du capteur monté peut aller de quelque 100 Hz (capteurs à faible raideur et haute sensibilité) à plusieurs dizaines de kHz.

Elle est calculée en tenant compte non seulement de la masse M_c de la partie mobile du capteur, mais de celle M_a de l'ensemble des pièces extérieures qui en sont solidaires, de sorte que f_o peut être nettement inférieure à la fréquence naturelle f_r du capteur isolé :

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M_c}} \quad K = \text{raideur équivalente du capteur}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{K}{M_c + M_a}} = f_r \sqrt{\frac{M_c}{M_c + M_a}}$$

Exemple. Capteur FL 50 U (fabricant Strainsert) :

- E.M. : 220 kN $M_c = 0,735$ kg
- $K = 3,8 \cdot 10^9$ Nm⁻¹ $f_r = 11,4$ kHz
- Avec $M_a = 20$ kg, on calcule $f_o = 2,14$ kHz

Lorsqu'existe le risque que le capteur soit excité à sa résonance (par exemple à la suite de vibrations parasites), un amortissement additionnel peut éviter les erreurs de mesure (amortissement fluide, sans frottement mécanique).

Tableau 10.5 – Caractéristiques métrologiques des capteurs de force à jauges.

Portées nominales (P.N.) typiques (en daN)	± 5 à ± 5 000	(capteurs en flexion)
	± 500 à ± 50 000	(capteurs en cisaillement)
	± 500 à ± 200 000	(capteurs en traction/compression)
Niveau de sortie pour P.N.	1 à 4 mV/V	(jauges métalliques)
	10 à 30 mV/V	(jauges semiconductrices), voir <i>tableau 10:4</i>
Erreur de précision	0,01 à 0,2 % de P.N.	(jauges métalliques)
	0,5 à 2 % de P.N.	(jauges semiconductrices)
Fluage	0,05 à 0,1 % après 8 heures sous P.N.	
Déflexion sous P.N.	3 à 10 μm	(traction/compression, cisaillement)
	20 à 200 μm	(flexion)
Portée-limite de non-détérioration	150 à 200 % de P.N. et jusqu'à 10 P.N. pour les capteurs à butées mécaniques	

10.4 Capteurs de force par mesure de déplacement

La force impose à un corps d'épreuve une variation de dimension $\Delta\ell$, mesurable à l'aide d'un capteur de déplacement ; v_m étant le signal de sortie, le rapport de transfert s'explique :

$$\frac{v_m}{F} = \frac{v_m}{\Delta\ell} \cdot \frac{\Delta\ell}{F}$$

$\frac{v_m}{\Delta \ell}$ est le rapport de transfert du capteur de déplacement

$\frac{\Delta \ell}{F}$, inverse de la raideur, est la souplesse du corps d'épreuve.

Une grande souplesse améliore la sensibilité ; elle réduit cependant la finesse.

□ Corps d'épreuve

Les capteurs de ce type étant souvent destinés à la mesure de forces relativement faibles les corps d'épreuve doivent présenter une grande souplesse et leur déflexion être alors limitée par des butées mécaniques. Les corps d'épreuves les plus utilisés sont :

- l'anneau dynamométrique et la console (§ 10.3.2.2 – *figure 10.35*) ;
- le ressort hélicoïdal. Celui-ci est formé de n spires de diamètre moyen D , constituées d'un fil de section circulaire (diamètre d) ou carrée (côté c) (*figure 10.39a*).

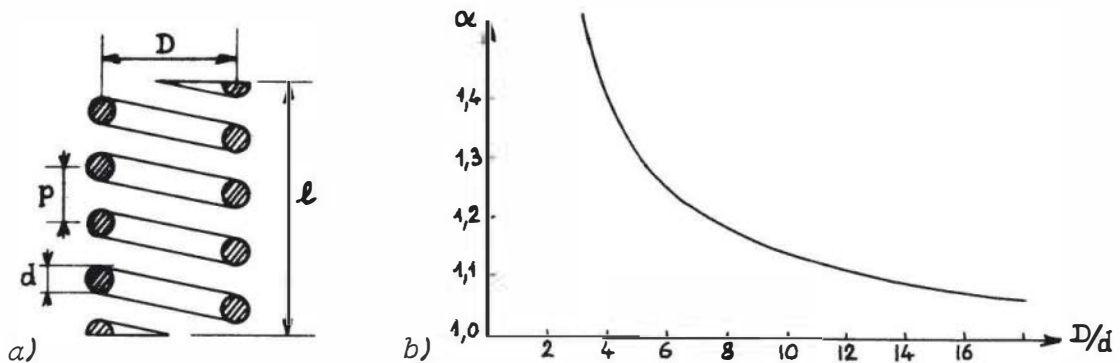


Figure 10.39 – Ressort hélicoïdal : a) Coupe longitudinale ; b) facteur de contrainte α en fonction du rapport D/d .

Soit ℓ la longueur du ressort, on a :

$$\ell = n \cdot p, \quad p \text{ désignant le pas de l'hélice.}$$

Lorsque $p < D/3$, on peut admettre que le fil travaille uniquement en torsion et que l'expression théorique de la souplesse du ressort est, selon la forme de la section

$$\frac{\Delta \ell}{F} = \frac{8 \cdot n \cdot D^3}{Gd^4} \quad \text{ou} \quad \frac{\Delta \ell}{F} = \frac{5,6 \cdot n \cdot D^3}{Gc^4}$$

G étant le module de rigidité ou de cisaillement du matériau :

$$G = \frac{Y}{2(\nu + 1)}$$

soit numériquement :

$$G \cong 8 \cdot 10^{10} \text{ N} \cdot \text{m}^{-2} \text{ (acier)} \quad \text{et} \quad G \cong 2,7 \cdot 10^{10} \text{ N} \cdot \text{m}^{-2} \text{ (aluminium)}$$

La valeur maximale de la contrainte de cisaillement σ_s , dans le ressort a pour expression dans le cas d'un fil de section circulaire :

$$\sigma_{s, \text{Max}} = \alpha \cdot \frac{8 \cdot D \cdot F}{\pi d^3}$$

Le coefficient α , facteur de contrainte, varie en fonction du rapport D/d (figure 10.39b).

Pour la charge nominale $\sigma_{s, \text{Max}}$ doit rester inférieure à la contrainte limite de cisaillement admissible dans le matériau : σ_{sl}

$$\sigma_{sl} \cong 2,5 \cdot 10^8 \text{ N} \cdot \text{m}^{-2} \text{ (acier)}$$

$$\sigma_{sl} \cong 1,45 \cdot 10^8 \text{ N} \cdot \text{m}^{-2} \text{ (aluminium)}$$

□ Capteur de déplacement

Selon les conditions d'utilisation et les performances recherchées, les divers types trouvent leur application :

- le potentiomètre résistif, éventuellement précédé d'un levier d'amplification mécanique du déplacement (§ 7.1) ;
- les capteurs inductifs à variation de réductance, d'induction mutuelle, ou à transformateur différentiel (§ 7.2.2 et 7.2.3) ;
- les capteurs capacitifs (§ 7.3).

□ Exemple de réalisation

et de caractéristiques métrologiques :

Capteur FTA-G-1K (constructeur : Schaevitz) :

Technologie : ressort hélicoïdal et transformateur différentiel (figure 10.40) ;

Étendue de mesure (E.M.) : ± 1 daN ;

Signal de sortie pour la pleine échelle :

1,1 V_{eff} (pour une excitation de 5 V_{eff} , 2,5 kHz) ;

Précision : $\pm 0,25$ % de la pleine échelle ;

Déflexion sous charge nominale : $\pm 0,5$ mm.

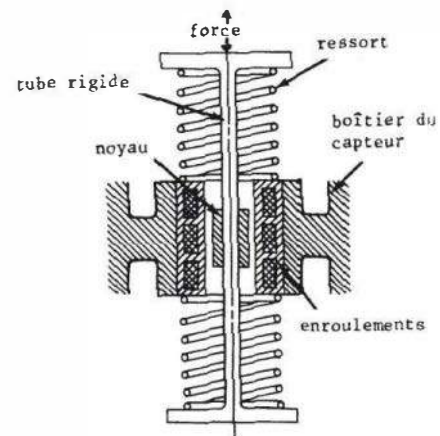


Figure 10.40 – Capteur de force à ressort hélicoïdal associé à un transformateur différentiel (doc : Schaevitz).

10.5 Capteurs de couple

Un couple résulte de l'application à un bras de levier de forces et sa mesure fait appel aux mêmes principes. La mesure de couple, fréquente sur des pièces en rotation pose problème pour le transfert de l'information quand le capteur est mobile. Chaque fois que cela est possible, on mesure donc non pas le couple moteur sur un organe mobile, mais le couple de réaction s'exerçant sur une partie fixe de la machine.

10.5.1 Liaisons électriques à un capteur mobile

La nécessité fréquente de mesurer les couples sur des organes en rotation pose le problème des liaisons électriques entre capteur mobile et chaîne de mesure fixe. Les liaisons peuvent être assurées avec ou sans contact.

□ Liaisons avec contact

On utilise soit des contacts glissants à bagues et balais (*figure 10.41a*), soit des contacts tournants à bain de mercure (*figure 10.41b*).

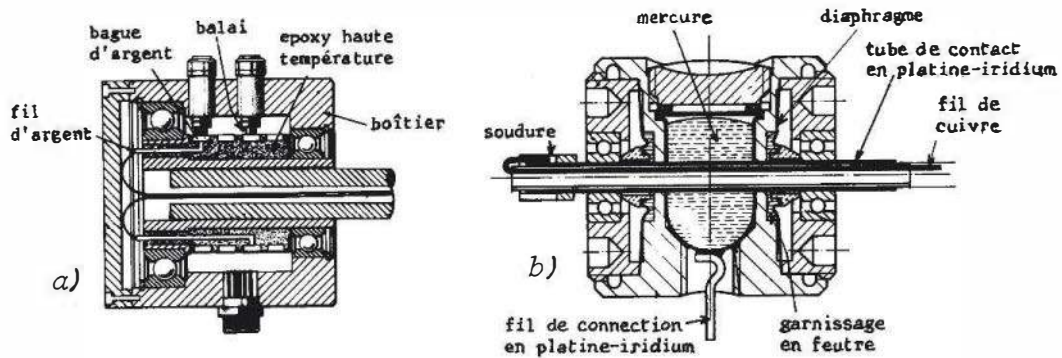


Figure 10.41 – Liaisons électriques sur organes tournants : a) contacts à bagues et balais (doc. Lebow), b) contacts à bain de mercure (doc. Vibro-meter S.A.).

Ils ont l'avantage de permettre le passage d'un courant continu, mais ils présentent une résistance de contact qui peut être affectée de variations erratiques (δR) ayant pour origine principale les fluctuations de la pression de contact dues aux aspérités et vibrations ; ces variations concernent donc surtout les contacts glissants.

Ordre de grandeur de δR (crête à crête) :

- 5 à 50 m Ω (bagues – balais), 0,25 m Ω (bain de mercure).

En outre, lorsque les parties fixe et tournante sont constituées de métaux différents, leur contact provoque l'apparition dans le circuit d'une force électromotrice thermoélectrique qui demeure inférieure à 2 μV pour un contact mercure/platine-iridium dans le domaine d'utilisation.

Enfin l'échauffement et l'usure mécanique dus aux frottements impliquent, afin d'augmenter la durée de vie :

- une limitation de la vitesse de rotation : la vitesse linéaire maximale au niveau d'un contact glissant est de l'ordre de 25 m/s ;
- un dispositif de refroidissement forcé pour les vitesses élevées.

La durée de vie des contacts tournants au mercure est supérieure à celle des contacts bagues-balais ; lorsque la mesure ne s'effectue pas de façon permanente, la durée d'utilisation de ces derniers est augmentée, et leur entretien facilité, lorsqu'ils sont débrayables.

□ Liaisons sans contact

La transmission électrique est dans ce cas soit capacitive : condensateur tournant, soit inductive : transformateur rotatif (*figure 10.42*) et ne concerne dès lors que des signaux alternatifs.

Il n'y a plus dans ce cas de frottement susceptible de limiter la durée de vie et la vitesse de rotation. Tout couplage parasite doit être évité entre la liaison d'excitation du capteur (lorsqu'il est passif) et celle recueillant le signal de mesure. Cependant lorsque excitation et signal de mesure peuvent être séparés a posteriori (exemple :

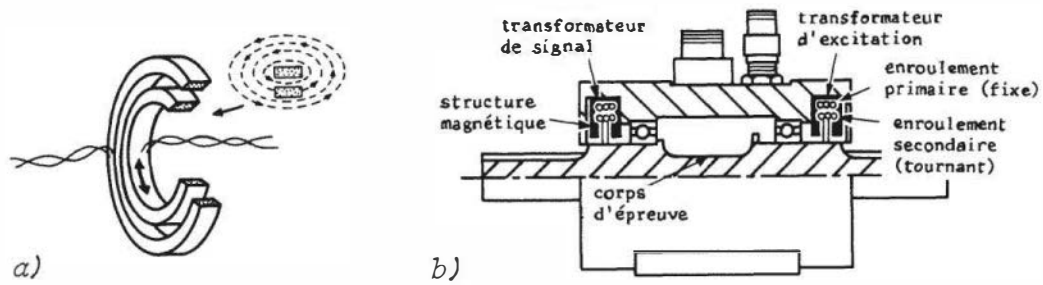


Figure 10.42 – Transformateur rotatif : a) principe ; b) utilisation pour les liaisons d'excitation et de mesure d'un couplemètre à jauges (doc. Lebow).

par filtrage s'ils sont de fréquences suffisamment différentes), un dispositif commun peut être utilisé pour leur transmission. L'imperfection de la concentricité entre les parties fixe et en rotation entraîne une modulation en amplitude du signal transmis. Afin qu'il n'en résulte pas d'erreur, un régulateur du signal d'excitation du capteur et un convertisseur du signal de mesure en une fréquence modulée peuvent être implantés directement sur l'organe en rotation. Si cette fréquence est élevée, la transmission peut se faire par voie hertzienne.

La figure 10.43 donne le schéma-bloc d'un dispositif basé sur ce principe.

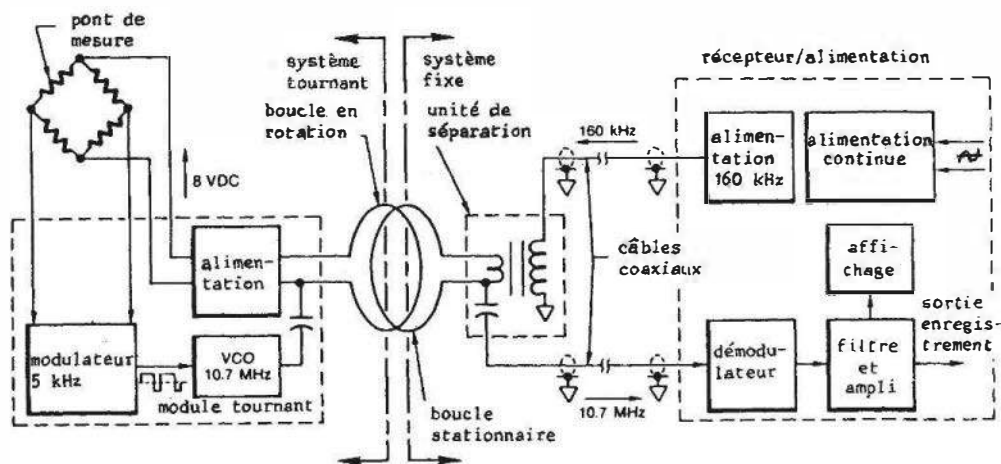


Figure 10.43 – Exemple de dispositif pour la mesure sans contact d'un couple sur un arbre en rotation (doc. Acurex).

Le capteur est un couplemètre à jauges d'extensométrie (§ 10.5.3.3) alimenté en continu par un ensemble redresseur-régulateur de tension à partir d'une tension alternative (à 160 kHz) induite dans la boucle secondaire en rotation par la boucle primaire qui est fixe. Le signal de mesure module le rapport cyclique d'une tension rectangulaire à 5 kHz, qui elle-même module en fréquence un oscillateur commandé en tension (VCO) ; modulateur et oscillateur, faisant partie de l'équipage en rotation, sont alimentés par la tension continue issue du régulateur. La boucle secondaire sert d'antenne émettrice du signal modulé ; dès sa réception par la boucle primaire, il est séparé de la tension d'alimentation à 160 kHz et dirigé vers un démodulateur.

10.5.2 Mesure de couple par effet mécanoélectrique

■ Couplemètre piézoélectrique

Un exemple en est donné par le capteur de force dit à 2 composantes décrit au § 10.1.3.3 (*figure 10.13d*).

Exemple de caractéristiques métrologiques :

Capteur à 2 composantes 9271A (Constructeur : Kistler)

	Force	Couple
E.M.	+ 2 000, - 500 daN	± 100 Nm
Raideur globale (compte tenu des deux capteurs et de leur montage sous précontrainte)	4 kN/μm	0,5 Nm/μrad
Résolution	0,02 N	2.10 ⁻⁴ Nm
Sensibilité	1,8 pC/N	150 pC/Nm
Erreur de précision	≅ 2 %	

■ Couplemètre magnétostrictif

Toute contrainte appliquée à un matériau ferromagnétique s'accompagne d'une variation de sa perméabilité μ (§ 10.2.1.3) ; par exemple μ augmente dans les régions étirées et diminue dans les régions comprimées. Si un barreau ferromagnétique cylindrique est soumis à un couple dont le moment a la même direction que l'axe du barreau, les contraintes résultantes déterminent à sa périphérie deux directions (1 et 2), perpendiculaires l'une à l'autre, faisant les angles de $\pm 45^\circ$ avec l'axe du cylindre, et selon lesquelles les perméabilités μ_1 et μ_2 ont des variations maximales et de signe opposé. Pour détecter ces variations, on peut utiliser un noyau en forme de croix (*figure 10.44a*) comportant un enroulement primaire P et deux paires d'enroulements secondaires S_1 et S'_1 en série, S_2 et S'_2 en série (*figure 10.44b*) les deux paires étant branchées en opposition (*figure 10.44c*). Cet ensemble est placé en regard de l'arbre en rotation qui assure le couplage entre primaire et secondaires.

En l'absence de couple, $\mu_1 = \mu_2$ $v_1 = v_2$ et $v_m = 0$.

Un couple appliqué dans la direction indiquée sur la *figure 10.44* entraîne :

$$\mu_1 > \mu_2 \quad v_1 > v_2 \quad \text{et} \quad v_m > 0$$

Bien que d'une précision assez limitée (quelques %) ce système a l'avantage de la simplicité de sa mise en œuvre.

10.5.3 Mesure de couple par déformation d'un corps d'épreuve

■ Corps d'épreuve

Inséré dans l'organe soumis au couple, c'est souvent un barreau

- soit cylindrique, plein ou tubulaire, ce dernier présentant à même rigidité de torsion une meilleure résistance au fléchissement,
- soit de section carrée (facilitant le collage éventuel de jauges).

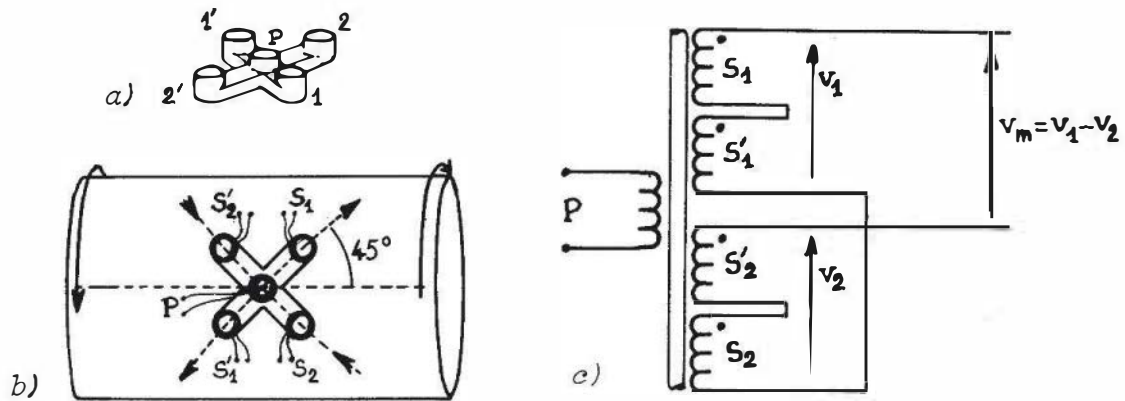


Figure 10.44 – Exemple de couplemètre magnétostrictif : a) forme du noyau support des enroulements ; b) disposition ; c) circuit électrique.

On donne dans le *tableau 10.6*, pour ces trois types de corps d'épreuve :

- l'angle de torsion θ ;
- la contrainte de cisaillement maximale $\sigma_{s\text{Max}}$ à l'intérieur du matériau due au couple de torsion de moment $\vec{\tau}$ dirigé selon l'axe principal de symétrie. Les grandeurs géométriques sont définies dans le tableau. Des ordres de grandeur de G , module de rigidité, et σ_{sl} , contrainte limite de cisaillement, ont été indiqués au § 10.4. Les dimensions du corps d'épreuve sont calculées en sorte que :

$$\sigma_{s\text{Max}} \leq \frac{2}{3} \sigma_{sl}$$

Tableau 10.6 – Relations mécaniques dans les corps d'épreuve des capteurs de couple.

	cylindre plein	cylindre tubulaire	barreau plein de section carrée
θ	$\frac{2 \cdot L \cdot \tau}{\pi \cdot R^4 \cdot G}$	$\frac{2 \cdot L \cdot \tau}{\pi(R^4 - r^4)G}$	$\frac{9,43 \cdot \tau \cdot L}{G \cdot a^4}$
$\sigma_{s\text{Max}}$	$\frac{2\tau}{\pi R^3}$	$\frac{2\tau \cdot R}{\pi(R^4 - r^4)}$	$4,81 \frac{\tau}{a^3}$

Tenue aux contraintes parasites de flexion.

Lorsque, outre le couple de torsion de moment $\vec{\tau}$ à mesurer, le corps d'épreuve est soumis à un couple de flexion, de moment \vec{M} , perpendiculaire à $\vec{\tau}$, les contraintes internes au matériau doivent être calculées en tenant compte de $\vec{\tau}$ et \vec{M} . Ainsi on

montre que, pour un barreau cylindrique, les contraintes maximales de cisaillement $\sigma_{s\text{Max}}$ et de traction/compression $\sigma_{n\text{Max}}$ ont pour expressions :

$$\sigma_{s\text{Max}} = \frac{2\tau_e}{\pi R^3} \quad \text{et} \quad \sigma_{n\text{Max}} = \frac{4M_e}{\pi R^3}$$

où $\vec{\tau}_e$ et \vec{M}_e désignent des moments équivalents, résultats de la combinaison de $\vec{\tau}$ et \vec{M} :

$$\tau_e = |\vec{\tau}_e| = \sqrt{M^2 + \tau^2} ; \quad M_e = |\vec{M}_e| = \frac{1}{2}(M + \tau_e)$$

Le rayon R du corps d'épreuve doit être assez grand pour que les contraintes $\sigma_{s\text{Max}}$ et $\sigma_{n\text{Max}}$ soient toutes deux inférieures aux contraintes limites caractéristiques du matériau.

Pour la mesure de couples de faibles valeurs, des corps d'épreuve moins rigides sont utilisés (*figure 10.45*).

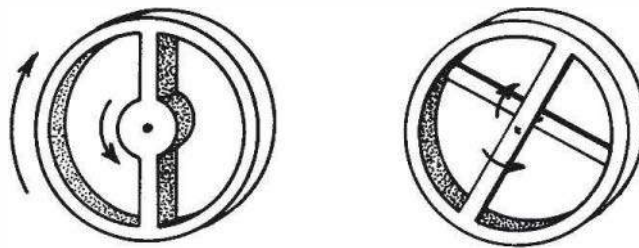


Figure 10.45 – Exemples de corps d'épreuve de torsion utilisés pour la mesure des faibles couples.

■ Couplémètres à mesure d'angle de torsion

□ Mesure par capteur inductif

La torsion entraîne le déplacement de noyaux à l'intérieur de bobines et est donc traduite en variation d'inductance (*figure 10.46a*). À chaque extrémité du corps d'épreuve est fixé un flasque solidaire l'un des noyaux, l'autre des bobines. Celles-ci au nombre de 4 forment un pont dont l'alimentation et la prise de signal sont assurées par deux transformateurs rotatifs. La tension v_m , nulle lorsque les noyaux sont en position médiane, est proportionnelle à l'angle de torsion donc au couple appliqué.

Exemple de caractéristiques.

Couplémètre type TG-20/B (fabricant : Vibrometer S.A.) :

- Alimentation : 10 V, 8 kHz
- Angle de torsion pour le couple maximal, soit 200 Nm : 0,25°
- Sensibilité : 180 $\mu\text{V}/\text{Nm}$
- Vitesse de rotation : 0 à 18 000 tr/min
- Erreur de précision < 0,5 % de la pleine échelle.

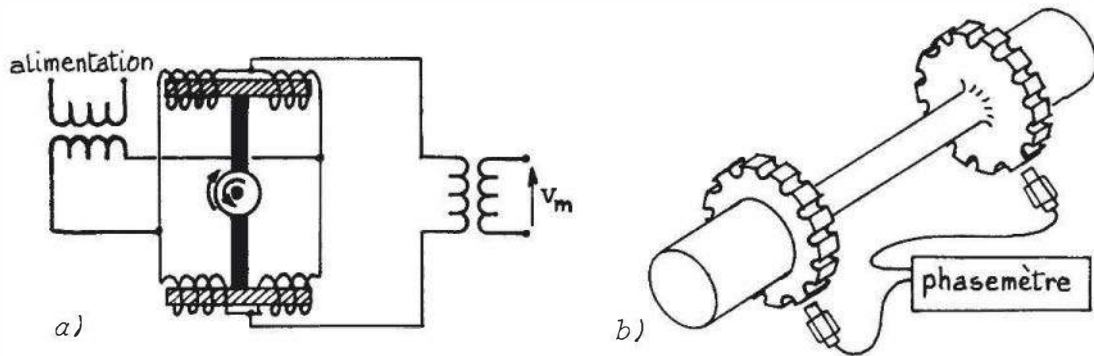


Figure 10.46 – Couplemètres à mesure d'angle de torsion par capteurs inductifs : a) à noyaux mobiles (Doc. Vibrometer S.A.); b) de proximité.

□ **Mesure par capteur optique**

Deux disques identiques divisés en secteurs alternativement transparents et opaques sont fixés de part et d'autre du corps d'épreuve, en regard l'un de l'autre ; en l'absence de torsion les secteurs opaques de l'un recouvrent partiellement les secteurs transparents de l'autre. En cas de torsion, la variation de l'intensité moyenne d'un faisceau lumineux traversant les deux disques est proportionnelle à l'angle de torsion, donc au couple appliqué.

□ **Mesure par capteur magnétique de proximité (figure 10.46b)**

Chaque extrémité du corps d'épreuve est munie d'une roue dentée magnétique. Les signaux fournis par deux capteurs de proximité placés en regard de chaque roue, par exemple en phase en l'absence de couple, sont déphasés d'un angle proportionnel au couple à mesurer.

■ **Couplemètre à jauges extensométriques**

Lorsque le corps d'épreuve est un cylindre, les jauges sont disposées à $\pm 45^\circ$ par rapport à son axe (figure 10.47) et l'on a, dans le cas d'un cylindre plein et avec les notations du tableau 10.6 :

$$\text{déformation} = \pm \frac{\tau}{\pi R^3 G}$$

Un montage en pont complet s'impose afin d'assurer :

- la linéarité du pont de mesure,
- une meilleure sensibilité au couple à mesurer,
- la compensation de l'effet des efforts parasites (traction ou compression longitudinale, flexion).

Lors de l'utilisation de contacts glissants, l'effet de leurs variations de résistance est rendu négligeable par

- une alimentation en courant du pont,
- une résistance d'entrée élevée du détecteur de mesure.

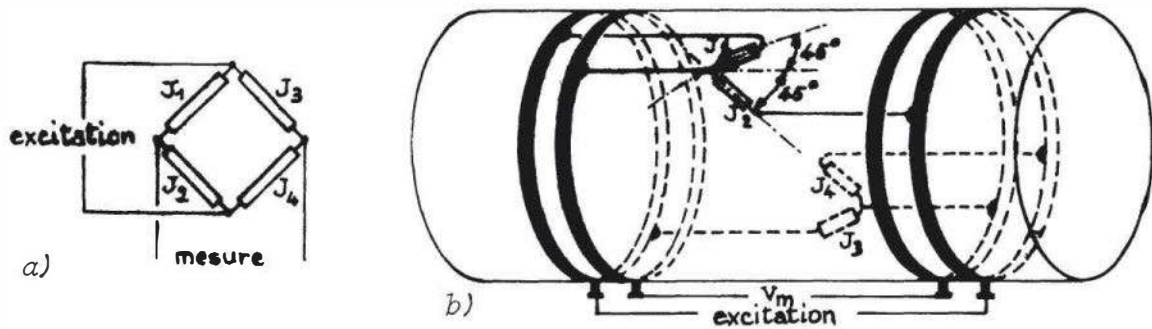


Figure 10.47 – Pont de jauges équipant le corps d'épreuve cylindrique d'un couplemètre et liaison par contacts glissants : a) principe ; b) position réelle, diamétralement opposée, des paires de jauges J_1J_2 et J_3J_4 .

Les caractéristiques métrologiques des couplemètres à jauges sont influencées par les mêmes facteurs que celles des capteurs de force à jauges (§ 10.3.1) ; leur précision est très supérieure à celle des autres types de couplemètres.

Ordres de grandeur.

Couplemètre 1 105 – 10K (fabricant : Lebow) :

- Étendue de mesure (E.M.) : 0 – 1 130 Nm
- Couple limite de non-détérioration : 1 700 Nm
- Vitesse de rotation maximale : 8 500 tr/mn
- Raideur : 0,085 Nm/ μ radian soit un angle de torsion de $0,75^\circ$ pour le couple maximal
- Signal de sortie : 2 à 2,5 mV/V pour l'E.M.
- Erreur de précision : \cong 0,2 à 0,3 % de E.M.

10.6 Capteur tactile : peau artificielle

Il s'agit d'un capteur utilisé en robotique et destiné à assurer les fonctions remplies par les cellules tactiles de la peau vivante, à savoir :

- la commande des efforts de préhension,
- la reconnaissance des formes.

Constitution. Sur un support isolant est déposé un réseau conducteur (*figure 10.48a*) porté au potentiel V et formé de deux ensembles, perpendiculaires entre eux, de conducteurs rectilignes : ($X_1, X_2...$) et ($Y_1, Y_2...$). Dans chacun des quadrilatères ainsi délimités est localisée une électrode de mesure, isolée des conducteurs qui l'entourent, et reliée à la masse à travers un circuit de mesure du courant. Sur cet ensemble est ensuite posée une feuille en un matériau souple (caoutchouc, polybutadiène) et chargée en particules conductrices. Le courant circule, à travers le matériau chargé, des conducteurs au potentiel V vers les cellules de mesure.

Lorsqu'une pression est exercée sur une partie de cette peau artificielle, elle entraîne un rapprochement des particules conductrices qui réduit la résistance de la zone touchée : il en résulte un accroissement du courant dans les cellules de mesure qui sont en regard de l'objet en contact avec la peau (*figure 10.48b*). Les coordonnées

de ces cellules définissent la zone de contact et l'intensité du courant caractérise la valeur de la pression exercée.

La figure 10.48c illustre une application de la peau artificielle à la reconnaissance de forme : celle-ci est déduite, à partir, d'une part de la position des points de contact C_1, C_2, \dots de chaque « phalange » et d'autre part des angles $\alpha_1, \alpha_2, \dots$ que font entre elles les « phalanges » successives.

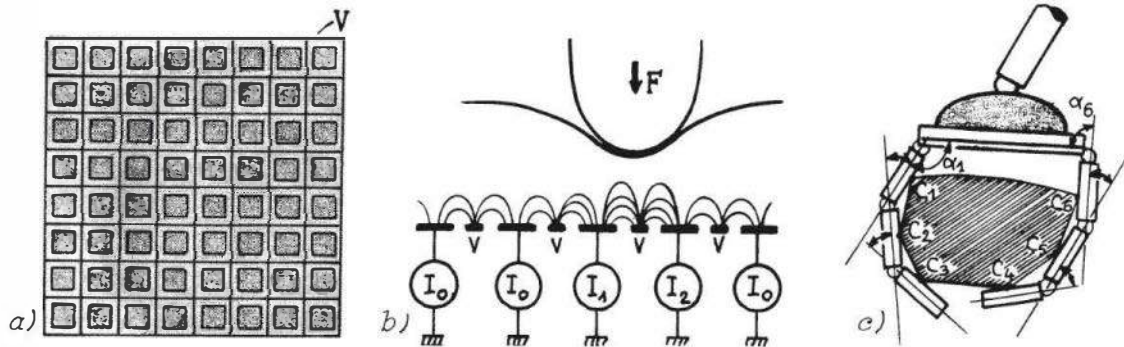


Figure 10.48 – Capteur tactile : a) ensemble des électrodes de mesure ; b) principe de la mise en évidence du contact d'un objet ; c) application à la reconnaissance de forme. (d'après J. Clot et J. Falipou – référence en Bibliographie).

Bibliographie

■ Ouvrages

- Burfoot J., Taylor G., *Polar dielectrics and their applications*, Londres, The Macmillan press Ltd, 1979.
- Craik D.J., Tebble R.S., *Ferromagnetism and Ferromagnetic Domains*, Amsterdam, North Holland Publishing Company, 1965.
- Lines M.E., Glass A.M., *Principles and applications of ferroelectrics and related materials*, Oxford University Press, 1977.
- Roark R.J., Young W.C., *Formulas for stress and strain*, New York, McGraw Hill Book, 5 th ed., 1975.

■ Périodiques et publications diverses

- Chu Z., Sarro M., Middelhoek S., « Silicon three-axial tactile sensor », *Sensors and Actuators A*, 54, 1996, p. 505.
- Dargahi J., « A piezoelectric tactile sensor with three sensing elements for robotic, endoscopic and prosthetic applications », *Sensors and Actuators A*, 80, 2000, p. 23.
- Kirman R., « A vibrating quartz force sensor », *Transducers Tempcom Conf. Papers*, London, 1983.
- Kovacs S., « Effects of excentrical and non axial loads upon the sensibility of strain gauges load cells », *VDI Berichte Nr 176*, 1972, p. 73.
- Leineweber M. et al., « New tactile sensor chip with silicone rubber cover », *Sensors and Actuators A*, 84, 2000, p. 236.

- Levi R., « Analysis of cross sensitivity on strain gauge dynamometers », *VDI Berichte Nr 137*, 1970, p. 61.
- Lin Wang, Beebe D.J., « A silicon based shear force sensor : developement and characterization », *Sensors and Actuators A*, 84, 2000, p. 33.
- Liu G., Chuang S.L., « Polarimetric optical fiber weight sensor », *Sensors and Actuators A*, 69, 1998, p. 1.
- Moghisi and Squire, « An absolute impulsive method for the calibration of force transducers », *J. Phys. Sci. Instr.*, vol. 13, oct 1980, p. 1090.
- Paschen U. et al., « A novel tactile sensor system for heavy load applications based on a integrated capacitive pressure sensor », *Sensors and Actuators A*, 68, 1998, p. 294.
- Tilmans H., Elwenspoek M., Fluitman J., « Micro resonant force gauges », *Sensors and Actuators A*, 30, 1992, p. 35.

11 • CAPTEURS D'ACCÉLÉRATION, VIBRATION, CHOC

11.1 Considérations générales

L'accélération correspond, d'après les principes fondamentaux de la mécanique, à une relation entre une force et une masse ; les capteurs d'accélération font tous appel dans leur principe à un phénomène physique permettant, à partir de cette relation, d'obtenir une grandeur électrique ou une information visualisable pour un opérateur.

Les capteurs d'accélération peuvent être classés en fonction du phénomène physique auquel ils font appel et qui peut donner lieu soit à la mesure directe d'une force (capteur piézoélectrique, capteur à équilibre de couple ou de force), soit à une mesure indirecte, par le biais du déplacement ou de la déformation d'un corps d'épreuve.

On peut aussi classer ces capteurs en se rapportant aux phénomènes qu'ils sont destinés à analyser. La bande de fréquence utile de ces phénomènes détermine alors le type de capteur convenable compte tenu de la précision recherchée.

11.1.1 Les différentes gammes d'accélération

Suivant les niveaux d'accélération et les plages de fréquence, il y a lieu de distinguer les diverses conditions expérimentales.

- 1) Les mesures d'accélération de mobiles d'une certaine masse, avion, missile, véhicule terrestre ou maritime, dont les mouvements du centre de gravité restent à des fréquences relativement faibles (0 à quelques dizaines de hertz) et donnent lieu à des accélérations de faible niveau.

Les accéléromètres appropriés sont ceux faisant appel à des phénomènes permettant de mesurer de façon précise une grandeur de fréquence « zéro » correspondant à une valeur continue dans la mesure : accéléromètres asservis, accéléromètres à mesure de déplacement (inductifs, capacitifs, à potentiomètre, optiques), accéléromètres à jauges d'extensométrie. Leur classe de précision varie selon les types et les réalisations technologiques de quelques 10^{-4} à 1 ou $2 \cdot 10^{-2}$.

Les accéléromètres à contact ou à seuil bien que de précision généralement moyenne entrent dans cette première catégorie de capteurs destinés à la mesure du mouvement du centre de gravité d'un mobile.

- 2) Les mesures d'accélération vibratoire de structures rigides ou de masses importantes pour lesquelles il est indispensable de disposer d'une bande de fréquence

atteignant plusieurs centaines de Hertz, mais aussi de pouvoir mesurer une accélération continue ou pseudo-continue avec un amortissement satisfaisant.

Les accéléromètres utilisés sont du type à inductance variable, à jauges d'extensométrie métalliques ou le plus souvent piézorésistives. Leur classe de précision est de l'ordre de quelque 10^{-2} mais ils ont un domaine d'application très large puisqu'ils permettent à la fois de faire des mesures statiques et dynamiques.

- 3) Les mesures d'accélération vibratoire de niveau moyen et gamme de fréquence généralement élevée (quelque 10 kHz). Ces vibrations affectant des structures souvent légères exigent des capteurs de grande finesse. Les capteurs utilisés sont essentiellement du type piézorésistif ou piézoélectrique. Le principe même des accéléromètres piézoélectriques exclut la possibilité de mesurer une accélération continue mais ils peuvent être utilisés pour des mesures de vibration ou de bruit à des fréquences très élevées inaccessibles à tout autre type de capteur d'accélération. Leur classe de précision, de quelques 10^{-2} , est suffisante pour le type de mesure auquel ils sont destinés.
- 4) Les mesures de chocs, qui sont des accélérations pulsées, de niveau élevé, exigeant du capteur une bande passante étendue vers les basses et hautes fréquences (jusqu'à 100 kHz).

11.1.2 Mouvements vibratoires : choix du mesurande

La mesure des vibrations des structures présente dans l'industrie une grande importance :

- soit parce qu'une réglementation impose une limite à leur amplitude, afin d'éviter les nuisances acoustiques qui en découlent ;
- soit parce que leur niveau peut être préjudiciable à la sécurité d'une installation, à sa longévité (équilibre de machines tournantes), voire à son rendement (optimisation du régime de fonctionnement d'une machine-outil) ;
- soit enfin parce que l'évolution de leur spectre de fréquence, qui fournit une indication de l'état d'usure ou de fatigue des organes mécaniques de l'installation, permet d'assurer la maintenance préventive.

La vibration peut être caractérisée par le déplacement, la vitesse, ou l'accélération en des points déterminés de la structure vibrante.

L'accéléromètre est très souvent le capteur le mieux adapté à la mesure des vibrations et des chocs, pour les raisons suivantes :

- une mesure d'accélération peut toujours permettre de connaître vitesse et déplacement par simple ou double intégration, le cheminement inverse n'étant pas souhaitable compte tenu de la dégradation du rapport signal/bruit inhérente à l'opération de dérivation ;
- les capteurs d'accélération sont des capteurs de mouvement n'ayant besoin d'aucun point de référence. Ce n'est, par contre, pas le cas des capteurs de déplacement en général, qui mesurent le déplacement relatif de l'un de leurs éléments, qui est mobile, par rapport à un boîtier fixe.

11.1.3 Principe des capteurs sismiques (figure 11.1)

Dans sa version la plus commune qu'est l'accéléromètre, ce type de capteur a servi d'exemple pour illustrer la réponse en fréquence des systèmes du second ordre (§ 2.4.3.2). D'une manière plus générale, un tel capteur peut selon la gamme de fréquence, constituer un capteur du déplacement, de la vitesse ou de l'accélération subie par son boîtier.

Le schéma de la *figure 11.1* ainsi que tous les développements qui suivent, bien que relatifs au capteur de mouvement rectiligne, peuvent être transposés au domaine des mouvements angulaires.

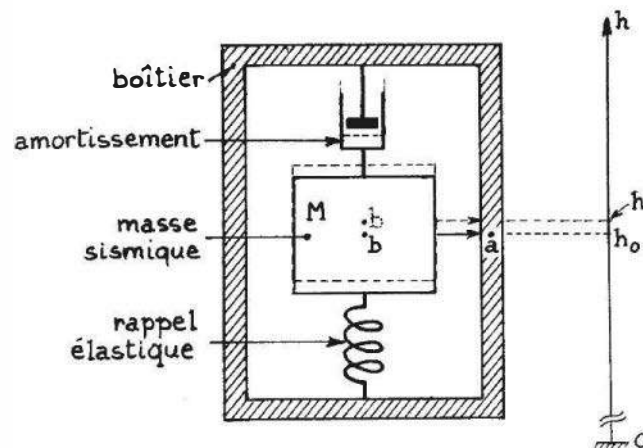


Figure 11.1 – Schéma de principe d'un capteur de mouvement à masse sismique.

Quels que soient :

- d'une part, l'organe mécanique (cristal piézoélectrique, ressort, lame en flexion...) qui relie la masse M au boîtier ;
- d'autre part, le mode de traduction en signal électrique du mouvement de celle-ci qui est le mesurande secondaire m_2 ,

on peut considérer qu'il s'agit d'un système mécanique à un degré de liberté.

Soient h_0 l'ordonnée d'un point a du boîtier et h celle d'un point b de la masse sismique qui, en l'absence d'accélération imposée au boîtier est à la même cote que le point a ; on désigne par $z = h - h_0$ le déplacement relatif de la masse sismique M par rapport au boîtier.

L'équation d'équilibre entre :

- la force de rappel Cz ,
- la force de frottement visqueux $F \frac{dz}{dt}$,
- la force $M \frac{d^2 h}{dt^2}$ due à l'accélération de la masse M , s'écrit :

$$M \frac{d^2 h}{dt^2} = -F \frac{dz}{dt} - Cz$$

$$\text{soit : } -M \frac{d^2 h_0}{dt^2} = M \frac{d^2 z}{dt^2} + F \frac{dz}{dt} + Cz$$

Dès lors, et d'une manière très générale, la constitution et le type de capteur réalisable pour le mesurande primaire m_1 (déplacement h_o , vitesse dh_o/dt , accélération d^2h_o/dt^2) dépendent :

– de la grandeur utilisée comme mesurande secondaire m_2 :

$$z, \quad \frac{dz}{dt}, \quad \text{ou} \quad \frac{d^2z}{dt^2}$$

– de la gamme de fréquence qui détermine lequel des 3 termes l'emporte au deuxième membre de l'équation : Cz , Fdz/dt ou Md^2h/dt^2 .

La sensibilité S du capteur peut s'écrire :

$$S = \frac{\text{grandeur électrique de sortie } s}{\text{mesurande primaire } m_1} = S_1 \cdot S_2 \text{ avec :}$$

$$S_1 = \frac{m_2}{m_1} = \text{sensibilité « mécanique » du capteur du mesurande primaire}$$

$$S_2 = \frac{s}{m_2} = \text{sensibilité du capteur secondaire.}$$

Dans la pratique, on utilise seulement comme capteur secondaire :

- des capteurs de position relative de la masse sismique ou d'une grandeur qui en dépend : force de rappel (élément piézoélectrique), déformation (jauge piézorésistive) ;
- des capteurs de vitesse relative,

de sorte que les cas réels seuls utiles sont ceux donnés par le *tableau 11.1*.

Tableau 11.1 – Principes de base des capteurs sismiques de mouvement.

Mesurande primaire m_1	Mesurande secondaire m_2	Capteur secondaire	Capteur obtenu
Déplacement (absolu) h_o	Déplacement relatif z	Potentiomètre, transfo. diff.,	Sismomètre
Vitesse (absolue) dh_o/dt	Vitesse relative dz/dt	Inductance variable	Capteur de vitesse vibratoire
Accélération d^2h_o/dt^2	Déplacement relatif z Déformation Force de rappel	Potentiomètre, transfo. diff., élément piézoélectrique ou piézorésistif	Accéléromètre

Leurs fonctionnement et performances apparaissent avec plus d'évidence si, désignant par p l'opérateur de Laplace, on écrit l'équation générale sous forme symbolique :

$$-M p^2 h_o = M p^2 z + F p z + C z$$

soit encore :

$$\frac{z}{h_0} = \frac{-p^2/\omega_0^2}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + 2\zeta\frac{p}{\omega_0} + 1} \quad \text{avec :}$$

$\omega_0 = \sqrt{\frac{C}{M}} = 2\pi f_0$: pulsation propre de la masse M sur le ressort de raideur C et

$\zeta = \frac{F}{2\sqrt{CM}}$: coefficient d'amortissement.

En régime sinusoïdal : $p = j\omega$.

■ Capteur sismique de déplacement

La sensibilité $S_1 = m_2/m_1$ où $m_2 = z$ et $m_1 = h_0$ s'écrit :

$$S_1 = \frac{-p^2/\omega_0^2}{\frac{p^2}{\omega_0^2} + 2\zeta\frac{p}{\omega_0} + 1}$$

Il s'agit d'une fonction filtre passe-haut, du deuxième ordre, de pulsation de coupure ω_0 (figure 11.2). L'usage d'un tel capteur est donc restreint à la mesure de déplacements vibratoires de fréquence f très supérieure à f_0 . L'extension de la bande passante utile vers les fréquences basses exige :

- d'une part que $\omega_0 = \sqrt{C/M}$ soit diminué, soit par réduction de C , soit par augmentation de M . Dans ce dernier cas, la masse du capteur devenant élevée, sa finesse est altérée et le champ des applications se trouve limité à celui où la finesse n'est pas une qualité déterminante (sismomètre) ;
- d'autre part que ω_0 en soit effectivement la limite inférieure, ce qui implique un coefficient d'amortissement ζ de l'ordre de 0,6 à 0,7.

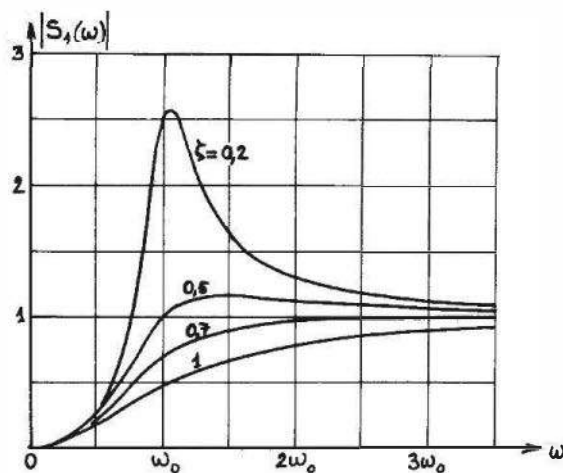


Figure 11.2 – Réponses passe-haut du second ordre pour différents amortissements.

Vers les hautes fréquences, les limites d'emploi résultent :

- de la diminution d'amplitude des déplacements mis en jeu ;

- de la perte de sensibilité en régime dynamique du capteur de déplacement utilisé, associé à son conditionneur.

■ Capteur sismique de vitesse (vélocimètre absolu)

La mesure de la vitesse vibratoire de la structure étudiée ou du boîtier du capteur, dz/dt , soit ph_o en notation symbolique, peut utiliser le déplacement relatif z comme mesurande secondaire. La sensibilité primaire S_1 prend alors l'expression d'un filtre passe-bande accordé sur ω_o :

$$S_1 = \frac{m_2}{m_1} = \frac{z}{ph_o} = \frac{-p/\omega_o^2}{\frac{p^2}{\omega_o^2} + 2\zeta \frac{p}{\omega_o} + 1}$$

La gamme de fréquence utile est celle pour laquelle le terme $2\zeta p/\omega_o$ l'emporte au dénominateur. Son élargissement exige d'augmenter l'amortissement, ce qui nuit au module de la sensibilité elle-même. Il est donc préférable d'utiliser comme mesurande secondaire m_2 , la vitesse relative dz/dt ; la sensibilité S_1 prend alors, comme dans le cas du capteur sismique de déplacement (§ 11.1.3.1), la forme d'une fonction passe-haut :

$$S_1 = \frac{pz}{ph_o} = \frac{-p^2/\omega_o^2}{\frac{p^2}{\omega_o} + 2\zeta \frac{p}{\omega_o} + 1}$$

Les conclusions essentielles et limites du champ d'application sont donc les mêmes :

- la fréquence du phénomène étudié doit être suffisamment haute ;
- une extension de la bande passante vers les basses fréquences altère la finesse.

La traduction électrique de la vitesse relative par rapport au boîtier est généralement assurée par une bobine liée à la masse sismique et mobile autour d'un noyau aimanté solidaire du boîtier du capteur (*figure 11.3*) ou l'inverse.

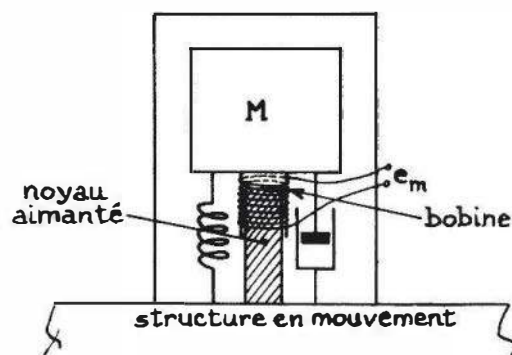


Figure 11.3 – Schéma de principe d'un capteur sismique de vitesse.

La réaction de ce capteur secondaire sur la masse sismique peut n'être pas négligeable; elle se traduit par la force de réaction $f = B \cdot \ell \cdot i$ exercée sur la bobine,

dont le fil a une longueur ℓ , qui se déplace dans un champ d'induction magnétique B , et est traversée par le courant

$$i \cong \frac{e_m}{R} = \frac{B \cdot \ell}{R} \cdot \frac{dz}{dt}$$

On suppose négligeable la réactance $L\omega$ de la bobine devant la résistance globale R du circuit de mesure, qui inclut la résistance de la bobine elle-même. La force de réaction f est proportionnelle à la vitesse :

$$f = (B \cdot \ell)^2 \frac{1}{R} \cdot \frac{dz}{dt}$$

Elle s'oppose au mouvement et contribue à la valeur du coefficient F caractéristique de l'amortissement global du circuit. C'est un moyen commode d'action sur la courbe de réponse en fréquence du capteur (*figure 11.2*).

Les capteurs sismiques électrodynamiques de vitesse peuvent être très sensibles si une grande finesse n'est pas exigée.

La limite supérieure de la bande passante est liée :

- d'une part à la présence du terme $jL\omega$, ici négligé devant R , et qui entraîne une diminution du signal électrique de sortie ;
- d'autre part au comportement mécanique de l'équipage mobile : bobine (ou aimant) et sa suspension, la recherche d'une fréquence de coupure inférieure la plus basse possible amenant à l'utilisation d'éléments souples et de grande dimension pour ces pièces donc d'éléments ayant des modes de résonance mécanique localisée relativement bas qui vont transparaître de façon préjudiciable à la réponse en fréquence du vélocimètre absolu.

■ Capteur sismique d'accélération

La grandeur d'entrée $d^2 h_o / dt^2$ s'exprime soit en $m \cdot s^{-2}$, soit en multiple de la valeur de l'accélération de la pesanteur (g) : $1 g \cong 9,81 m \cdot s^{-2} \cong 1 \text{ dam} \cdot s^{-2}$. Le déplacement z de la masse sismique, qui est le mesurande secondaire, est mesuré :

- soit directement : accéléromètres à potentiomètre, transformateur différentiel, variation de capacité ;
- soit par l'intermédiaire de la déformation du corps d'épreuve élastique qui supporte la masse sismique : accéléromètres à jauges d'extensométrie ;
- soit enfin par l'intermédiaire de la force de rappel Cz qui lui est proportionnelle : accéléromètres piézoélectriques où l'organe élastique est un cristal piézoélectrique.

La sensibilité primaire S_1 , d'expression symbolique

$$S_1 = \frac{z}{p^2 h_o} = \frac{-1/\omega_o^2}{\frac{p^2}{\omega_o^2} + 2 \zeta \frac{p}{\omega_o} + 1}$$

est une fonction filtre passe-bas du deuxième ordre dont la réponse relative en module et phase en fonction de la fréquence et pour différents amortissements est donnée par la *figure 2.6*, § 2.4.3.2.

$$\left| \frac{S_1(\omega)}{S_1(\omega=0)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}\right)^2 + \left(2\zeta \frac{\omega}{\omega_0}\right)^2}}$$

$$\phi = \text{Arc tg} \frac{-2\zeta \frac{\omega}{\omega_0}}{1 - \frac{\omega^2}{\omega_0^2}}$$

La sensibilité S_2 du capteur du déplacement z reflète les particularités de sa réponse électrique : c'est notamment le cas des accéléromètres piézoélectriques, qui n'ont pas de réponse en continu.

L'étude de S_1 permet de dégager quelques points essentiels communs aux différents types d'accéléromètres mentionnés, qui concernent les trois caractéristiques métrologiques déterminantes : la rapidité, la finesse, la sensibilité :

- l'augmentation de la bande passante va de pair avec celle de la finesse du capteur. En effet, la valeur de $\omega_0 = \sqrt{C/M}$ est augmentée :
 - en diminuant la masse sismique M ,
 - en augmentant la raideur C du corps élastique qui la supporte ; ces deux tendances vont dans le sens d'une miniaturisation du capteur donc d'une amélioration de sa finesse, d'où leur intérêt ;
- la sensibilité, égale à $1/\omega_0^2$ dans la bande passante, diminue lorsque la fréquence propre augmente ; lors de la mesure des vibrations, dont le spectre s'étend vers des fréquences élevées et qui par conséquent donnent lieu à d'importants niveaux d'accélération, le choix sera généralement fondé sur le critère de fréquence propre plutôt que de sensibilité ;
- l'augmentation de l'amortissement, en diminuant ou supprimant la pointe de résonance, permet d'élargir la bande passante utile. Cependant l'amortissement ne peut le plus souvent être accru qu'au détriment de la légèreté du capteur, donc de sa finesse, et il introduit un déphasage qui peut être gênant, dans l'analyse de modes par exemple.

11.2 Accéléromètres piézoélectriques et piézorésistifs : caractéristiques communes

11.2.1 Rapidité

La notion générale de rapidité recouvre d'une part une série de définitions normalisées, d'autre part des termes coutumiers et des paramètres secondaires découlant de la terminologie légale.

■ Fréquence propre, fréquence de résonance, fréquence transitoire

Certains expérimentateurs utilisent improprement le terme « fréquence propre » pour « fréquence de résonance ». La fréquence propre est une notion théorique alors que la fréquence de résonance peut être visualisée au moyen d'un oscilloscope.

□ Fréquence propre

La fréquence propre, ou fréquence naturelle non amortie, est la caractéristique principale du fonctionnement dynamique des capteurs assimilables à un système pendulaire. Elle est définie par le passage de la phase à la quadrature ($\phi = -\pi/2$). En pratique, on considère :

- soit le cas de l'accéléromètre pris isolément (par exemple en suspension dans l'air). Il peut être modélisé par la masse sismique M reliée par le ressort de raideur C à l'ensemble embase + boîtier, de masse m_b . La fréquence propre est alors :

$$f_o' = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{m_b} \right)}$$

- soit le cas de l'accéléromètre monté sur la structure à étudier, de masse M_s (figure 11.4).

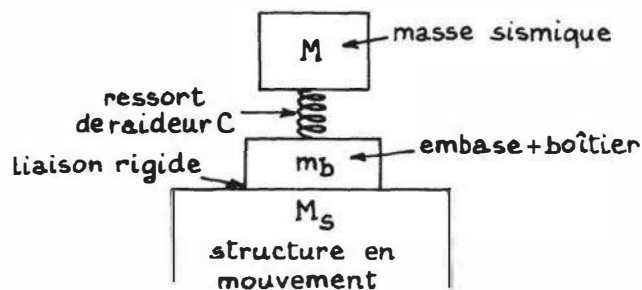


Figure 11.4 – Schéma de principe de l'accéléromètre monté.

Si la fixation de l'accéléromètre sur la structure peut être considérée comme parfaitement rigide, les masses m_b et M_s s'ajoutent simplement et l'on définit la fréquence propre de l'accéléromètre monté :

$$f_{om} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C \left(\frac{1}{M} + \frac{1}{m_b + M_s} \right)}$$

La fréquence propre de la masse sismique associée au ressort :

$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{M}}$ peut être mesurée avec une bonne approximation (2 à 4 %) en fixant le capteur sur une structure relativement légère, mais dont l'accélération est asservie par une boucle adéquate, de sorte que sa masse M_s , qui est alors une masse apparente, ou dynamique, rapport de la force à l'accélération, est très supérieure à M .

□ **Fréquence de résonance**

La fréquence de résonance f_r (ou fréquence naturelle amortie) est la fréquence pour laquelle l'amplitude de la réponse est maximale. Elle est liée à la fréquence propre f'_0 (ou f_{om}) par :

$$f_r = f'_0 \sqrt{1 - 2 \zeta^2} \quad \text{ou} \quad f_{rm} = f_{om} \sqrt{1 - 2 \zeta^2}$$

f_{rm} est souvent désignée comme la « fréquence de résonance monté ».

f_r et f'_0 sont très voisines lorsque l'amortissement est faible (cas des accéléromètres piézoélectriques). On a alors : $f_r \cong f'_0(1 - \zeta^2) \cong f'_0$.

La fréquence de la réponse d'un système pendulaire en régime périodique (excitation indicielle) est la fréquence transitoire f_t (§ 2.5.3) :

$$f_t = f'_0 \sqrt{1 - \zeta^2}$$

Exemple : accéléromètre piézoélectrique type 4370 (fabricant : Brüel et Kjaer)

$$f'_0 = 28 \text{ kHz}$$

$$f'_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{M}} = 19 \text{ kHz}$$

$$m_b = 25 \text{ g}$$

$$M = 29 \text{ g}$$

Avec une structure de masse $M_s = 300 \text{ g}$:

$$f_{rm} = 19,8 \text{ kHz.}$$

■ **Amortissement, surtension**

□ **Coefficient d'amortissement**

Le coefficient d'amortissement ζ , ou facteur réduit d'amortissement, détermine la réponse transitoire d'un système pendulaire (§ 2.5.3)

$\zeta \cong 1$: régime critique

$\zeta > 1$: régime apériodique

$\zeta < 1$: régime périodique

□ **Coefficient de surtension**

On préfère fréquemment la notion de coefficient de surtension (Q) à celle de coefficient d'amortissement; en effet le coefficient de surtension peut être visualisé directement grâce à un oscilloscope par exemple. Le coefficient de surtension (anciennement coefficient d'amplification) est défini, lorsque la réponse en fréquence présente un maximum, comme le rapport entre celui-ci (obtenu à la fréquence de résonance f_r) et la valeur moyenne obtenue dans sa partie plate.

$$Q = \frac{1}{2\zeta\sqrt{1 - \zeta^2}} \quad \zeta = \sqrt{\frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - 1/Q^2}\right)}$$

□ **Coefficient de lancé**

Dans la réponse à l'échelon unité, si A_1 désigne l'amplitude du premier maximum et A_2 celle de l'état final d'équilibre, le coefficient de lancé est défini par :

$$\frac{A_1 - A_2}{A_2}$$

Il est relié au coefficient d'amortissement par l'expression :

$$\frac{A_1 - A_2}{A_2} = \exp\left(-2\pi \frac{\zeta}{\sqrt{1 - \zeta^2}}\right)$$

■ **Réponse aux accélérations transitoires. Mesure des chocs.**

Le spectre de fréquence d'un choc, qui est une impulsion d'accélération, s'étend théoriquement de façon continue de zéro à l'infini ; sa reproduction parfaite nécessiterait un capteur ayant une bande passante infinie. En pratique, de la forme même du choc, il résulte que la majeure partie de son énergie est contenue dans une plage limitée de fréquence et qu'une reproduction convenable peut en être faite au moyen des accéléromètres piézoélectriques et piézorésistifs. Les caractéristiques importantes du capteur lors d'une telle mesure sont d'une part les limites inférieure et supérieure de sa bande passante, d'autre part l'amortissement qui le caractérise.

De plus, la qualité de la mesure dépend des paramètres du choc auxquels on s'intéresse : forme, amplitude de crête, durée. Afin de fixer les ordres de grandeur, on donne dans la *figure 11.5*, pour divers chocs de formes simples, les réponses théoriques qu'en fournirait un accéléromètre selon son amortissement ζ , sa pulsation de coupure inférieure ω_1 , et sa pulsation de résonance montée ω_2 :

- Cas d'un choc de durée T grande, accéléromètre n'ayant pas de réponse statique ($\omega_1 \neq 0$). Si ω_2 est très supérieur à $2\pi/T$, on peut, même si l'amortissement est faible, ignorer la présence des ondes amorties qui accompagnent la réponse. Par contre la pulsation de coupure basse ω_1 doit être suffisamment faible : *tableau 11.2*.

Tableau 11.2 – Exemples de conditions concernant la pulsation de coupure basse d'un accéléromètre en réponse à un choc de durée T grande.

Erreur limite sur la valeur crête	Forme du choc	demi-sinusoidale ou triangulaire	rectangulaire
	$\pm 5\%$		$\omega_1 < \frac{1}{7T}$
$\pm 2\%$		$\omega_1 < \frac{1}{16T}$	$\omega_1 < \frac{1}{50T}$

- Cas d'un choc de courte durée ; l'influence de la pulsation de coupure basse ω_1 est alors négligeable, et l'allure de la réponse dépend fortement de l'amortissement

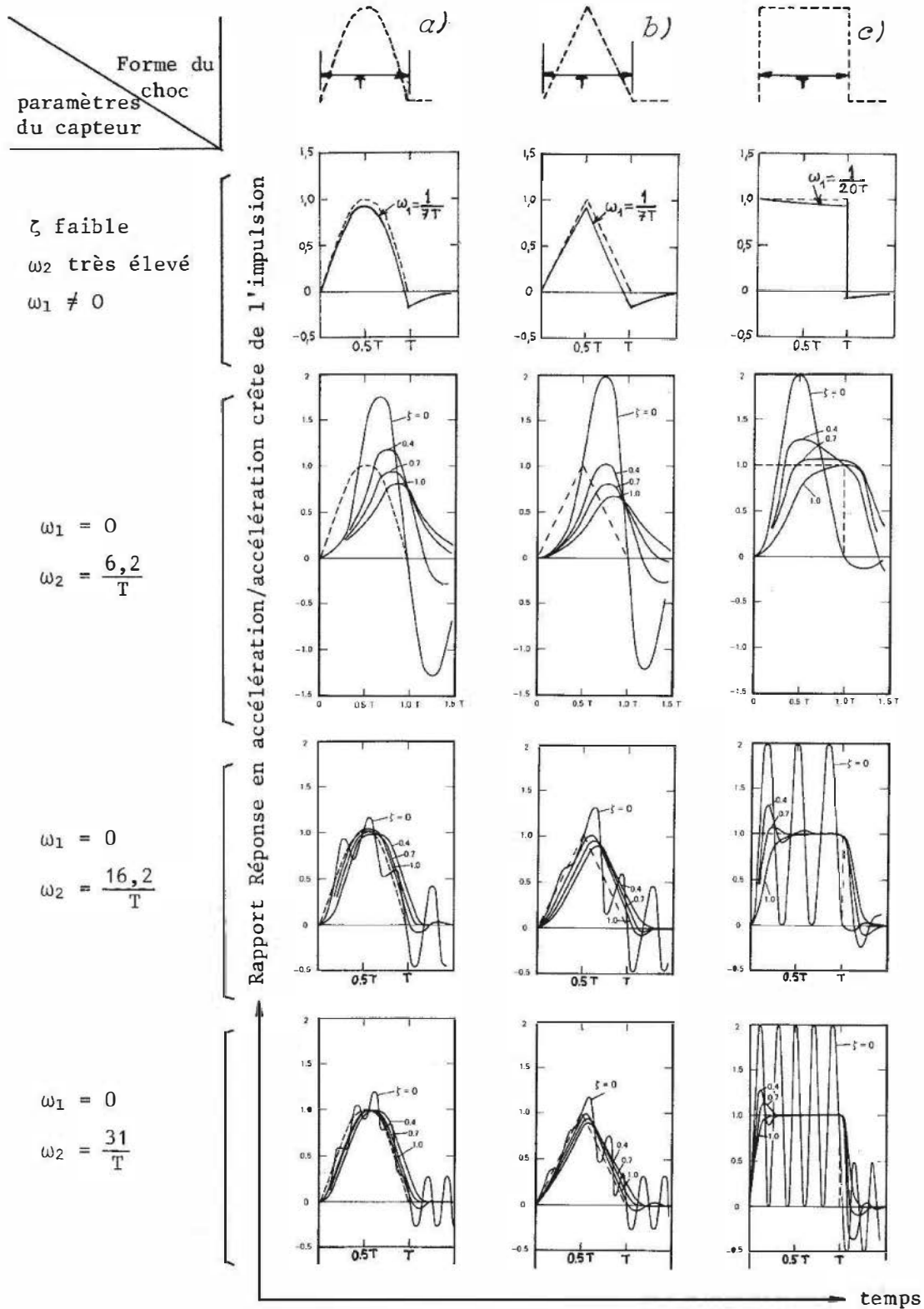


Figure 11.5 – Réponse d'accéléromètres de caractéristiques diverses à un choc de durée T et de forme a) demi-sinusoidale; b) triangulaire; c) rectangulaire (Doc. Brüel & Kjaer).

et de la pulsation de résonance ω_2 . Par exemple, dans le cas d'un accéléromètre faiblement amorti, une erreur inférieure à $\pm 10\%$ sur la valeur crête exige :

$$\omega_2 > 10\pi/T \text{ (choc demi-sinusoidal ou triangulaire)}$$

$\omega_2 > 6\pi/t_m$ (choc quasi rectangulaire de temps de montée t_m).

Ces valeurs peuvent être abaissées d'environ 30 % pour un coefficient d'amortissement $\zeta \cong 0,7$, à condition que le retard introduit ne soit pas gênant.

Il résulte de ces considérations que, indépendamment d'autres critères, tels que l'étendue de mesure, la sensibilité, la tenue aux surcharges, mais sous le seul aspect de leur réponse en fréquence, les accéléromètres les mieux adaptés sont :

- ceux qui ont une sensibilité non nulle en régime statique ($\omega_1 = 0$) (accéléromètres piézorésistifs) pour les chocs de longue durée ;
- ceux dont la bande passante utile est étendue, pour les chocs très brefs : accéléromètres piézoélectriques dont la fréquence de résonance est très élevée, et piézorésistifs amortis sous réserve que le déphasage ne soit pas gênant.

11.2.2 Influence de la liaison mécanique entre accéléromètre et structure

Le domaine d'emploi des accéléromètres couvrant une bande de fréquence pouvant aller jusqu'à 100 kHz, il est nécessaire de réaliser une fixation parfaite de l'accéléromètre sur la structure. L'expérience montre en effet que les déboires éventuels proviennent dans 90 % des cas d'un accouplement manquant de raideur. La fixation peut être modélisée par une liaison élastique entre spécimen et embase du capteur (*figure 11.6*).

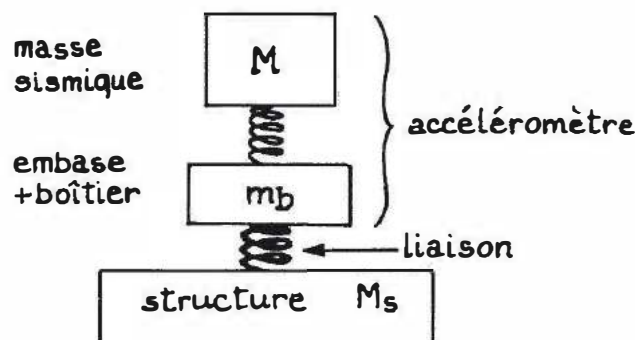


Figure 11.6 – Modèle mécanique de l'accéléromètre et de sa liaison à la structure.

La raideur de la fixation est affectée par les paramètres suivants :

- mode de fixation ;
- état de surface de la structure ;
- couple de serrage ;
- dureté superficielle ;
- courbure de la surface d'appui.

Les erreurs introduites affectent surtout la réponse en fréquence de l'accéléromètre (abaissement de la fréquence de résonance, apparition de résonances parasites) et faussent la mesure, l'accélération de l'embase, seule mesurée par le capteur, n'étant plus identique à celle de la structure vibrante elle-même, véritable objet de la mesure.

Ces erreurs, pratiquement négligeables jusqu'à des fréquences de l'ordre de 200 Hz, prennent ensuite des valeurs qu'il n'est malheureusement pas possible de calculer avec rigueur.

□ **Mode de fixation**

Compte tenu de l'expérience et en ne considérant que des ordres de grandeur, le graphique de la *figure 11.7* permet de guider le choix du mode de fixation le mieux adapté à la plage de fréquence du mesurande.

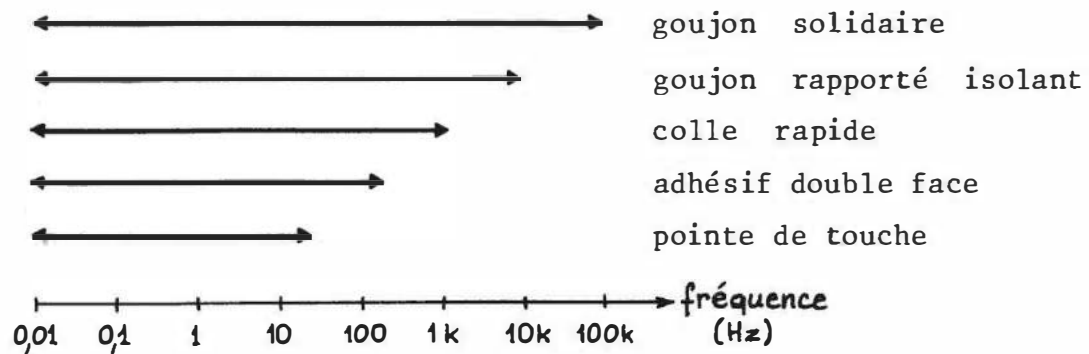


Figure 11.7 – Modes de fixation utilisables selon les plages de fréquences.

Exemples de bande passante à 5 % obtenue avec un accéléromètre piézorésistif de fréquence propre égale à 12 kHz, selon le mode de fixation.

- Capteur vissé avec goujon en acier taillé dans la masse de l'embase : 8 kHz
- Capteur vissé avec goujon rapporté : 6 kHz
- Capteur collé avec araldite : 4,5 kHz
- Capteur collé avec adhésif double face : 2 kHz

□ **État de surface**

En règle générale et quel que soit le moyen de fixation, les états de surfaces (capteur et structure) doivent être les plus parfaits possible. Cette remarque appelle quelques commentaires :

- les courbes obtenues lors du balayage en fréquence ont la même allure que la réponse de l'accéléromètre lui-même. Seule la fréquence de résonance est abaissée ;
- un film d'huile améliore de façon très importante le couplage accéléromètre/spécimen.

Exemple :

État de surface du spécimen	Raideur de la liaison en 10^8 N/m	
	Surface dégraissée	Film de graisse
Rectifié	6	15
Dressé au tour avance $5 \mu\text{m}$	5	11
Fraisé	3,5	10

- toute trace de corps étranger doit être évitée ; par exemple, une trace de limaille de fer sur la surface rectifiée peut diminuer la bande passante de 30 %.

□ **Couple de serrage**

Le couple de serrage est un paramètre important. Il convient de se référer aux directives du constructeur.

Exemple d'influence du couple de serrage sur la raideur de la liaison pour un interface rectifié :

– Couple de serrage (Nm) :	1	5	6
– Raideur (10^8 N/m) :	3,5	10	11

Des contraintes peuvent être transmises au capteur par l'intermédiaire de l'embase :

- contraintes dues à un couple de serrage trop important ;
- contraintes induites par la déformation de la structure, qui sont d'autant plus gênantes qu'elles ont en principe même fréquence que les accélérations mesurées.

Les accéléromètres autres que piézoélectriques à compression y sont en général peu sensibles.

□ **Courbure de la surface ou non-orthogonalité**

Si la surface présente une courbure, ou si l'axe de fixation du capteur n'est pas perpendiculaire à la structure le signal de sortie du capteur ne représente qu'une partie de la valeur réelle de l'accélération et est affectée d'effets analogues à ceux dus à un mauvais état de surface.

11.2.3 Finesse

La présence d'un accéléromètre de masse M_c sur une structure de masse M_s modifie le mouvement de celle-ci, donc le mesurande ; la force F agissant sur la structure étant la même, que le capteur soit présent ou non, les accélérations γ et γ' qu'elle communique à la structure respectivement sans et avec capteur sont telles que :

$$F = M_s \cdot \gamma = (M_s + M_c) \cdot \gamma' \quad \text{soit :} \quad \gamma' = \gamma \frac{M_s}{M_c + M_s}$$

La présence du capteur diminue l'accélération de la structure.

En outre, si la structure sans capteur peut être modélisée par un système masse (M_s) ressort (C) à un seul degré de liberté et présente une fréquence propre

$f_{os} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{C/M_s}$, celle-ci est abaissée par la présence du capteur à une valeur :

$$f'_{os} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{C}{M_s + M_c}} = f_{os} \sqrt{\frac{M_s}{M_s + M_c}}$$

Dans la pratique, ces expressions ne peuvent qu'être approchées car une structure vibrante est rarement assimilable à un système à un degré de liberté. Dès lors ce sont non plus les masses statiques M_c et M_s qui doivent être prises en compte, mais les masses dynamiques (ou apparentes) M_c et M_s , rapport entre la force appliquée à l'accéléromètre (indice c) ou à la structure (indice s) et l'accélération qui en résulte. S'il est possible d'assimiler M_c à M_c pour l'accéléromètre dans la gamme de

fréquence où il est utilisé, il n'en est pas de même pour la structure ; en effet, si elle présente un faible amortissement interne, celle-ci peut donner lieu à de nombreuses pointes de résonance (M_s faible) et d'antirésonance (M_s élevée) très aiguës (figure 11.8). C'est alors aux valeurs de M_s pour les diverses résonances que la masse M_c du capteur doit être comparée afin d'apprécier l'erreur de mesure. Pour mesurer M_s , un capteur de force et un capteur d'accélération sont nécessaires, M_s étant alors déduite du rapport de leurs signaux. Le capteur qui est la combinaison des deux est dit « tête d'impédance » (figure 11.9) car l'impédance mécanique de la structure est liée à la valeur de M_s . On l'utilise, sur structures légères, lorsque des mesures ponctuelles doivent être faites.

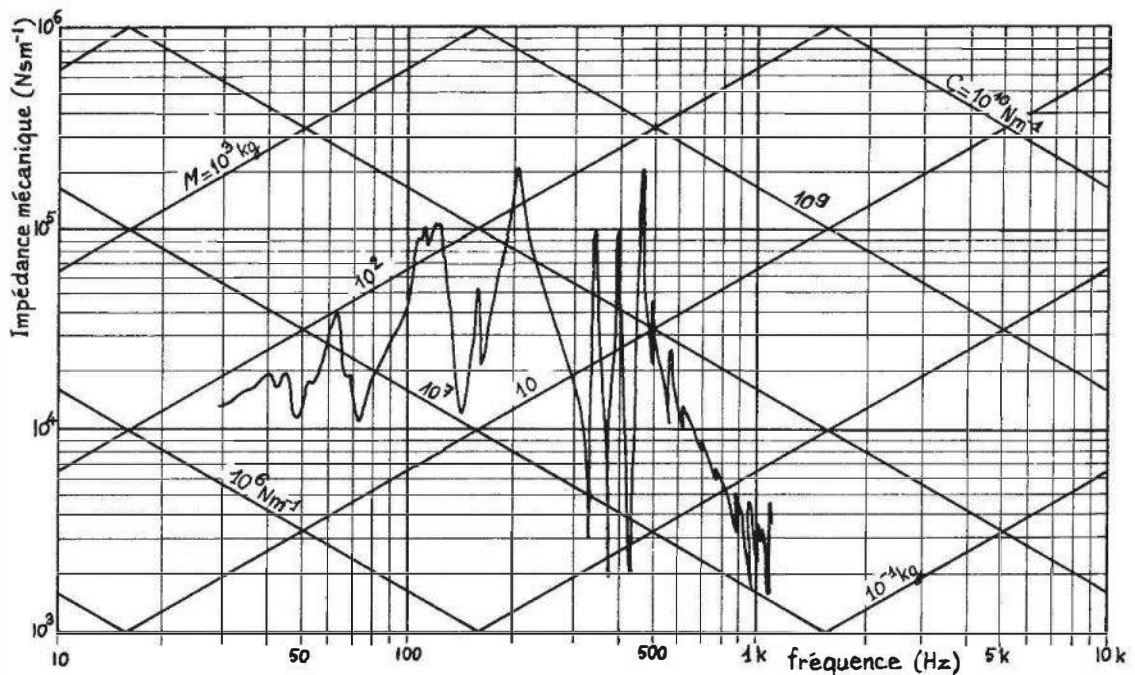


Figure 11.8 – Exemple de résonances et antirésonances d'une structure vibrante complexe (Doc. Metravib).

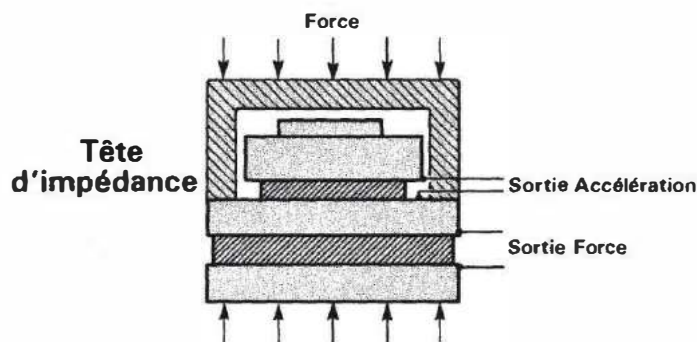


Figure 11.9 – Schéma de principe d'une tête d'impédance (Doc. Brüel & Kjaer).

De plus, la fixation d'un accéléromètre sur une pièce mince et légère est susceptible d'introduire un raidissement local qui en modifie les mouvements et fréquences de résonance. Outre une faible masse, le capteur doit donc avoir une surface d'embase petite devant celle sur laquelle il est fixé. Sur une structure mince, il faut monter un accéléromètre miniature, fixé par collage plutôt que vissé.

Ces aspects conduisent à chiffrer la finesse d'un accéléromètre par sa masse surfacique, rapport en g/cm^2 de sa masse M_c à la surface s de son embase. Cette notion est cependant insuffisante pour caractériser entièrement l'influence du capteur sur la mesure puisqu'elle fait disparaître à la fois la masse totale du capteur et la dimension de la zone de fixation, éléments dont on vient de voir l'influence sur le mouvement que l'on cherche à mesurer. Il est donc préférable d'exprimer le rapport M_c/s sans se ramener à l'unité de surface.

Exemple : accéléromètre piézorésistif amorti J312 (fabricant J.P.B.).

Finesse = $15 g/2 cm^2$.

11.2.4 Sensibilité transversale

C'est dans l'axe de mesure que par construction la sensibilité du capteur est la plus grande, mais il subsiste toujours une sensibilité résiduelle transversale qui a pour principale origine l'imperfection de l'alignement entre l'axe de sensibilité maximale et l'axe de montage, seul utilisé pour l'étalonnage du capteur (figure 11.10a). Le trièdre de référence étant orienté de sorte que l'axe de sensibilité maximale soit dans le plan yOz , on définit pour toute direction un coefficient transversal :

$$C_t = S_t/S_z = \text{tg } \alpha_1 \cdot \cos \alpha_2 ;$$

il s'exprime en g/g .

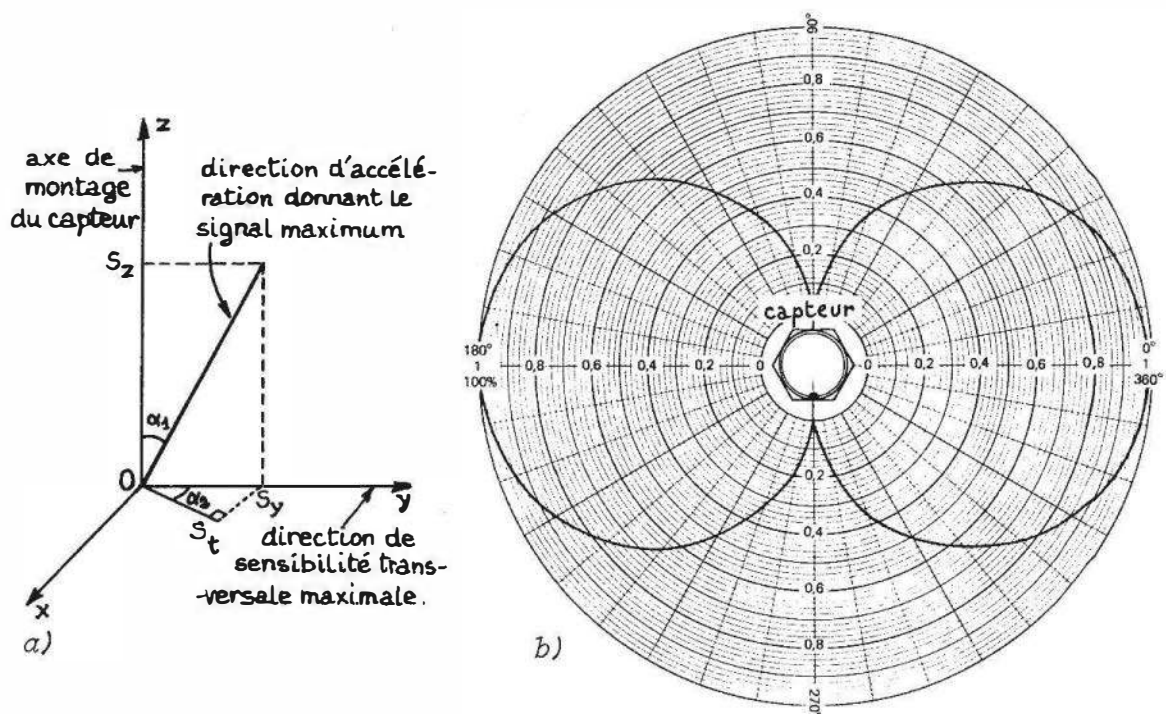


Figure 11.10 – Sensibilité transversale : a) définition des directions ; b) diagramme en fonction de la direction dans le plan de base (xOy) (Doc. Brüel et Kjaer).

Exemple : une sensibilité transversale de $0,1 g/g$ signifie que pour une accélération transversale de $1 g$ sur l'axe y , le signal de mesure est le même que pour une accélération de $0,1 g$ sur l'axe principal (axe z).

La sensibilité transversale est caractérisée par :

- une faible valeur (< quelques % de la sensibilité principale) qui dépend de la technologie du capteur ;
- une évolution, en fonction de la fréquence, d'allure identique à celle qui caractérise l'axe principal, mais avec une fréquence de résonance environ trois fois moindre ;
- une caractéristique, en fonction de la direction dans le plan de base, dont la forme théorique est composée de deux cercles égaux (*figure 11.10b*) et permet, connaissant la direction et la valeur de la sensibilité transversale maximale, de l'estimer pour toute autre direction transversale.

La sensibilité transversale d'un accéléromètre est souvent la cause d'erreurs importantes mais aussi, et surtout, elle peut être responsable de la détérioration et même la destruction du capteur par surcharge.

11.2.5 Précautions particulières

Les chocs fortuits sont très souvent une cause de détérioration des accéléromètres. Dans le cas d'un essai de choc, les ordres de grandeur de la fréquence et de l'amplitude sont connus avec une approximation suffisante, permettant le choix de l'étendue de mesure du capteur qui convient. Par contre un accéléromètre lors du transport, des manipulations, du montage, subit des agressions imprévisibles dont le niveau d'accélération est mal connu et toujours très fortement sous-évalué.

À titre d'exemple on indique dans le *tableau 11.3* les résultats d'une série d'essais portant sur des accéléromètres piézorésistifs tombant d'une hauteur variable sur divers matériaux :

- *A* : plaque de contre-plaqué de 1 cm d'épaisseur posée sur un établi ;
- *B* : cahier d'écolier de 50 pages posé à plat sur un établi ;
- *C* : plaque en acier de 5 cm d'épaisseur simulant le plateau de mesure d'un pot vibrant.

Tableau 11.3 – Amplitude d'accélération résultant de l'impact d'un accéléromètre sur divers matériaux A, B, C.

Hauteur de chute en cm	Amplitude de l'accélération en « g »		
	A	B	C
3	30	5	800
5	60	10	1 500
8	140	30	2 500
10	250	50	4 000
20	450	90	8 000

11.2.6 Étalonnage

Les méthodes d'étalonnage des accéléromètres se classent en trois groupes selon que l'on applique au capteur une accélération constante, sinusoïdale, ou transitoire.

■ Accélération constante

Les méthodes d'étalonnage par application d'une accélération constante ne conviennent strictement qu'aux capteurs et chaînes associées transmettant la composante continue.

□ Étalonnage dans le champ de la pesanteur

Il consiste à mesurer le signal obtenu lorsque l'axe réel de sensibilité du capteur est orienté d'un angle α par rapport à la verticale. La connaissance de la valeur locale de l'accélération de la pesanteur pouvant être très bonne, la précision de l'étalonnage dépend essentiellement des erreurs sur la mesure de la tension de sortie et sur la valeur de l'angle α , qui est liée à l'existence de la sensibilité transversale (§ 11.2.4). Lorsque la dynamique d'entrée du capteur le permet, on lui fait effectuer un demi-tour pour avoir une mesure de niveau de sortie en présence d'une accélération d'entrée de $\pm 1 g$; cette méthode est très pratique pour vérifier rapidement la sensibilité d'une chaîne avant une mesure.

□ Étalonnage au moyen d'une centrifugeuse

Il permet une grande dynamique de mesure (0 à 50 000 g). La centrifugeuse comporte une table ou un bras tournant autour d'un axe vertical et supportant l'accéléromètre, dont l'axe de sensibilité est orienté radialement. Le signal de mesure est transmis par contacts glissants ou par un système de télétransmission approprié (§ 10.5.1). Le niveau d'accélération, de valeur $\gamma = \omega^2 r$, peut être réglé en jouant sur la vitesse angulaire ω ou sur la distance r entre l'axe de rotation et le centre de gravité G de la masse sismique. La précision sur la valeur de ω peut être très bonne; par contre la précision sur la valeur de r est liée à la connaissance de la position de G ; celle-ci est indiquée par le constructeur, ou peut être déterminée en effectuant deux mesures successives, à même vitesse angulaire ω , pour deux valeurs r_1 et $r_2 = r_1 + \Delta r$ de la distance r . Les signaux de sortie étant désignés par s_1 et s_2 respectivement, on a, en supposant le capteur linéaire :

$$r_1 = \frac{s_1 \cdot \Delta r}{s_2 - s_1}$$

■ Mouvement sinusoïdal

On soumet le capteur de vibration à étalonner à un mouvement sinusoïdal grâce à un excitateur électrodynamique, piézoélectrique, ou mécanique, dont on peut faire varier l'amplitude et la fréquence (§ 2.2 : étalonnage par méthode absolue ou par comparaison avec un capteur de référence). Le mouvement doit être très pur (faible taux de distorsion) et de direction constante; la gamme de fréquence s'étend de 10 Hz à plus de 10 kHz mais la précision diminue rapidement lorsque la fréquence augmente. L'amplitude de l'accélération, inférieure à 50 g avec un excitateur classique, peut être augmentée par l'utilisation d'un organe élastique fonctionnant à la résonance (ex. barre en flexion : amplitude 4 000 g). Elle est calculée à partir de l'amplitude du mouvement, mesurée par un moyen approprié (capteur de déplacement, lunette de visée, interféromètre laser).

On citera simplement pour mémoire, car elle est pratiquement réservée aux laboratoires très spécialisés, la méthode de calibration par réciprocité qui utilise deux capteurs ; elle permet d'atteindre une grande précision mais n'est pas applicable aux capteurs non réciproques mécanique-électrique comme par exemple les capteurs potentiométriques.

■ Mouvement transitoire

Les différents moyens classiques sont :

- un pendule simple supportant en extrémité de bras le capteur dont l'axe sensible est dans la direction radiale ; le pendule est lâché et on mesure le niveau de crête obtenu pour la première oscillation ;
- un pendule balistique, par exemple une bille guidée par un fil et venant frapper une enclume supportant l'accéléromètre ; on mesure la vitesse prise par l'enclume (par deux cellules photoélectriques, ou par vélocimétrie laser) et on la rapporte à l'intégrale du signal issu du capteur, obtenue par calcul ou intégration graphique. On peut également opérer par comparaison avec un capteur de référence ;
- une machine de choc à chute libre ou à projectile ; les méthodes de mesure sont les mêmes que pour le pendule balistique.

■ Validité de l'étalonnage

Pour être complet et valide, l'étalonnage doit porter sur l'ensemble de la chaîne de mesure et la fixation du capteur sur un équipement d'étalonnage doit faire l'objet des mêmes soins que lors de l'utilisation du capteur (états de surfaces, couples de serrage, etc.). Le *tableau 11.4*, inspiré de la norme AFNOR E90-150, indique les performances que l'on peut attendre des différents moyens d'étalonnage cités.

11.3 Accéléromètres piézoélectriques

11.3.1 Principe de fonctionnement

Dans ce type d'accéléromètre, la masse sismique est supportée par un élément piézoélectrique, qui délivre une charge électrique proportionnelle à la force de rappel, donc au déplacement de la masse sismique. L'ensemble est solidaire d'une embase rigide, le tout étant contenu dans un boîtier hermétique.

Il faut généralement mesurer les accélérations dans les deux sens, le long de la direction de l'axe sensible ; comme la tenue mécanique du matériau piézoélectrique et des moyens de liaison indispensables (collage...) est différente selon la nature de la contrainte appliquée (compression, traction, cisaillement) il est nécessaire le plus souvent d'assurer une précontrainte mécanique sur l'élément sensible afin d'étendre le domaine de mesure aux deux sens de l'accélération.

Ceci n'est pas toujours possible et est réalisé différemment selon le mode de travail du matériau : mode longitudinal (accéléromètre dit en compression), mode de cisaillement, mode de flexion.

Les conditionneurs de capteurs piézoélectriques ont été étudiés au § 10.1.5.

© Dunod. La photocopie non autorisée est un délit.

Tableau 11.4 – Domaines d'emploi et précision des différentes méthodes d'étalonnage des accéléromètres.

Domaine d'utilisation		Accélération constante		Vibrations sinusoïdales					
				Méthodes absolues				Comparaison	
En fréquence	En amplitude (en g)	Inclinaison dans la pesanteur	Centrifugeuse	Lunette de visée	Capteur de déplacement	Interféromètre laser		Réciprocité	Mouvement transitoire
						Comptage de franges	Disparition de franges		
Continu	0,01 à 1	< 1 %							
	0,1 à 50 000		< 1 %						
5 à 30 Hz	0,01				2 à 10 %				
	0,01 à 5			2 à 10 %	1 à 5 %	1 à 5 %			2 à 10 %
	5 à 40			1 à 5 %	1 à 5 %	1 à 5 %			2 à 10 %
10 à 1 000 Hz	0,01 à 0,5					1 à 5 %			1 à 5 %
	0,5 à 5					1 à 5 %	1 à 5 %	< 1 %	1 à 5 %
	5 à 40				2 à 10 %	1 à 5 %		1 à 5 %	1 à 5 %
	40 à 100				1 à 5 %	1 à 5 %			1 à 5 %
1 000 à 5 000 Hz	0,5 à 50						1 à 5 %		1 à 5 %
	5 à 40						1 à 5 %		1 à 5 %
	40 à 100						1 à 5 %		1 à 5 %
5 000 à 10 000 Hz	0,5 à 100						1 à 5 %		1 à 5 %
0,5 à 10 ms	100 à 20 000								2 à 10 %

■ Accéléromètres piézoélectriques à compression (figure 11.11)

Les caractéristiques propres à ces capteurs sont :

- une fréquence de résonance assez élevée car c'est le mode de fonctionnement correspondant par nature à la plus grande rigidité de l'élément piézoélectrique (module de compression) ;
- une grande robustesse ;
- une certaine sensibilité aux contraintes de base, qu'il est nécessaire de réduire en rendant la base massive et découplée mécaniquement du cristal : forme adéquate de la base (figure 11.11a), montage inversé (figure 11.11c) ;
- une sensibilité aux effets pyroélectriques qui nécessite d'apporter des moyens de compensation ou d'isolation lorsque les conditions d'emploi sont défavorables (mesures en très basse fréquence, température pouvant évoluer).

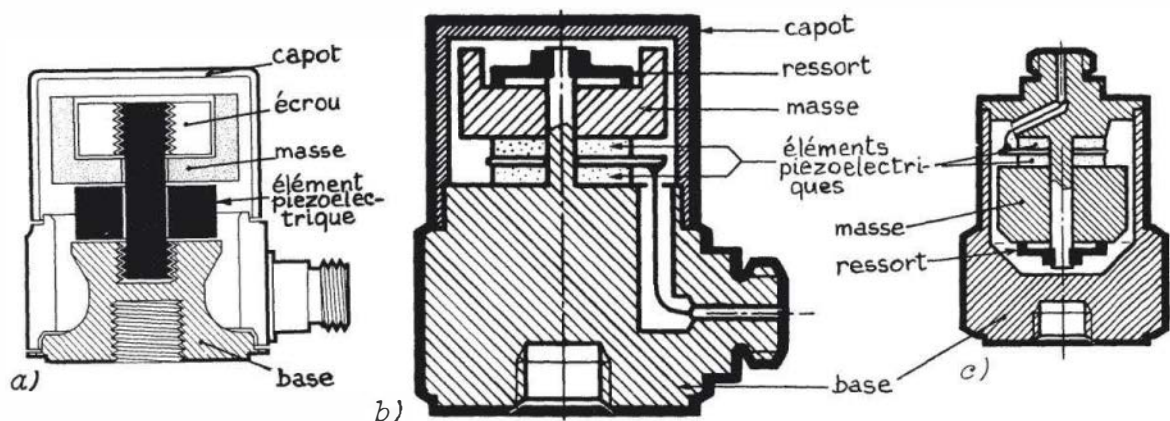


Figure 11.11 – Coupes d'accéléromètres piézoélectriques à compression axiale : a) par écrou (Doc. Endevco) ; b et c) par ressort (Doc. Brüel & Kjaer)

■ Accéléromètres piézoélectriques à cisaillement (figure 11.12)

Ces accéléromètres sont constitués :

- soit d'un empilement de plaquettes piézoélectriques boulonnées entre deux pièces métalliques servant de masse sismique (a) ;
- soit d'un élément piézoélectrique en forme d'anneau (b) ou formé de plusieurs éléments plans (c), serti de force entre la ou les masses sismiques périphériques et la colonne centrale.

De par leur constitution, les accéléromètres à cisaillement présentent :

- une faible sensibilité aux contraintes de base (découplage mécanique entre base et éléments piézoélectriques) et aux influences thermiques (pas d'effet pyroélectrique primaire puisque l'axe polaire n'est pas perpendiculaire aux faces portant des charges, mais est dans leur plan) ;
- une certaine fragilité due au mode de travail du matériau piézoélectrique. En outre, si le montage à empilement de plaquettes (a) peut être doté d'une plus

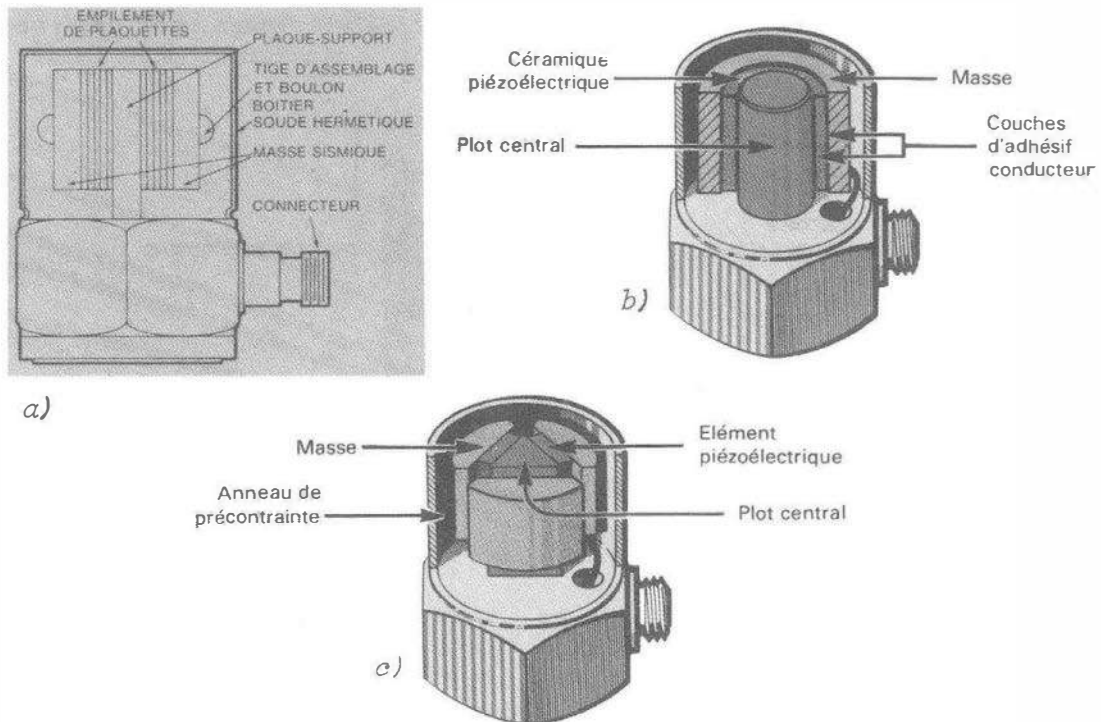


Figure 11.12 – Constitution des accéléromètres piézoélectriques à cisaillement; montage :
 a) à empilement de plaquettes (Doc. Endevco); b) à élément tubulaire;
 c) à cisaillement en Delta (Doc. Brüel & Kjaer)

grande sensibilité, les montages à symétrie de révolution (b et c) se prêtent mieux à un assemblage mécanique précis, garant d'une faible sensibilité transversale, et à la miniaturisation, permettant d'obtenir une grande finesse : la masse des plus petits accéléromètres piézoélectriques ne dépasse pas quelques dixièmes de gramme.

■ Accéléromètres piézoélectriques à montage en porte-à-faux

Dans leur principe, ils utilisent la flexion d'une paire de minces plaquettes piézoélectriques accolées (*figure 11.13*), dont l'extrémité supporte une masselotte. La sensibilité que leur confère cette configuration peut être très grande, au détriment de la fréquence de résonance ; leur champ d'applications est limité aux accélérations vibratoires de faible niveau et basse fréquence, où d'autres types, non piézoélectriques, ont des performances supérieures mais sous un encombrement généralement plus important.

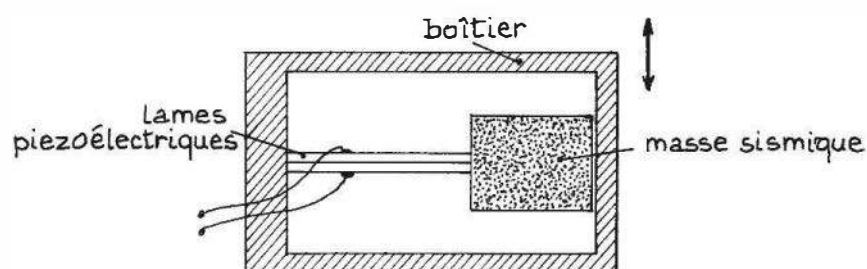


Figure 11.13 – Principe d'un accéléromètre piézoélectrique à montage en porte-à-faux.

11.3.2 Caractéristiques métrologiques

■ Sensibilité et réponse en fréquence

Si γ désigne l'accélération à laquelle est soumise le capteur, z le déplacement relatif de la masse sismique et Q la charge électrique qui en résulte, la sensibilité S s'écrit :

$$S = \frac{Q}{\gamma} = S_1 \cdot S_2 \quad \text{avec :}$$

S_1 : sensibilité mécanique du système à masse sismique

$$|S_1| = \left| \frac{z}{\gamma} \right| = \frac{1}{\omega_o^2 \sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)^2 + \left(2 \zeta \frac{\omega}{\omega_o}\right)^2}}$$

S_2 : sensibilité électrique du capteur piézoélectrique

d : constante piézoélectrique

C : raideur de l'élément sensible

$$|S_2| = \left| \frac{Q}{z} \right| = d \cdot C \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}}$$

$\omega_c = 1/\tau =$ pulsation de coupure basse de l'ensemble capteur + conditionneur (§ 10.1.5).

D'où la sensibilité relative S/S_m , définie par rapport à la valeur aux fréquences moyennes $S_m = d \cdot C/\omega_o^2$ (figure 11.14) :

$$\left| \frac{S}{S_m} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega_c}{\omega}\right)^2}} \cdot \frac{1/\omega_o^2}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)^2 + \left(2 \cdot \zeta \cdot \frac{\omega}{\omega_o}\right)^2}}$$

Ordres de grandeur (types à compression et cisaillement) :

- $S_m \cong 10$ à 100 pC/g
- $f_0 = \omega_o/2\pi \cong 10$ à 50 kHz

L'acuité de la résonance est due à la très faible valeur du coefficient d'amortissement ($\zeta \cong 0,01$ à $0,02$) qui n'a son origine pratiquement que dans les pertes d'énergie dues à l'hystérésis mécanique du matériau piézoélectrique.

Les limites pratiques de la bande passante, pour une erreur inférieure à $\pm 5 \%$, sont :

- pulsation limite inférieure : $\omega_1 \cong 5 \omega_c$;
- pulsation limite supérieure : $\omega_2 \cong 0,2 \omega_o$.

Lorsque des signaux indésirables risquent d'apparaître par excitation de l'accéléromètre près de sa résonance, ils sont éliminés par filtrage soit mécanique (suspension spéciale) soit électrique, au cours de l'amplification (§ 10.1.5).

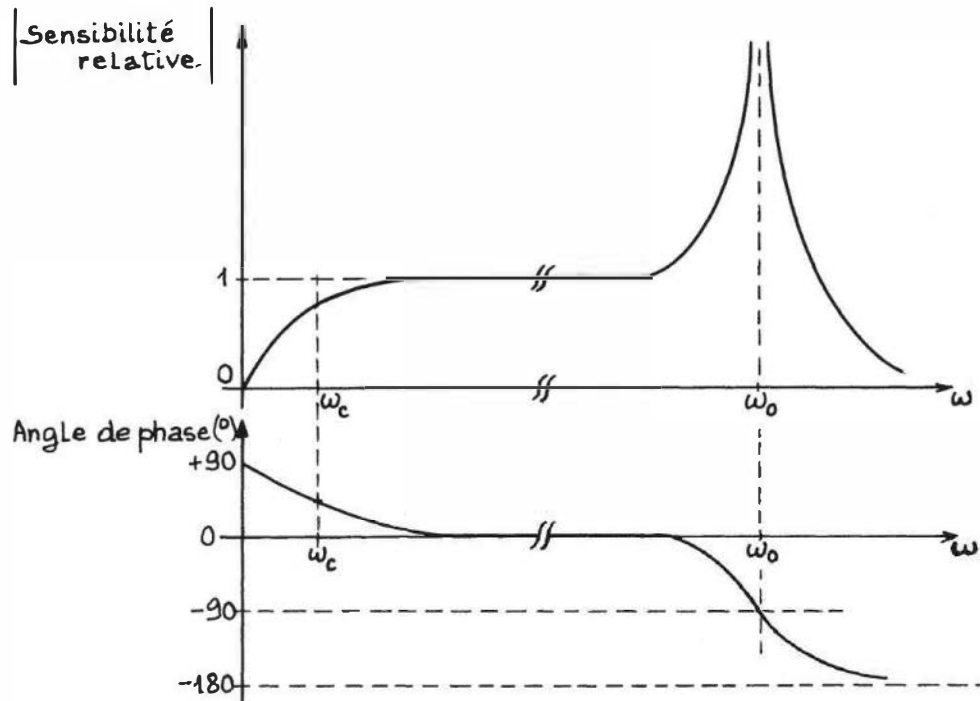


Figure 11.14 – Réponse en fréquence d'un accéléromètre piézoélectrique.

■ Étendue de mesure (E.M.), linéarité

L'étendue de mesure est limitée :

- vers le bas, par les bruits électriques dus au câble de liaison et à l'amplificateur, et les effets pyroélectriques éventuels ; avec des accéléromètres de sensibilité de l'ordre de 10 pC/g , cette limite est d'environ $0,001 \text{ g}$;
- vers le haut, par la solidité structurelle du capteur, soit couramment et selon la sensibilité, $5\,000$ à $10\,000 \text{ g}$, voire $100\,000 \text{ g}$ (accéléromètres pour chocs violents).

Dans le cas des accéléromètres à compression à précontrainte, celle-ci est un élément déterminant de l'E.M.

L'écart de linéarité d'un accéléromètre piézoélectrique découle :

- de la non-linéarité propre du matériau piézoélectrique (variation des coefficients piézoélectriques avec la contrainte appliquée) ; toujours très faible pour le quartz, elle est diminuée par la précontrainte dans le cas des céramiques ;
- d'une non-linéarité d'ordre mécanique affectant le ressort de précontrainte axiale (ou son équivalent dans le cas d'une compression par écrou) et qui n'intervient donc pas dans le cas des accéléromètres à cisaillement.

La non-linéarité des accéléromètres piézoélectriques à céramiques se manifeste par une augmentation (elle-même linéaire) de la sensibilité, allant de $0,5 \%$ (cisaillement) à 5% (compression à vis) par $1\,000 \text{ g}$.

11.3.3 Grandeurs d'influence

On retrouve ici les facteurs qui, de manière générale, agissent sur les capteurs piézoélectriques.

■ Température

La température agit de deux façons différentes sur tout élément piézoélectrique : par sa valeur et par ses variations.

La valeur de la température est un paramètre qui est important pour la sensibilité électrique S_2 du capteur en agissant directement sur le coefficient piézoélectrique, et éventuellement sur des facteurs mécaniques intervenant dans la fonction de transfert mécanique-électrique (par exemple la contrainte mécanique imposée par les dimensions des pièces et leurs dilatations relatives). Cette influence sur la sensibilité ne peut se juger qu'à température stabilisée.

Les variations de température de l'élément piézoélectrique entraînent la production de signaux électriques même en l'absence de grandeur d'entrée vibratoire. Ces signaux sont dus à des contraintes mécaniques subies par l'élément piézoélectrique du fait de dilatations différentes par exemple et à la propriété de conversion pyroélectrique accompagnant la plupart du temps la piézoélectricité.

Les matériaux les moins influencés par la température sont en général les matériaux les moins performants sous l'aspect de la sensibilité accélérométrique : le quartz par exemple comparé aux matériaux du type titanozirconate de plomb est environ 50 fois moins sensible mais a un coefficient de température qui est de 20 à 50 fois plus faible. On utilise aussi des techniques de compensation entre matériaux différents.

Les effets pyroélectriques à fréquence très basse (dérives) sont filtrés de façon naturelle par le passe-haut que constitue le conditionneur associé au capteur, auquel il importe donc de ne pas donner une bande passante vers les basses fréquences plus étendue que nécessaire.

Pour les mesures sur des structures portées à hautes températures (jusqu'à 2 000 °C) on utilise des accéléromètres dont l'embase est refroidie par circulation forcée de fluide.

Pour les mesures très précises, la connaissance des courbes de variation de sensibilité en fonction de la température est indispensable.

■ Vieillessement

Le vieillissement est l'évolution irréversible de certaines caractéristiques du capteur sous l'influence de l'un ou l'autre des facteurs : temps, température, sollicitations mécaniques. Le paramètre le plus critique est la sensibilité accélérométrique elle-même (perte partielle de polarisation du matériau).

Le quartz est, dans ce domaine encore, le plus performant et utilisé souvent dans les capteurs destinés à l'étalonnage par méthode de comparaison.

Toutefois les matériaux modernes sont pratiquement aussi stables et sur des capteurs placés dans des conditions normales d'emploi on n'arrive en général pas à déceler d'évolution de caractéristique sur plusieurs années. Le vieillissement peut cependant être gênant et aller jusqu'à une perte importante de sensibilité du capteur si les conditions thermiques de fonctionnement sont dures (fonctionnement permanent à une température trop proche de la limite d'emploi). Un étalonnage périodique permet, dans les autres cas, de pallier les dérives dans le temps, ou dues à une surcharge accidentelle.

■ Bruits dus au câble de liaison

Le câble de liaison peut être une source de bruit sous l'influence de différents facteurs mécaniques ou thermiques. En effet les déformations des isolants ou les mouvements relatifs entre isolants ou conducteurs créent des mouvements de charge par effets triboélectriques principalement, voire piézoélectriques ou pyroélectriques et aussi par modification géométrique des capacités réparties.

Les bruits sont réduits si le câble est fixé rigidement à la structure vibrante près du capteur et jusqu'à un point de faible déplacement vibratoire. Si ce bridage s'avère impossible (ex : surfaces trop chaudes), un accéléromètre à connexion par le sommet est préférable.

Les problèmes de câble ne se posent plus lorsque le conditionneur de signal, miniaturisé, est inclus dans le capteur. De mise en œuvre simple, les accéléromètres de ce type, dits à électronique incorporée, présentent évidemment une moins bonne finesse, et leur tenue en température et aux chocs est limitée par la fragilité de la partie électronique.

■ Bruits dus à la pression acoustique ambiante

Son effet peut être gênant lors de mesures de faibles accélérations dans un champ acoustique de forte intensité. Plutôt qu'une action directe sur l'élément piézoélectrique, on doit surtout craindre la répercussion sur lui de l'action des pressions acoustiques sur l'embase et le boîtier, qui ne sont pas d'une rigidité absolue. Les capteurs dans lesquels éléments piézoélectriques et ensemble embase-boîtier sont bien découplés y sont donc peu sensibles (accéléromètres à cisaillement).

Exemple de valeur : signal parasite équivalant à moins de 0,1 g pour un niveau sonore de 100 dB.

■ Décalage de zéro

C'est un phénomène propre aux accéléromètres à céramiques. Lorsqu'un tel capteur est soumis à une accélération très violente (choc), il subsiste après disparition du mesurande un petit signal électrique (décalage de zéro) dont la décroissance, exponentielle, se fait avec la constante de temps électrique caractéristique de l'ensemble capteur + conditionneur, comme le ferait le signal dû à un mesurande continu. On explique le phénomène par une certaine dépolarisation de la céramique à la suite de la surcharge ; cette dernière peut arriver à la suite d'une excitation de l'accéléromètre sur sa fréquence de résonance, où l'amplification est considérable, à cause par exemple d'un échelon abrupt, même si la valeur de celui-ci reste dans les limites de l'étendue de mesure.

Le décalage de zéro n'influe pas de façon mesurable sur la valeur de la sensibilité. Il est parfois réduit, mais seulement de façon momentanée, lorsque l'accéléromètre est soumis à des chocs répétés. Pour les accéléromètres de choc, le décalage de zéro ne doit pas dépasser 1 à 2 % de l'amplitude de crête, même à la limite de leur étendue de mesure.

Ce phénomène ne doit pas être confondu avec la dérive électrique due à la limitation de la bande passante en basse fréquence ; contrairement au décalage de zéro, une

telle dérive est vue, après disparition du choc, comme ayant une polarité opposée à ce dernier (figure 11.15).

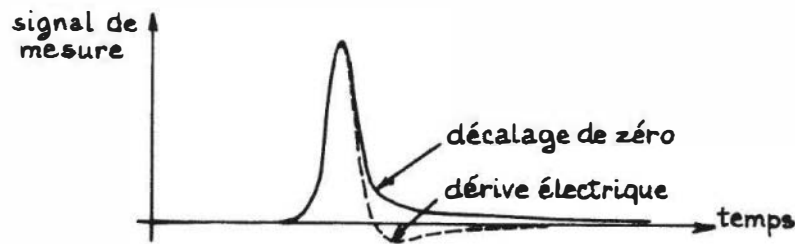


Figure 11.15 – Allure du décalage de zéro et de la dérive électrique dans un accéléromètre à céramique piézoélectrique.

11.4 Accéléromètres piézorésistifs

11.4.1 Principe général

La masse sismique M est solidaire d'une lame de rappel élastique équipée de 2 ou 4 jauges piézorésistives montées dans un pont de Wheatstone. La flexion de la lame est traduite en déformation des jauges soit directement (cas des accéléromètres basse fréquence), soit indirectement en association avec un amplificateur mécanique (cas des accéléromètres moyenne fréquence ou de choc).

11.4.2 Caractéristiques métrologiques

■ Sensibilité, réponse en fréquence

Ainsi que cela a été montré au § 11.1.3, la sensibilité peut s'écrire :

$$S = S_2 \cdot S_1 = \frac{v_m}{\varepsilon} \cdot \frac{\varepsilon}{\gamma}$$

$S_2 = \frac{v_m}{\varepsilon}$ est la sensibilité électrique du pont de Wheatstone formé par les 4 jauges. Celles-ci subissant la même déformation $|\varepsilon|$, la tension de sortie du pont est :

$$v_m = e_s \cdot \frac{\Delta R}{R} = e_s \cdot K \cdot \varepsilon \quad \text{d'où} \quad S_2 = K \cdot e_s$$

e_s : tension d'alimentation du pont 10 à 15 V en pratique ;

K : coefficient des jauges piézorésistives 50 à 150 suivant les types ;

R : résistance d'une jauge $\cong 350$ à 500Ω .

$S_1 = \frac{\varepsilon}{\gamma}$ caractérise la réponse de la partie mécanique de l'accéléromètre ; son module est de la forme :

$$S_1 = \frac{A}{\omega_o^2} \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right)^2 + \left(2 \cdot \zeta \cdot \frac{\omega}{\omega_o}\right)^2}}$$

Les valeurs de A et ω_0 se déduisent des résultats concernant les capteurs de force en flexion (§ 10.3.2.2, *tableau 10.3*).

Exemple : capteur schématisé par la *figure 11.16* :

- déformation superficielle de la lame au niveau des jauges : $\varepsilon = 6 Fb / Y\ell e^2$
- flèche (déplacement du centre de gravité G) : $f = 4FL^3 / Y\ell e^3$
- raideur statique : $C = \text{force/flèche} = Y\ell e^3 / 4L^3$
- pulsation propre : $\omega_0 = \sqrt{C/M} = \sqrt{Y\ell e^3 / 4L^3 M}$
avec Y : module d'Young de la lame, et ℓ , b , e , L définis *figure 11.16*.

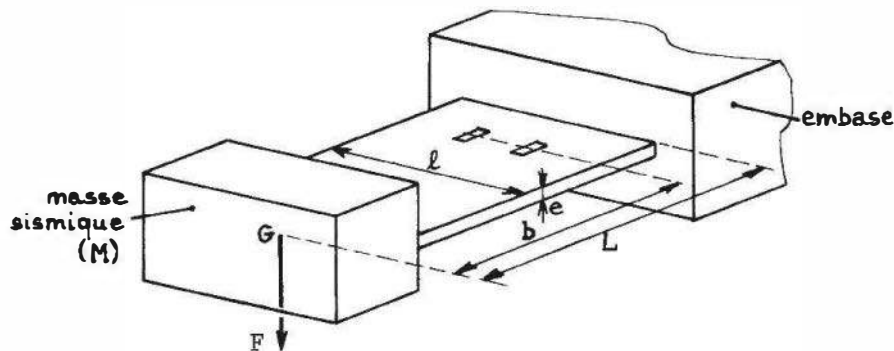


Figure 11.16 – Principe d'un accéléromètre piézorésistif.

Si on considère une accélération $\gamma = F/M$ statique ($\omega = 0$) on calcule :

$$S_{1, \omega=0} = \frac{A}{\omega_0^2} = \frac{6bM}{Y\ell e^2} \quad \text{soit : } A = 1,5 \frac{b \cdot e}{L^3}$$

■ Bande passante

En pratique la bande passante utile d'un accéléromètre piézorésistif s'étend de 0 à 1/4 de la fréquence de résonance pour un accéléromètre à l'amortissement critique ($\zeta = 1$) ou de 0 à 1/10 de la fréquence de résonance pour un accéléromètre faiblement amorti ($\zeta = 0,05$). L'usage veut que :

- les accéléromètres pour mesures en continu et basse fréquence soient à l'amortissement critique ;
- les accéléromètres pour mesure en continu et moyenne fréquence soient amortis en régime périodique proche de l'amortissement critique ;
- les accéléromètres pour mesures de haute fréquence et de choc ne soient pas amortis (régime périodique).

Remarques pratiques

- Les accéléromètres piézorésistifs comme les accéléromètres piézoélectriques ont un facteur de mérite de la forme :

$$\beta = S \cdot f_0^2 = \text{Cte} \quad \text{où } S : \text{sensibilité et } f_0 : \text{fréquence propre.}$$

- Il en résulte que pour une construction et une technologie données on ne peut avoir à la fois un accéléromètre possédant une grande sensibilité et une large bande passante (§ 11.1.3.3). Il devient nécessaire si l'on veut avoir accès à la mesure d'accélération de fréquence élevée avec un niveau de sortie suffisant de mettre en œuvre des systèmes pendulaires associés à un amplificateur mécanique.
- Plus l'amortissement d'un accéléromètre est grand, plus important est le déphasage qu'il introduit.

■ Influence de la température

Elle revêt 3 formes :

Influence sur le zéro

Les accéléromètres piézorésistifs « passant » la composante continue, il importe de tenir compte de la dérive thermique du zéro.

Ordre de grandeur : 1 % de l'étendue de mesure pour une variation de 50 °C.

Influence sur la sensibilité

La sensibilité, du fait des variations thermiques du module d'Young et du coefficient des jauges, diminue lorsque la température augmente.

Ordre de grandeur : 1 à $2 \cdot 10^{-4}$ de la sensibilité nominale par °C. L'erreur résultante peut atteindre quelques % de la valeur à 20 °C mais cette erreur est fidèle. Elle peut donc être partiellement corrigée par le calcul.

Variation du coefficient d'amortissement

Les accéléromètres piézorésistifs sont amortis à l'aide d'huile de silicone. La viscosité cinématique diminue à température croissante, ce qui a pour effet d'abaisser le coefficient d'amortissement.

Ordre de grandeur : dans le domaine d'utilisation, (–25 °C à +100 °C), la variation est d'un facteur 2 dans la plage – 5 °C à + 50 °C.

■ Puissance de sortie

La sensibilité d'un accéléromètre piézorésistif s'exprime en mV/V/g, mais on indique généralement le signal de sortie en mV/V pour la portée maximale (limite supérieure de l'E.M.).

Ordre de grandeur : 20 mV/V pour la portée maximale.

La puissance disponible est de l'ordre de $1 \cdot 10^{-4}$ W.

Cette puissance, ainsi que la faible résistance de sortie du pont, ($\cong 350 \Omega$) sont des facteurs de qualité appréciables en usage industriel.

11.4.3 Réalisations

Les technologies et les conceptions mécaniques diffèrent selon les usages auxquels sont destinés les accéléromètres.

■ Accéléromètres pour mesures en continu et basse fréquence

Ce sont des accéléromètres amortis par système visqueux (huile de silicone). Leur bande passante à $\pm 10\%$ s'étend de 0 à environ 1 000 Hz et les étendues de mesure se situent entre 1 g et 500 g pour un signal de sortie de 50 à 100 mV à tension d'alimentation nominale, le facteur de mérite étant alors de l'ordre de $5 \cdot 10^2 \text{ V} \cdot \text{g}^{-1} \cdot \text{Hz}^2$. Un exemple de réalisation est donné par la *figure 11.17*.

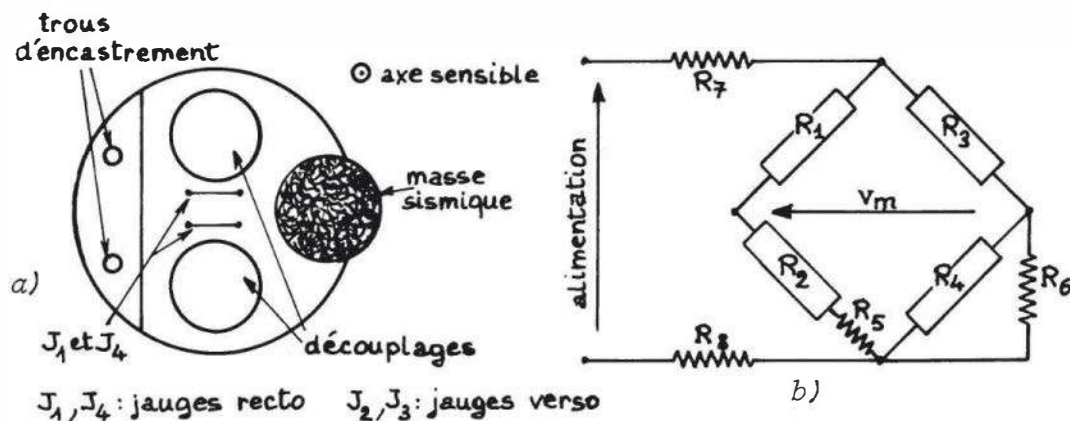


Figure 11.17 – Accéléromètre piézorésistif pour mesures en basse fréquence : a) détail de construction de la lame sensible ; b) pont de Wheatstone : R_1 à R_4 : jauges ; R_5, R_6 : compensation de dérive thermique de zéro ; R_7, R_8 : compensation de dérive thermique de sensibilité (Doc. J.P.B.).

Les évidements de découplage ont pour but de reporter les inerties vers l'extérieur de lame afin de diminuer l'influence d'accélération parasites transverses.

Les lames sont réalisées avec des aciers inoxydables ou des alliages de cuivre béryllium.

La masse sismique est en acier ou en alliage de tungstène fritté. L'amortissement est réalisé par le déplacement de la lame dans une chambre remplie d'huile de silicone ; la surface de la lame contribue pour une part importante à l'efficacité de l'amortissement.

Exemple de caractéristiques : accéléromètre basse fréquence J 505 (fabricant J.P.B.) :

- étendue de mesure (E.M.) : 100 g ;
- écart de linéarité : $\pm 0,2\%$ de E.M. ;
- hystérésis : $0,3\%$ de E.M. ;
- seuil de résolution : $1 \cdot 10^{-5}$ E.M. ;
- finesse : densité superficielle 16 grammes/cm², masse 55 grammes ;
- domaine de non-détérioration : 10 E.M. ;
- sensibilité transversale : $0,05 \text{ g/g}$;
- fréquence propre : 1 200 Hz ;
- bande passante à 10 % : 0-200 Hz ;
- coefficient d'amortissement nominal : 0,7 ;
- signal de sortie à portée maximale : 50 mV pour la tension d'alimentation nominale, soit : 15 V ;

– facteur de mérite $\cong 7.10^2 \text{Vg}^{-1} \text{Hz}^2$.

Domaine d'application :

- mesure des facteurs de charge, inclinométrie ;
- accélérations continues ;
- mesure des vibrations jusqu'à 1 kHz ;
- pilotage de pots vibrants électrodynamiques ou hydrauliques ;
- étude de suspension et de confort de véhicules ;
- détecteur de seuil de niveau d'accélération basse fréquence ;
- mesure des accélérations transversales des véhicules ferroviaires.

■ Accéléromètres piézorésistifs pour mesures en moyenne fréquence et d'usage général

Ces accéléromètres sont prévus pour fonctionner dans une gamme de 0 à 10 kHz, ils permettent la mesure :

- d'accélérations continues ;
- d'accélérations continues superposées à des régimes vibratoires d'amplitude comprise entre quelques g et 1 000 g et de bande passante à $\pm 10\%$ entre le continu et 10 000 Hz.

□ Principe de fonctionnement

Ces accéléromètres mettent en œuvre un amplificateur (ou convertisseur) mécanique intégré (*figure 11.18*) dont le rôle est d'augmenter la déformation des jauges, donc la sensibilité, sans augmenter la déflexion du centre de gravité de la masse sismique ni diminuer la raideur de la lame sensible, et par conséquent la fréquence propre.

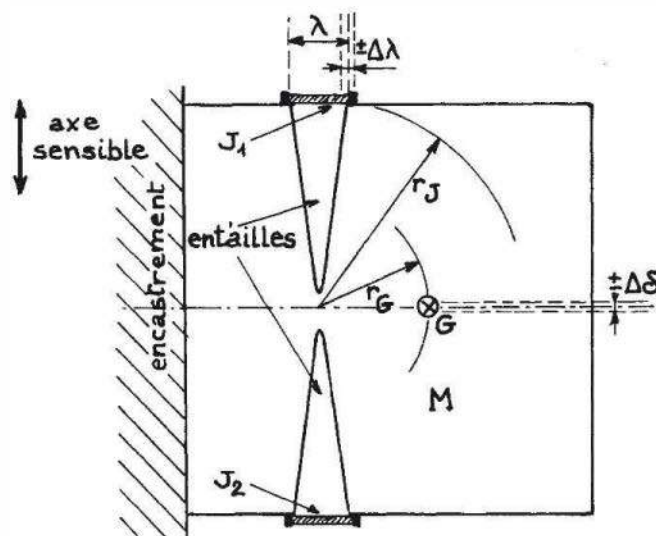


Figure 11.18 – Principe d'un accéléromètre piézorésistif à amplification mécanique pour mesures en moyenne fréquence.

Les jauges sont ancrées de part et d'autre d'une entaille dont la largeur λ varie de $\pm \Delta\lambda$, sous l'effet de la force d'inertie qui agit sur le centre de gravité G . Pour une même déflexion $\Delta\delta$ de G , donc une même valeur de $\Delta\lambda$, la déformation des jauges est d'autant plus élevée que λ est plus petit.

Exemple pratique :

Les jauges piézorésistives, suivant les types, ont des longueurs nominales comprises entre 0,8 mm (type E) et 6,5 mm (type L).

Pour une variation $\Delta\lambda \cong 1 \mu\text{m}$, on a :

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} \cong 0,15 \cdot 10^{-3} \quad (\text{jauge type L})$$

$$\frac{\Delta\lambda}{\lambda} \cong 1,25 \cdot 10^{-3} \quad (\text{jauge type E})$$

De plus, le rapport entre la déflexion $\Delta\delta$ du centre de gravité et l'allongement $\Delta\lambda$ des jauges peut atteindre 5 à 10 :

$$\frac{\Delta\lambda}{\Delta\delta} = \frac{r_J}{r_G}$$

r_J et r_G étant les rayons de gyration respectivement du point d'ancrage des jauges et du centre de gravité de la masse sismique.

En définitive, à fréquence propre donnée, le gain global en sensibilité peut atteindre 10^2 .

Exemple de caractéristiques : accéléromètre moyenne fréquence d'usage courant J 212 (fabricant J.P.B.) :

- étendue de mesure : 100 g ;
- écart de linéarité : $\pm 0,2$ % de E.M. ;
- hystérésis : 0,2 % de E.M. ;
- seuil de résolution : $1 \cdot 10^{-5}$ E.M. ;
- finesse : densité superficielle 7,5 grammes/cm², masse : 15 grammes ;
- domaine de surcharge : 4 E.M. ;
- sensibilité transversale : 0,01 g/g ;
- fréquence propre : 7 000 Hz ;
- coefficient d'amortissement nominal $\cong 0,7$;
- signal de sortie à portée maximale : 100 mV pour la tension d'alimentation nominale, soit 15 V ;
- facteur de mérite : $5 \cdot 10^4 \text{ Vg}^{-1} \text{ Hz}^2$.

Ce facteur de mérite est environ 100 fois supérieur à celui de l'accéléromètre basse fréquence pris en exemple au § 11.4.3.1.

■ Accéléromètres piézorésistifs de choc

Une analyse de la réponse des accéléromètres aux chocs a été donnée au § 11.2.1.3. Dans leur principe, les accéléromètres piézorésistifs de chocs ne diffèrent pas des accéléromètres pour moyenne fréquence. Ils exigent le plus grand soin dans leur montage (état de surface parfaitement usiné, grande raideur de l'interface de fixation) afin d'éviter toute dégradation de la bande passante.

Leur amortissement est faible (coefficient de surtension $\cong 50$). La symétrie de leur configuration (*figure 11.19*) permet d'améliorer leur tenue aux chocs violents. Une accélération dirigée suivant l'axe sensible induit une force de réaction sur les masses sismiques M_1 et M_2 . Le déplacement de leurs centres de gravité G_1 et G_2 dans le sens des flèches entraîne une déformation ε des jauges J_1 et J_4 tandis que J_2 et J_3 subissent une déformation opposée $-\varepsilon$. Le branchement des jauges est celui de la *figure 11.17b*. Le gain résultant de l'amplification mécanique est du même ordre que pour les accéléromètres destinés aux mesures en moyenne fréquence.

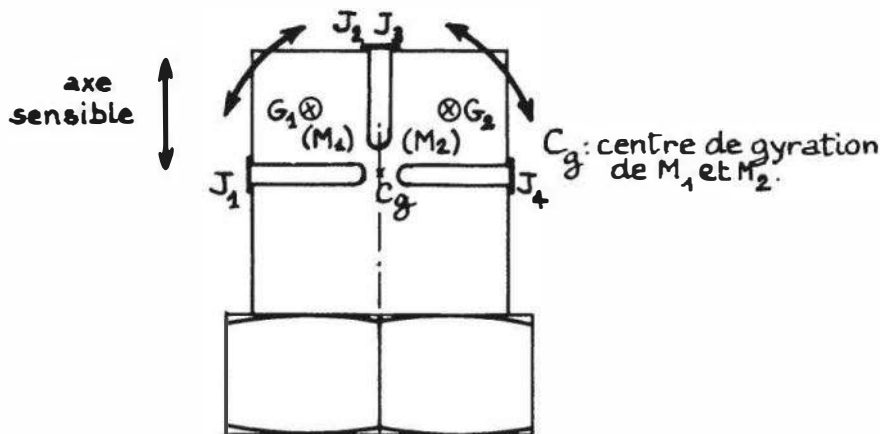


Figure 11.19 – Configuration d'un accéléromètre piézorésistif de choc.

Exemple de caractéristiques : accéléromètre de choc type J 313 (fabricant J.P.B.) :

- étendue de mesure : 25 000 g ;
- surcharge admissible : 75 000 g ;
- écart de linéarité : $\pm 0,4$ % de E.M. ;
- hystérésis : $\pm 0,3$ % de E.M. ;
- seuil de résolution : $1 \cdot 10^{-5}$ E.M. ;
- finesse : densité superficielle 20 grammes/cm², masse 40 grammes ;
- sensibilité transversale : 0,03 g/g ;
- fréquence propre : 170 000 Hz ;
- amortissement : coefficient de surtension supérieur à 50 ;
- signal de sortie à portée maximale : 50 mV, pour la tension d'alimentation nominale, soit 15 V ;
- facteur de mérite : $6 \cdot 10^4$ Vg⁻¹ Hz².

L'avantage incontestable des accéléromètres de choc piézorésistifs est :

- leur aptitude à mesurer des chocs avec composante continue (type trapézoïdal par exemple) ;
- de ne pas avoir de fréquence de coupure basse donc de restituer avec fidélité l'ensemble de l'énergie mise en œuvre lors du choc.

Ils sont utilisés lors d'essais d'armement (bouches à feu), d'engins pneumatiques ou hydrauliques de percussion, pour la mesure des ondes de choc mécanique et, par double intégration, des déplacements des pièces au cours des chocs.

11.4.4 Matériel associé

L'ensemble de conditionnement et de liaison associé à l'accéléromètre piézorésistif a pour but d'alimenter l'accéléromètre et de délivrer une puissance compatible avec les chaînes de traitement de signaux (*figure 11.20*).

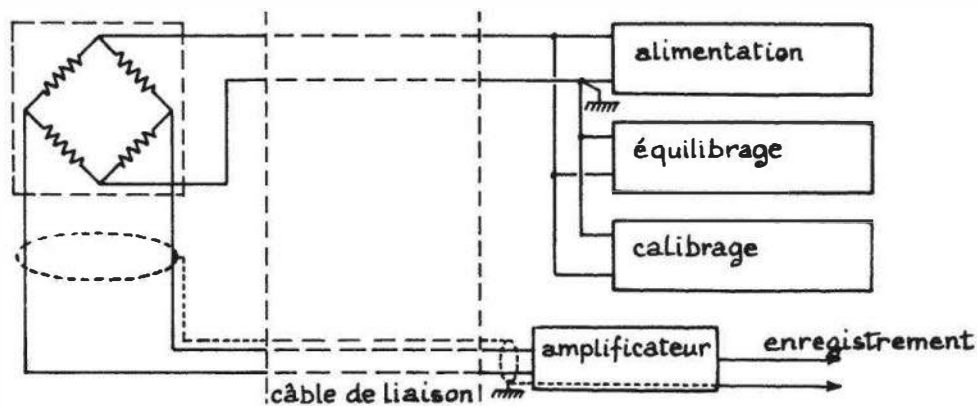


Figure 11.20 – Synoptique de l'ensemble de conditionnement et de liaison associé à un accéléromètre piézorésistif.

Un tel ensemble comporte :

- une alimentation à tension constante ou à courant constant du pont de Wheatstone (§ 8.9.1.3) ;
- un circuit d'équilibrage initial du pont de jauges (§ 8.9.1.2) ;
- un dispositif de calibrage de la voie de mesure ;
- un amplificateur à entrées différentielles destiné à amener le niveau électrique des signaux issus de la diagonale de mesure à un niveau exploitable (§ 4.3) ;
- un câble de liaison.

■ Équilibrage initial du pont

Il a pour but, avant un essai, d'annuler la tension continue apparaissant aux bornes de la diagonale de mesure. Cette tension est due principalement au fait que, même en l'absence de toute contrainte, les résistances des jauges ne sont pas toutes égales entre elles.

Soit par exemple le pont de Wheatstone formé par les 4 jauges d'un accéléromètre piézorésistif dont, au repos, l'une présente une résistance $R + r$ différente de celle, R , des 3 autres (*figure 11.21a*). On suppose évidemment $r \ll R$.

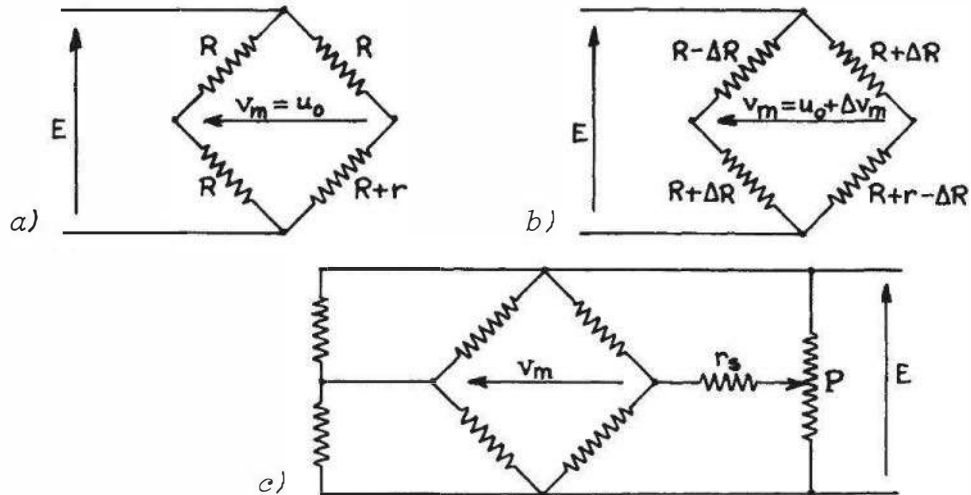


Figure 11.21 – Pont de Wheatstone avec déséquilibre initial :
 a) capteur au repos, déséquilibre initial seul ; b) déséquilibre initial superposé à un signal de mesure ; c) circuit de compensation.

En l'absence d'accélération appliquée au capteur, il existe aux bornes de la diagonale de mesure une tension

$$v_m = u_0 \cong -\frac{E}{4} \frac{r}{R}$$

Pour une accélération imposant à chaque jauge une variation de résistance $\pm \Delta R$ (figure 11.21b), la tension v_m varie de Δv_m :

$$\Delta v_m = E \left(\frac{\Delta R}{2R} + \frac{\Delta R}{2R+r} \right) ;$$

la sensibilité du pont est :

$$S'_p = \frac{\Delta v_m}{\Delta R/R} = \frac{E}{2} \left(1 + \frac{1}{1+r/2R} \right)$$

En l'absence de déséquilibre initial ($r = 0$) sa valeur serait :

$$S_p = E.$$

On en déduit l'erreur relative sur la mesure :

$$\delta = \frac{S'_p - S_p}{S_p} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{1}{1+r/2R} \right) - 1 \cong -\frac{r}{4R} = \frac{u_0}{E}$$

Tout se passe comme si l'accélération mesurée par le capteur était affectée de cette erreur. À titre d'exemple, pour $E = 10$ V et $u_0 = 2,5$ mV, on a : $\delta = 0,025$ %.

L'équilibrage du pont consiste donc à annuler u_0 au moyen du montage de la figure 11.21c.

La précision de l'équilibrage est déterminée par la résolution du potentiomètre P et la plage de rattrapage dépend de la valeur ohmique de r_s .

■ Calibrage de la voie de mesure

On simule l'application d'une accélération donnée sur le capteur. Deux méthodes sont possibles.

Première méthode : le calibrage est dit passif. Il est obtenu en branchant une résistance R_{cal} de forte valeur et de grande précision, en parallèle sur une branche du pont au moyen de deux fils de mesure supplémentaires lorsque le pont est alimenté par une source de tension (figure 11.22a), et directement lorsqu'il est alimenté par une source de courant (figure 11.22b).

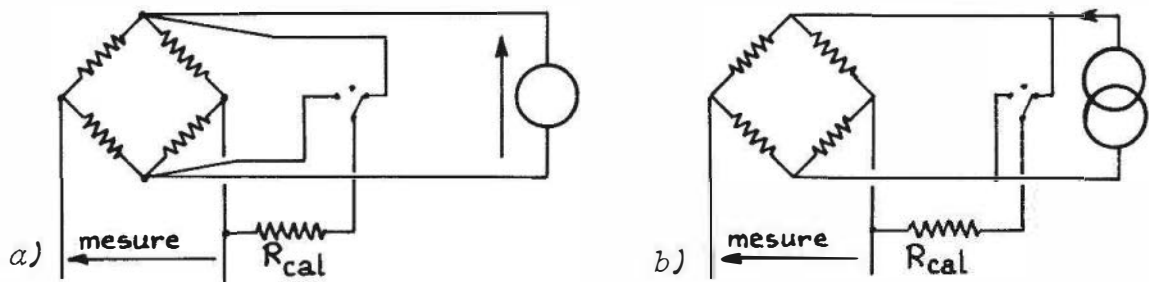


Figure 11.22 – Calibrage d'une voie de mesure par résistance parallèle R_{cal} : a) pont alimenté à tension constante ; b) pont alimenté à courant constant.

Si S est la sensibilité du capteur en $\text{V.V}^{-1}\text{g}^{-1}$, γ le niveau d'accélération (en g) à simuler et R la résistance d'une branche du pont, on calcule la valeur de R_{cal} nécessaire :

$$R_{\text{cal}} = \frac{R}{4} \left(\frac{1}{S\gamma} - 2 \right)$$

Seconde méthode : le calibrage s'effectue en insérant dans la ligne de mesure une tension alternative v issue d'un générateur (figure 11.23).

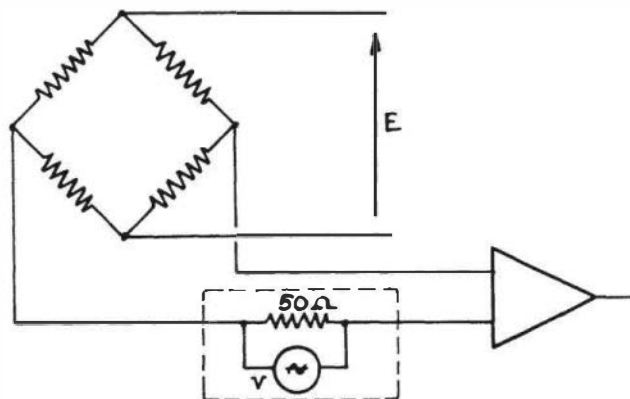


Figure 11.23 – Calibrage d'une voie de mesure à l'aide d'un générateur.

Les bornes de sortie du générateur doivent être isolées de la masse. L'accélération simulée est telle que :

$$\gamma = \frac{v}{SE}$$

■ Câble de liaison

L'usage d'accéléromètres à connecteurs enfichables est à déconseiller dès lors que l'on mesure des phénomènes de fréquence supérieure à 5 000 Hz. Il faut alors préférer un capteur à câble intégré (*figure 11.24a*).

Un accéléromètre piézorésistif est toujours utilisé avec un câble de liaison à 4 conducteurs, blindé et isolé (*figure 11.24b*).

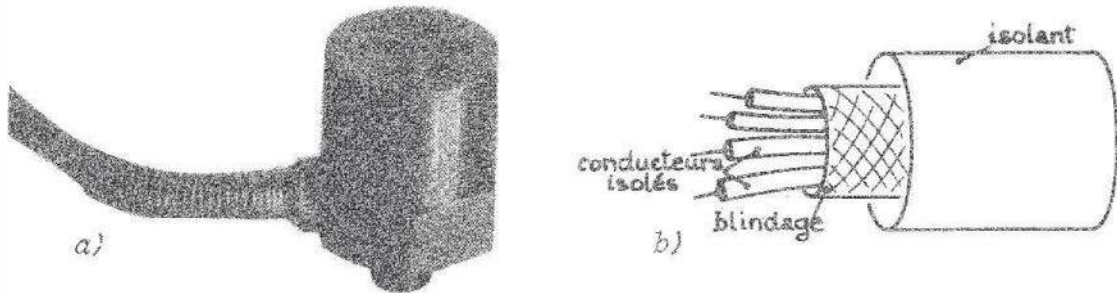


Figure 11.24 – Liaison électrique d'un accéléromètre piézorésistif : a) capteur à câble de liaison intégré (Doc. J.P.B.); b) détail du câble.

Le câble amène une altération du signal transmis à l'entrée du conditionneur, qui est fonction de sa longueur et de la fréquence.

En continu et pour les basses fréquences (100 à 200 Hz) l'atténuation du signal est de la forme (*figure 11.25a*) :

$$\frac{v_e}{e_{eq}} = \frac{R_i}{R_{eq} + R_i + 2R_\ell}$$

e_{eq} , R_{eq} : générateur et résistance interne équivalant au pont de Wheatstone (théorème de Thévenin)

R_i : résistance d'entrée du conditionneur

R_ℓ : résistance du câble.

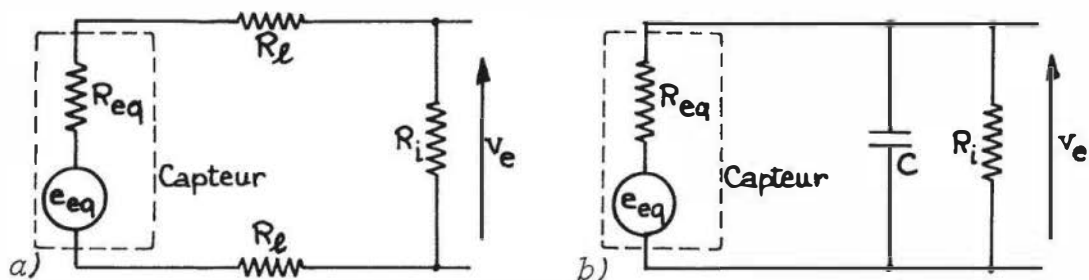


Figure 11.25 – Influence du câble de liaison d'un accéléromètre piézorésistif : a) schéma pour le continu et les basses fréquences ; b) schéma pour les fréquences élevées.

Aux fréquences suffisamment élevées, on peut schématiser le câble par une capacité C unique. La structure du montage est alors celle d'un filtre passe-bas (*figure 11.25b*) de fréquence de coupure :

$$f_c = \frac{1}{2\pi \frac{R_{eq} \cdot R_i}{R_{eq} + R_i} C}$$

À une fréquence $f = nf_c$, l'atténuation est : 1 dB pour $n = 0,5$; 3 dB pour $n = 1$; 12 dB pour $n = 4$ (§ 2.4.3.1, *figure 2.4*).

Dans le cas d'une longueur de câble importante, on peut alimenter l'accéléromètre à courant constant au lieu de tension constante afin d'éliminer l'influence de la résistance de ligne d'alimentation.

11.4.5 Comparaison avec les autres types d'accéléromètres

Le domaine d'application des accéléromètres piézorésistifs s'insère entre celui des accéléromètres à zéro asservi et celui des accéléromètres piézoélectriques, tout en débordant largement dans le cadre de chacun d'eux.

■ Avantages des accéléromètres piézorésistifs

- S'agissant de capteurs essentiellement résistifs et de faible impédance, ils sont peu sensibles aux parasites extérieurs et aux ambiances perturbées.
- Le matériel de mesure associé peut être d'usage courant à gain faible (10 à 100).
- La liaison électrique étant assurée par un câble à 4 conducteurs, blindé et isolé, n'est pas le siège de phénomènes triboélectriques comme avec certains câbles coaxiaux.
- Le passage de la composante continue, outre l'aptitude à mesurer des accélérations statiques ou à très basse fréquence, facilite les étalonnages et les tests avec des systèmes produisant des accélérations continues.
- Pas de risque de décalage de zéro important après des chocs rapides.
- Faible influence du couple de serrage sur le zéro et la sensibilité.
- Puissance délivrée importante ($\cong 0,1 \text{ mW}$).
- Miniaturisation possible.

■ Inconvénients des accéléromètres piézorésistifs

- Surcharge admissible plus faible que pour les accéléromètres piézoélectriques.
- Difficulté de réaliser des capteurs à très faible étendue de mesure (l'E.M. minimale est habituellement de l'ordre de $\pm 1 \text{ g}$).
- Précision et sensibilité plus faibles que pour les systèmes à zéro asservi.
- Nécessité d'une source d'alimentation.
- L'aptitude à transmettre la composante continue fait apparaître des dérives de zéro d'origines mécanique et thermique qui ne sont pas perceptibles sur les capteurs piézoélectriques.

11.5 Accéléromètres utilisant une mesure de déplacement

Le déplacement de la masse sismique par rapport au boîtier de l'accéléromètre est mesuré à l'aide d'un capteur soit potentiométrique, soit capacitif, soit encore par une méthode optique (miroir entraîné par le mouvement de la masse sismique).

11.5.1 Amortissement

■ Principe de réalisation

L'amortissement est généralement créé par laminage d'air ou d'un film d'huile entre masse sismique et boîtier. Il peut aussi être assuré par un dispositif du type « dash-pot », qui est assimilable à un ensemble piston-cylindre ; dans ce cas l'amortissement résulte de la combinaison d'une compression du gaz et de son écoulement entre le piston et le cylindre.

Il est important de noter que quelle que soit la technique retenue pour la réalisation de l'accéléromètre, le coefficient d'amortissement peut varier : variation de viscosité de l'huile avec la température, séchage au cours du temps. Les variations sont négligeables avec certaines techniques ou peuvent être compensées ; sinon il importe d'en tenir compte dans le choix de l'accéléromètre.

Le dispositif d'amortissement par écoulement laminaire de gaz (entre masse sismique et boîtier par exemple) s'avère pratiquement impossible à régler car il est lié à la viscosité du gaz et à la différence de diamètre entre la masse et le corps ; dans ce cas un trou partiellement obturé par une vis-pointeau est pratiqué dans la masse et fournit un écoulement additionnel non laminaire (*figure 11.26*). Cet écoulement perturbe la réponse théorique en fréquence de l'accéléromètre mais il est nécessaire pour des raisons technologiques.

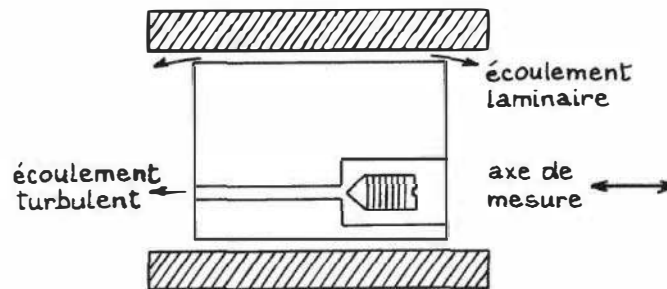


Figure 11.26 – Principe de l'ajustage du dispositif d'amortissement à gaz d'un accéléromètre.

■ Choix de la valeur du coefficient d'amortissement ζ

De faibles valeurs de ζ permettent d'avoir un faible déphasage jusqu'à 90 % de la fréquence propre au détriment de la régularité de l'amplitude (*figure 2.6*) ; elles ne sont donc utilisées que lorsque l'analyse dynamique d'un phénomène n'exige de connaître que sa réponse en phase, ou lorsque la fréquence propre de l'accéléromètre est très supérieure à celles du phénomène à étudier et des vibrations même indésirables qui peuvent l'accompagner.

Dans les autres cas, on recherche un coefficient d'amortissement voisin de 0,6 à 0,7, qui correspond à la réponse optimale en amplitude et au minimum de distorsion de phase (§ 2.4.3.2).

Les courbes de la *figure 11.27* permettent, connaissant la fréquence maximale du phénomène à analyser (en pourcentage de la fréquence propre f_0 du capteur) de déterminer les limites à l'intérieur desquelles doit se situer la valeur du coefficient d'amortissement pour une précision donnée.

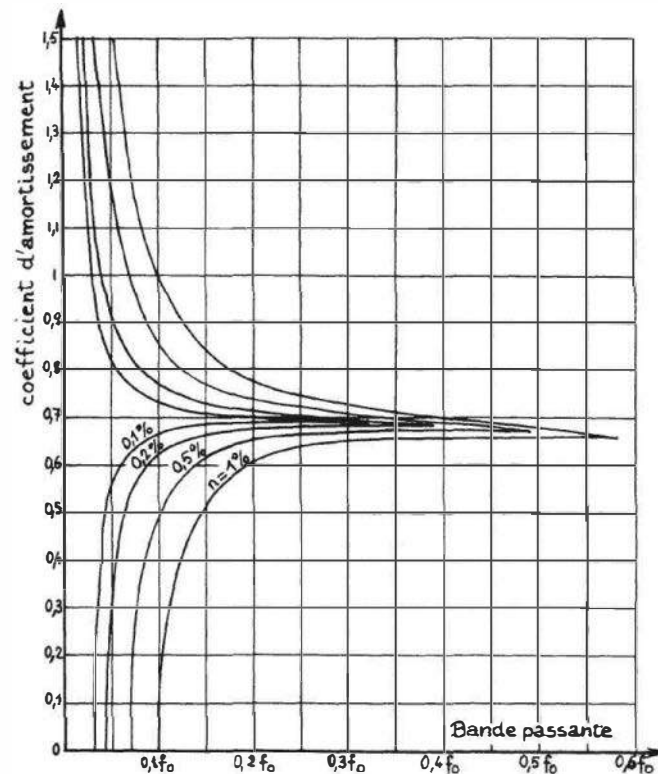


Figure 11.27 – Valeurs possibles du coefficient d'amortissement d'un accéléromètre de fréquence propre f_0 pour une bande passante à n % donnée.

11.5.2 Ressort de rappel

Le ressort nécessaire pour assurer le rappel de la masse sismique de l'accéléromètre lui sert en général également de support et de guide. Deux types de ressorts sont utilisés :

□ Ressorts circulaires découpés

Ils sont caractérisés par une bonne isoélasticité ; la masse, de forme cylindrique, est alors suspendue symétriquement entre deux ressorts identiques (*figure 11.28*). Le maintien d'une relation linéaire entre force de rappel et déplacement constitue une limite à la déformation maximale. En outre, la rigidité transversale du ressort déformé doit être suffisante pour éviter que, sous l'effet des accélérations latérales, la masse sismique ne vienne toucher les parois de l'accéléromètre ou fasse subir au ressort une déformation irréversible.

□ Ressorts plats

Ils autorisent une course importante de la masse sismique. Cette technique dans laquelle un parallélépipède déformable est constitué par deux ressorts, le corps de l'accéléromètre et la masse sismique (*figure 11.29*) a l'avantage d'assurer une bonne rigidité transversale selon l'axe Ox . Par contre, la sensibilité aux accélérations transversales dirigées suivant l'axe Oz est notable lorsque, sous l'effet d'une forte accélération selon l'axe de mesure, la masse se trouve loin de sa position de repos.

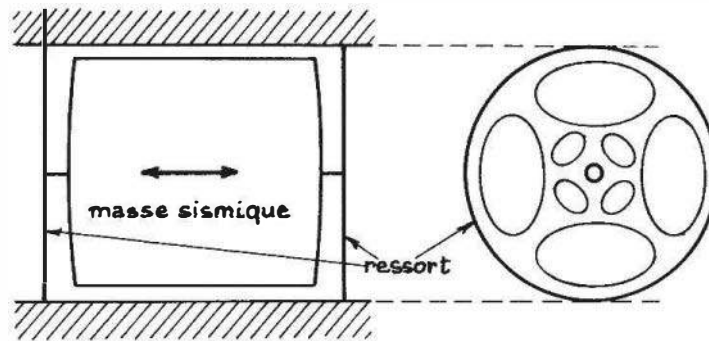


Figure 11.28 – Suspension de la masse sismique par deux ressorts minces circulaires et exemple de découpage.

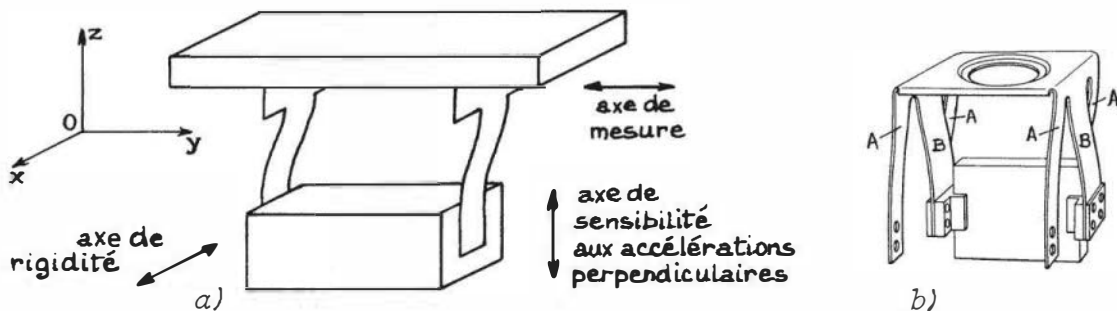


Figure 11.29 – Suspension de la masse sismique par ressorts plats : a) principe ; b) exemple de réalisation (Doc. Genisco).

Dans l'exemple de réalisation de la *figure 11.29b*, la fixation du ressort au corps de l'accéléromètre est assurée par les lames extérieures (*A*) tandis que la masse de mesure est solidaire des lames intérieures (*B*) ; la largeur d'une lame *B* est équivalente à celle des deux lames *A* qui l'encadrent, de sorte que :

- la masse de mesure se déplace en ligne droite
- la dilatation thermique du ressort est sans influence sur sa position.

L'amortissement est réalisé soit par immersion dans un fluide, soit par courants de Foucault lorsque la masse, en cuivre, se déplace entre les pôles d'un aimant.

11.5.3 Accéléromètre à potentiomètre

Le curseur du potentiomètre dont le déplacement est lié à celui de la masse sismique est entraîné par cette dernière, soit directement soit après amplification du déplacement par levier (*figure 11.30*).

La résolution et la linéarité de ce type d'accéléromètre sont généralement médiocres : elles sont limitées par les caractéristiques métrologiques propres du potentiomètre (§ 7.1.2), par le frottement du curseur sur la piste et par les jeux du système mécanique de transmission du mouvement.

□ Caractéristiques métrologiques. Ordres de grandeur

Étendue de mesure : \pm quelques g à \pm quelques $10 g$.

Résolution : $\pm 1 \%$ E.M. Linéarité : $\pm 1 \%$ E.M.

Sensibilité : $10^2 \Omega/g$ à $10^3 \Omega/g$.

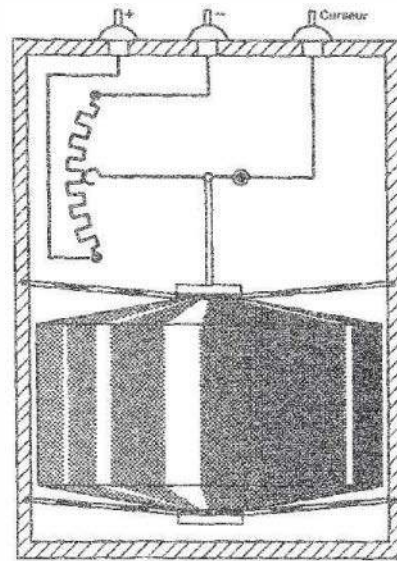


Figure 11.30 – Constitution d'un accéléromètre à potentiomètre avec amplification mécanique du mouvement (Doc. SFIM).

Fréquence propre : quelques 10 Hz.

Coefficient d'amortissement : entre 0,6 et 0,8.

Masse : 0,7 kg.

11.5.4 Accéléromètre capacitif

Le capteur (*figure 11.31a*) est constitué d'un condensateur double différentiel (§ 7.3.3.2) dont les deux armatures fixes A_2 et A_3 solidaires du support déterminent avec l'armature intermédiaire A_1 qui est mobile respectivement les capacités C_{21} et C_{31} (*figure 11.31b*). L'armature A_1 , fixée par une liaison élastique au support remplit la fonction de masse sismique : initialement à la même distance D de A_2 et A_3 elle subit sous l'effet d'une accélération perpendiculaire à son plan un déplacement d proportionnel à l'accélération qui entraîne des variations opposées de C_{21} et C_{31} :

$$C_{21} = C_0 \frac{1}{1 - d/D}, \quad C_{31} = C_0 \frac{1}{1 + d/D}$$

Le conditionneur (§ 7.3.4.1 et 7.3.4.2) associé à une détection synchrone (§ 4.4.2) permet l'obtention d'un signal proportionnel à d et donc à l'accélération (*figure 11.31c*).

L'intérêt de ce principe de mesure est de se prêter à une réalisation par micro-usinage du silicium (§ 1.7) avec les avantages qui en résultent : miniaturisation (dimensions de l'ordre du mm) et donc accroissement de la finesse, abaissement des coûts et possibilité d'intégration de l'électronique de conditionnement sur un même substrat (*figure 11.31d*). Ce type de capteur, comme les capteurs piézorésistants, a une bande passante incluant le continu ; la fréquence propre est de l'ordre de quelques kHz et l'amortissement voisin de 0,7 (amortissement critique) est obtenu en contrôlant le mouvement de l'air dans le boîtier par des trous percés dans la masse sismique. Il en résulte une stabilité thermique du capteur capacitif très supérieure à celle des capteurs piézorésistants, n'étant en fait limitée que par la stabilité thermique de l'électronique associée.

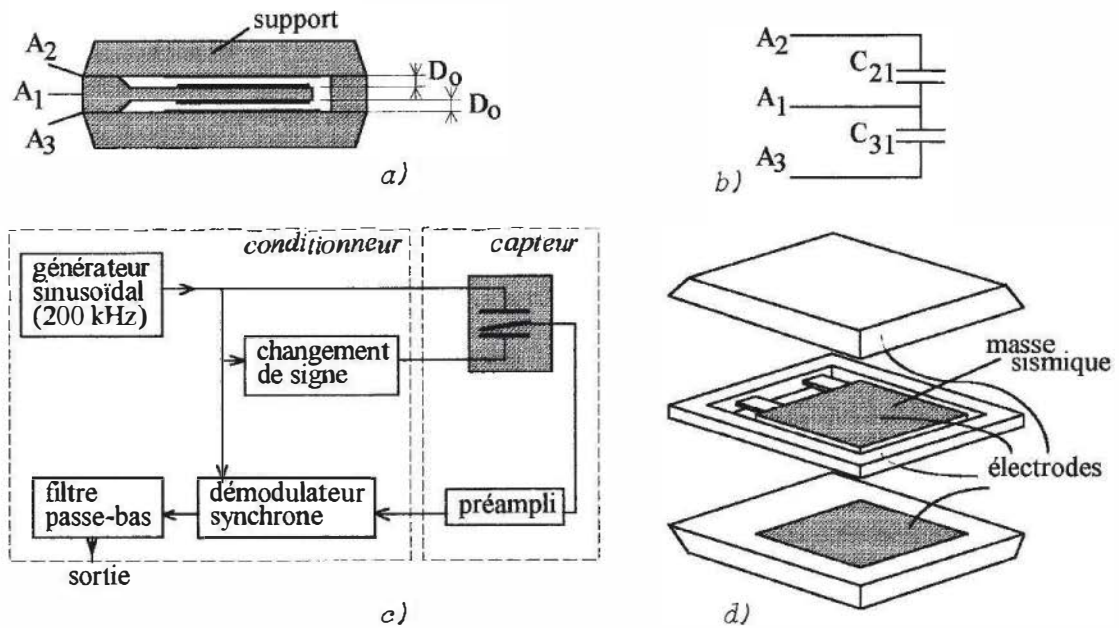


Figure 11.31 – Accéléromètre capacitif : a) constitution ; b) schéma électrique équivalent ; c) conditionneur associé (Doc. Kistler) ; d) réalisation par micro-usinage de silicium (Doc. Endevco).

11.6 Accéléromètres asservis

Dans leur principe, il s'agit d'accéléromètres dans lesquels la force de rappel de la masse sismique est créée électriquement : le déplacement de la masse sous l'effet du mesurande provoque une action antagoniste qui tend à annuler ce déplacement (contre-réaction). Lorsqu'il y a équilibre, le signal électrique (courant) qui est à l'origine de l'action compensatrice donne la mesure de l'accélération.

Les caractéristiques de ce type de capteur sont les suivantes :

- grande précision (erreur inférieure à 0,1 % de E.M.) ;
- très bonne résolution : $10^{-6} g$;
- E.M. : \pm quelques g à \pm quelques $10 g$;
- bande passante : 0 à quelques Hz ou quelques 100 Hz selon l'utilisation envisagée ;
- niveau de sortie élevé : plusieurs mA pour la portée maximale ;
- coût élevé et fragilité.

11.6.1 Accéléromètre asservi à équilibre de couple

■ Principe (figure 11.32a)

Un cadre très léger, analogue au cadre mobile d'un galvanomètre, et suspendu dans un champ d'induction magnétique entre deux pivots présentant le minimum de frottements, est muni sur l'un de ses côtés d'une masse de mesure. Sous l'influence de la force d'inertie due à l'accélération, la masse tend à se déplacer, et entraîne le cadre en rotation.

Le cadre est également équipé de deux palettes parfaitement équilibrées qui se déplacent devant 2 bobines de détection alimentées par une tension alternative à haute

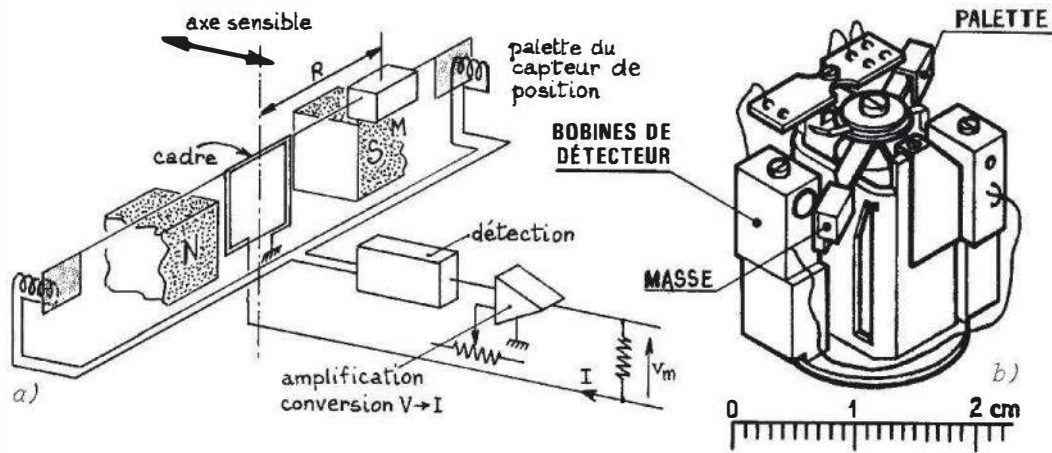


Figure 11.32 – Accéléromètre asservi à équilibre de couple : a) principe ; b) exemple de réalisation (Doc. SFIM).

fréquence (1 MHz environ). Lorsque, par suite de la rotation de l'équipage mobile, les palettes se déplacent devant les bobines, leur inductance varie, ainsi que la tension à leurs bornes (§ 7.2.2). Celle-ci est redressée par une diode puis comparée à une tension dite de garde. L'écart de tension, amplifié, est converti en un courant I qui parcourt le cadre et a pour effet de créer un couple de réaction de valeur C_r qui lui est proportionnel :

$$C_r = K \cdot I$$

avec K : coefficient fonction de l'induction dans le cadre et du nombre de spires. À l'équilibre, ce couple C_r compense le couple moteur C_m dû à la force d'inertie. L'angle de rotation étant très faible, on peut écrire :

$$C_m = M \cdot \gamma \cdot R$$

avec :

- M : masse sismique,
- R : rayon de gyration de la masse,
- γ : accélération à mesurer.

On a finalement : $KI = M \cdot \gamma \cdot R$, soit : $I = K_1 \cdot \gamma$ avec $K_1 = MR/K$.

Le courant I est donc proportionnel à l'accélération à mesurer. Sa valeur est obtenue simplement en introduisant une résistance connue dans le circuit d'alimentation du cadre et en mesurant la tension qui apparaît à ses bornes.

Un tel accéléromètre peut être également réalisé en version angulaire en utilisant 2 masses identiques disposées symétriquement (figure 11.33).

Sous l'effet d'une accélération angulaire γ_a autour de l'axe x de rotation du cadre, un couple moteur C_m est appliqué au cadre, de

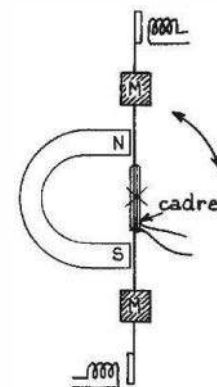


Figure 11.33 – Principe d'un accéléromètre angulaire asservi à équilibre de couple.

valeur $C_m = I_x \cdot \gamma_a$, I_x étant le moment d'inertie de l'équipage mobile autour de l'axe de rotation. Comme précédemment, le couple de réaction $C_r = K \cdot I$ appliqué au cadre, dû au courant I qui le traverse, est tel que, à l'équilibre, $C_m = C_r$, soit : $I_x \cdot \gamma_a = K \cdot I$. D'où $I = K_2 \cdot \gamma_a$ avec $K_2 = I_x/K$. Le signal de mesure est proportionnel à l'accélération angulaire à mesurer.

■ Influence des accélérations transversales

Le principe même des accéléromètres à équilibre de couple implique une rotation de l'équipage mobile d'un angle α qui, bien que très petit, n'est pas nul. Dès lors, toute accélération γ_t perpendiculaire à celle, γ_l , qui est dans l'axe de mesure contribue à la valeur de α et le couple moteur s'écrit (figure 11.34) :

$$C_m = M \cdot R \cdot (\gamma_l \cos \alpha + \gamma_t \sin \alpha) \quad \text{soit} : \quad C_m \cong M \cdot R(\gamma_l + \gamma_t \alpha).$$

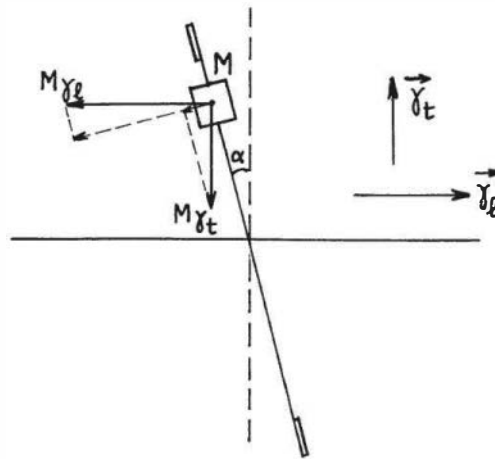


Figure 11.34 – Contribution d'une accélération transversale à la rotation de l'équipage mobile.

L'erreur relative sur la mesure : $\varepsilon = \gamma_t \cdot \alpha / \gamma_l$ doit être prise en compte lorsqu'on étalonne un accéléromètre à équilibre de couple par rotation dans le champ de la pesanteur.

■ Mesure en ambiance vibratoire, circuits de filtrage

Comme pour tout système asservi, un accéléromètre à équilibre de couple dont l'erreur de mobilité est très faible a une grande raideur au voisinage de son point d'équilibre statique et une fréquence propre élevée.

Dans ces conditions l'accéléromètre mesure non seulement l'accélération du centre de gravité du mobile sur lequel il est monté, mais aussi les accélérations de vibration correspondant à l'ambiance locale de sorte que le signal fourni est fortement bruité. Il peut être filtré électriquement à l'aide d'un filtre passe-bas multipôle à condition que l'étendue de mesure de l'accéléromètre soit suffisante pour détecter toutes les accélérations de vibration présentes sans en écrêter aucune ; un écrêtage introduirait en effet une erreur lors du passage dans le filtre. Ainsi, par exemple, si l'on souhaite mesurer une accélération de $\pm 10 \text{ m/s}^2$ à basse fréquence dans une ambiance vibratoire de $\pm 100 \text{ m/s}^2$, il est nécessaire de disposer d'un accéléromètre d'étendue de

mesure $\pm 100 \text{ m/s}^2$ et non $\pm 10 \text{ m/s}^2$. Si la précision recherchée est de 10^{-3} sur $\pm 10 \text{ m/s}^2$ la précision de l'accéléromètre utilisé doit être de 10^{-4} de 100 m/s^2 ce qui conduit à l'emploi d'un accéléromètre de très grande précision et de prix élevé pour une mesure précise mais banale.

L'inconvénient du filtrage du signal pour éliminer les bruits de vibrations est l'introduction d'un déphasage important qui fait perdre toute précision à la corrélation de deux mesures. Il est plus simple et plus précis d'employer un accéléromètre dont la fréquence propre est adaptée à la largeur de bande utile du phénomène à étudier ; dans ce but, avec les accéléromètres à équilibre de couple, on abaisse la fréquence propre en introduisant dans la boucle d'asservissement un élément capacitif ; ceci n'altère pas la précision de la mesure puisque cet élément est placé dans la boucle d'asservissement (*figure 11.35*).

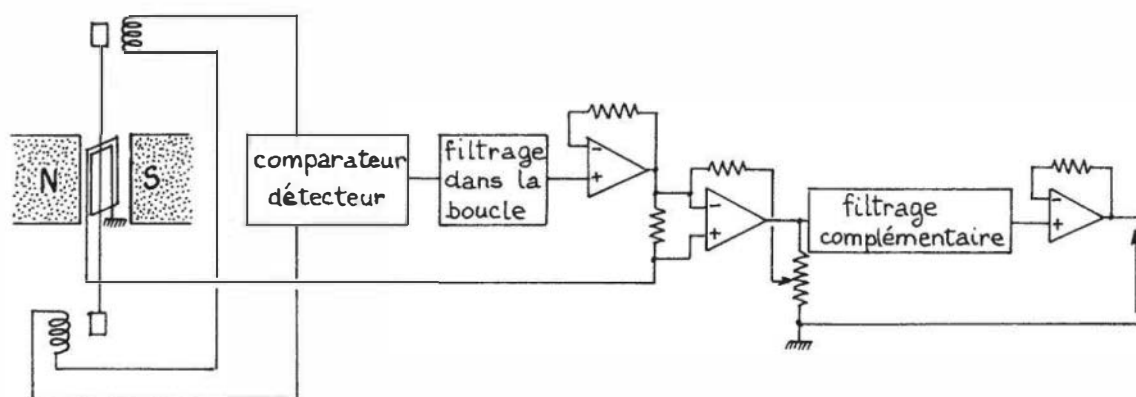


Figure 11.35 – Schéma de principe d'un accéléromètre asservi à équilibre de couple avec filtres.

Le conditionnement de la tension de sortie offre la possibilité de compléter ce filtrage grâce à un filtre actif à faible bande passante ; on peut par exemple obtenir une fréquence propre de l'ordre de 7 Hz et une pente d'atténuation de 18 dB par octave.

La courbe de réponse ainsi obtenue est plate jusqu'à 80 % de la valeur de la fréquence propre et le déphasage, linéaire, a une valeur de l'ordre de 40 degrés pour la gamme de fréquence utile. Un accéléromètre à équilibre de couple équipé d'un tel filtre permet donc une mesure précise d'accélération de faible fréquence dans une ambiance fortement perturbée par les vibrations.

11.6.2 Accéléromètre asservi à équilibre de force

Ce type d'accéléromètre est utilisé essentiellement dans les systèmes de navigation qui fournissent par simple ou double intégration de l'accélération les informations de vitesse et déplacement selon leur axe de mesure, informations qui sont nécessaires à la connaissance de la trajectoire du mobile. La précision sur la valeur du déplacement – distance parcourue par un avion, un bateau, un missile – est fonction du temps d'intégration et de la précision de l'accéléromètre de base. L'obtention de résultats correspondant aux spécifications des utilisateurs conduit à rechercher des accéléromètres de classe de précision meilleure que 10^{-4} et de fréquence propre élevée.

■ Principe

L'accéléromètre à équilibre de forces est constitué par un système pendulaire dans lequel une masse sismique constitue l'élément détecteur. Lors de l'application d'une accélération selon l'axe de mesure, la position de la masse est détectée par un capteur dont le signal de sortie est amplifié afin d'alimenter un système de rappel de la masse à sa position initiale. Celle-ci correspond en général au zéro de l'accéléromètre c'est-à-dire à l'absence d'accélération, ne donnant donc lieu à aucune tension mécanique perturbatrice. Il s'agit de systèmes asservis à déplacement pratiquement nul, c'est-à-dire de grande raideur et de fréquence propre élevée.

Le capteur de position utilisé peut être soit inductif, comme dans les accéléromètres à équilibre de couple (§ 11.6.1), soit capacitif. Dans ce cas, la masse de mesure ou un élément qui lui est lié constitue l'armature mobile d'un condensateur, lui-même inclus dans un pont de mesure capacitif (*figure 11.36*).

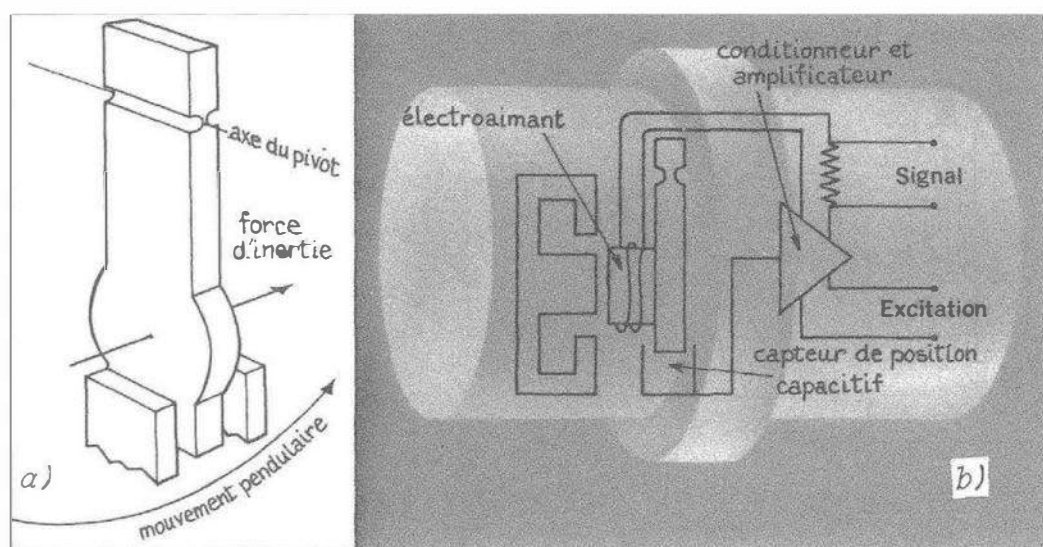


Figure 11.36 – Accéléromètre asservi à équilibre de force : a) système pendulaire et capteur capacitif de position; b) schéma synoptique global (Doc. Endevco).

Le circuit d'asservissement comporte divers éléments de compensation de la non-linéarité et de la variation de certaines grandeurs d'influence comme la température. Un détecteur de température complémentaire est cependant en général présent pour améliorer la précision de la mesure. L'électroaimant de rappel fait partie de la masse elle-même.

■ Influence des accélérations perpendiculaires

L'équilibre des forces engendrées par l'application d'une accélération sur la masse de mesure et par l'électroaimant de rappel conduit à maintenir de façon permanente la masse dans une position fixe correspondant au zéro du système. Les déplacements de la masse sont de l'ordre de quelques secondes d'arc avant qu'elle ne soit ramenée à sa position d'équilibre par l'asservissement.

Si, en outre, la rigidité transversale de l'équipage de mesure selon l'axe du pivot est suffisante, seule une accélération selon l'axe de mesure peut donner lieu à un signal. L'accéléromètre est donc totalement insensible aux accélérations perpendiculaires à

son axe, aux erreurs d'alignement près, contrairement aux accéléromètres à équilibre de couple dans lesquels une accélération perpendiculaire à l'axe de mesure entraîne une erreur proportionnelle au sinus de l'angle de rotation de l'équipage mobile.

Ordre de grandeur de la sensibilité transversale : 0,002 g/g.

L'emploi d'accéléromètres à équilibre de force est donc particulièrement recommandé lorsqu'il s'agit d'isoler les 3 composantes d'une accélération de direction quelconque.

■ Influence des vibrations

La présence d'accélération de vibration se superposant au signal utile n'est pas gênante, dès lors que la mesure d'accélération est utilisée non pas directement, mais après double intégration. Celle-ci constitue en effet un excellent filtrage. Il faut cependant que le bruit de vibration soit détecté et restitué par l'accéléromètre sans distorsion ni écrêtage. L'accéléromètre doit donc présenter :

- une bande passante suffisante pour couvrir la totalité du spectre de fréquence des vibrations qui peuvent apparaître dans le milieu où la mesure est faite (0 à quelque 100 Hz) ;
- une parfaite linéarité en phase dans la gamme de mesure utile ;
- une étendue de mesure suffisante pour que l'amplitude des signaux de vibration ne soit pas écrêtée.

■ Réalisation

Les accéléromètres asservis à équilibre de force sont généralement montés sur une plate-forme stabilisée par gyroscope afin que les axes de mesure restent parallèles à une référence spatiale. Leurs dimensions et leur masse doivent donc être faibles. La recherche d'une fréquence propre élevée conduit également à rechercher une masse sismique de petite dimension.

Il s'agit de matériels de technologie avancée dans lesquels les problèmes de matériaux se posent avec acuité pour assurer la fidélité à long terme, l'absence d'hystérésis et une faible erreur de mobilité :

- articulations non pas métalliques mais utilisant par exemple une lame de quartz amincie à l'endroit du pivot. Cette solution présente l'avantage de fournir un support bien isolé électriquement et qui grâce à un dépôt de matériau conducteur peut transmettre un courant à l'élément moteur ;
- armature mobile du condensateur capteur de position réalisée par dépôt de métal, généralement de l'or ;
- électronique d'asservissement en technologie couches épaisses sur substrat en céramique, et isolée thermiquement de façon à ne dissiper de chaleur que vers l'extérieur de l'accéléromètre.

Le moteur de rappel est réalisé à l'aide d'une bobine placée sur l'élément mobile et d'un aimant permanent. L'aimant ne peut être monté sur la partie mobile en raison de sa masse importante, liée à la valeur du champ important que nécessite l'asservissement.

Le principal problème à résoudre est celui de l'homogénéité de la construction pour qu'aucun couple parasite n'apparaisse sous l'influence des grandeurs extérieures, telles que la température stabilisée ou transitoire, les accélérations linéaires ou angulaires, les vibrations, etc.

Un soin particulier doit donc être apporté au choix des matériaux qui constituent le corps support de l'élément sensible et à l'appariement de leurs coefficients tridimensionnels.

Bibliographie

■ Ouvrages

Bouche R., *Calibration of shock and vibration measuring transducers*, Washington, Naval Research Laboratory, Shock and Vibration Information Center, SVIC, 1979.

Broch J.T., *Mechanical vibration and shock measurements*, Brüel et Kjaer, 1980.

Harris M., et Crede E., *Shock and vibration handbook*, New York, McGraw Hill, 1976.

■ Périodiques et publications diverses

Afnor, « Recueil de normes françaises des chocs et vibrations mécaniques », 1^{re} édition, Paris, 1981.

Baoqing Li et al., « Open loop operating mode of micromachined capacitive accelerometer », *Sensors and Actuators A*, 79, 2000, p. 219.

Boser B., Howe R., « Surface micromachined accelerometers », *IEEE J. Solid-State Circuits*, 31, 1996, p. 366.

Brüel et Kjaer, « Technical review », *Publication périodique*.

Ciame, « Essais d'évaluation des capteurs d'accélération linéaire », *Documentation Française*, oct. 1981.

Crescini et al., « Large bandwidth and thermal compensated piezoelectric thick film acceleration transducer », *Sensors and Actuators A*, 87, 2001, p. 131.

Endevco France, « Chocs et vibrations », *Publication périodique*.

Hernandez W., « Improving the response of an accelerometer by using optimal filtering », *Sensors and Actuators A*, 87, 2001, p. 198.

Josselin V. et al., « Capacitive detection scheme for space accelerometers applications », *Sensors and Actuators A*, 79, 2000, p. 83.

Kyu-Yeon Park et al., « Capacitive type surface-micromachined silicon accelerometer with stiffness tuning capability », *Sensors and Actuators A*, 73, 1999, p. 109.

Ohlckers P. et al., « An integrated resonant accelerometer microsystem for automotive applications », *Int. Conf. Solid-State Sensors and Actuators*, Chicago, 1997, p. 843.

Wlodkowski P. et al., « The development of high sensitivity, low noise accelerometers utilizing single crystal piezoelectric materials », *Sensors and Actuators A*, 90, 2001, p. 125.

12 • CAPTEURS DE VITESSE, DÉBIT, NIVEAU DE FLUIDES

Les fluides sont des milieux matériels liquides ou gazeux existant pour des conditions de température, de pression et de volume fixées par des lois de comportement (diagrammes thermodynamiques). Sous l'action de forces extérieures, dues à des différences de pression par exemple, les fluides peuvent se déplacer. L'étude de ces déplacements avec une observation macroscopique, propre aux milieux considérés comme continus, constitue l'objet de la mécanique des fluides.

La mécanique des fluides a un domaine d'applications très vaste et très divers : aéronautique, météorologie, physiologie par exemple, et cette diversité entraîne une grande variété dans l'instrumentation, capteurs en particulier, et dans les méthodes de mesure.

12.1 Notions élémentaires de mécanique des fluides

12.1.1 Caractéristiques d'un écoulement

Un fluide en mouvement constitue un écoulement. Dans la pratique, la description physique d'un écoulement nécessite la mesure des vitesses, des masses volumiques, des pressions et des températures en divers points. D'autres caractéristiques du fluide, comme la viscosité, la diffusivité thermique, la chaleur massique interviennent aussi, mais elles sont le plus souvent considérées comme constantes.

Pour l'étude de tout écoulement, et donc pour le choix de capteurs adaptés, une certaine connaissance préalable de sa structure et de son type est nécessaire. Un classement élémentaire est donné *tableau 12.1*.

Tableau 12.1 – Caractérisation d'un écoulement.

Type	Nature	Régime	Température
Écoulement monophasique	liquide ou gaz	laminaire ou turbulent	constante ou non
Écoulement multiphase	Interface unique ou Interfaces dispersées		

Les écoulements à plusieurs phases peuvent être de natures très diverses : toute combinaison entre les phases vapeur, liquide et solide d'un même corps ou non peut faire partie d'un écoulement, comme par exemple, lors de la formation de vagues par le vent, ou dans le cas d'une flamme avec suies.

Pour des conditions aux limites constantes, les caractéristiques d'un écoulement peuvent être, en un point donné, soit constantes, soit variables en fonction du

temps. Dans le premier cas, l'écoulement est dit laminaire, dans le second il est dit turbulent.

Lorsque l'écoulement est turbulent, la mesure de grandeurs comme la vitesse moyenne est rendue difficile par la présence de fluctuations aléatoires, dont l'amplitude ne peut pas être négligée.

Pour faciliter la description et surtout la comparaison entre divers écoulements, on a pris l'habitude, en Mécanique des Fluides, d'utiliser des grandeurs sans dimension permettant de réduire le nombre de paramètres dont dépend un écoulement donné. On peut ainsi montrer que dans le cas d'un écoulement incompressible et isotherme, (masse volumique ρ et température T constantes), un seul paramètre sans dimension suffit pour définir cet écoulement, c'est le nombre de Reynolds Re :

$$Re = \frac{UD}{\nu}$$

- U étant une vitesse caractéristique de l'écoulement, par exemple, s'il s'agit d'un tuyau, la vitesse moyenne de débit soit $U = Q/S$, Q étant le débit volume et S la section du tuyau ;
- D étant une longueur caractéristique, par exemple, le diamètre du tuyau, dans le cas précédent ;
- ν étant la viscosité cinématique du fluide, quotient de la viscosité dynamique μ par la masse volumique ρ .

Pour des conditions aux limites géométriquement semblables, deux écoulements isothermes et incompressibles sont semblables s'ils ont le même nombre de Reynolds.

Exemple. On considère deux écoulements dans des tuyaux de rugosité semblable et de diamètres respectifs D_1 et D_2 ; les vitesses de débit correspondantes sont U_1 et U_2 et les viscosités ν_1 et ν_2 . Dès lors qu'est satisfaite la condition :

$$Re_1 = Re_2 \quad \text{soit} \quad \frac{U_1 D_1}{\nu_1} = \frac{U_2 D_2}{\nu_2},$$

la connaissance de la vitesse u_1 à la distance x_1 de la paroi du premier écoulement permet la détermination de la vitesse u_2 à la distance $x_2 = x_1 \frac{D_2}{D_1}$ de la paroi du second écoulement par la relation :

$$\frac{u_1}{U_1} = \frac{u_2}{U_2}.$$

De même que l'on peut écrire :

$$\frac{u_1}{U_1} = f(Re)$$

de façon plus générale, toute grandeur relative à l'écoulement et mise sous forme adimensionnelle, peut être exprimée en fonction du nombre de Reynolds définissant l'écoulement correspondant.

Le fait qu'un écoulement monophasique soit laminaire ou turbulent dépend du nombre de Reynolds; dans un tuyau à section circulaire par exemple, l'écoulement devient turbulent pour un nombre de Reynolds supérieur à 2 200. En écoulement diphasique, d'autres paramètres interviennent.

Dans les cas plus compliqués où la température et la masse volumique varient, le nombre de paramètres adimensionnels nécessaires pour exprimer une grandeur mise sous forme adimensionnelle, A , augmente :

pour un gaz à grande vitesse, on a :

$$A = f(\text{Re}, \text{Ma})$$

où $\text{Ma} = U_1/c$ est le nombre de Mach, c étant la célérité du son qui a pour expression $c = \sqrt{\gamma r T}$ avec $\gamma = C_p/C_v$, rapport des chaleurs massiques à pression et à volume constants ($\gamma = 1,4$ pour l'air), $r = R/M$ avec R constante des gaz parfaits ($R = 8,31$ en unités SI) et M masse moléculaire du gaz considéré ($r = 287$ en unités SI pour l'air aux conditions standards) et T la température absolue;

pour un écoulement en convection, on a :

$$A = f(\text{Re}, \text{Pr}, \text{Fr})$$

où $\text{Pr} = \frac{\nu}{\alpha}$ est le nombre de Prandtl, α étant la diffusivité thermique du fluide,

et $\text{Fr} = \frac{\rho_o U_o^2}{g(\rho - \rho_o)D}$ est le nombre de Froude, ρ_o étant la masse volumique de référence, $\rho - \rho_o$ une différence de masse volumique caractéristique, par exemple, entre masses volumiques minimale et maximale, g étant l'accélération de la pesanteur.

D'un point de vue pratique, des capteurs fonctionnant suivant un même principe ne sont pas techniquement identiques selon que l'écoulement est gazeux ou liquide. Le *tableau 12.2* indique quelques différences typiques entre ces milieux.

Tableau 12.2 – Comparaison des propriétés des liquides et des gaz.

	Masse volumique ρ	Viscosité μ	Vitesse d'écoulement
Liquide	Constante 800 à 13 600 kg/m ³	Dépend de $T \cong 1$ à 10^{-4} PI	$0 \leq U < 200$ m/s
Gaz	Dépend de T et p , pour l'air ~ 1 kg/m ³ à pression et température normales	Dépend de $T \cong 10^{-5}$ PI (PI : poiseuille)	$0 \leq U \leq 2\,000$ m/s

La dimension transversale de l'écoulement qui est l'un des paramètres fixant le choix du capteur s'échelonne dans l'industrie de quelques dixièmes de millimètre pour un film d'huile sur un palier à quelques dizaines de mètres pour l'écoulement à

l'intérieur d'un aéroréfrigérant de centrale nucléaire, les échelles pouvant être encore plus grandes en météorologie ou en océanographie.

La présence des capteurs dans l'écoulement peut perturber ce dernier, et il importe d'examiner ce problème avec soin dans chaque cas : en particulier, les écoulements à très basse vitesse (convection libre par exemple), sont très sensibles à toute perturbation extérieure.

12.1.2 Équations de la mécanique des fluides

■ Équations locales. Cas d'une seule phase

Ces équations traduisent en un point de coordonnées x_i ,

- la conservation de la masse, (en l'absence de sources)

$$\frac{\partial \rho}{\partial t} + \frac{\partial \rho U_i}{\partial x_i} = 0$$

- avec t le temps, ρ la masse volumique, U_i les composantes du vecteur vitesse ;
- la conservation de la quantité de mouvement pour un fluide newtonien placé dans le champ de pesanteur :

$$\rho \left(\frac{\partial U_i}{\partial t} + U_j \frac{\partial U_i}{\partial x_j} \right) = - \frac{\partial p}{\partial x_i} + \rho g \delta_{i3} + \mu \cdot \frac{\partial^2 U_i}{\partial x_j \partial x_j}$$

- p étant la pression, g l'accélération de la pesanteur, μ la viscosité dynamique, $\delta_{i3} = 0$ si $i \neq 3$ et $\delta_{i3} = 1$ si $i = 3$, l'axe 3 étant vertical ;
- la conservation de l'énergie qui s'écrit dans le cas où la production de chaleur par dissipation visqueuse peut être négligée :

$$\rho C_p \left(\frac{\partial T}{\partial t} + U_j \frac{\partial T}{\partial x_j} \right) = \frac{\partial}{\partial x_j} \left(\lambda \frac{\partial T}{\partial x_j} \right)$$

- avec T température, C_p chaleur massique à pression constante et λ conductivité thermique.

Nota : une description complète nécessite une loi supplémentaire décrivant le comportement du fluide, comme la loi des gaz parfaits par exemple :

$$\frac{p}{\rho} = rT.$$

Bien que variant avec la température, on a l'habitude de considérer que la viscosité μ , la conductivité λ et la chaleur massique C_p sont des constantes : les grandeurs à déterminer sont donc les composantes de la vitesse U_i , la masse volumique ρ , la pression p , et la température T .

■ Observation unidimensionnelle

Souvent, pour les problèmes industriels, une description unidimensionnelle des écoulements suffit et des grandeurs plus globales interviennent (*figure 12.1*). Ainsi, pour un écoulement entre parois où l'on considère la vitesse comme uniforme dans chaque section droite, l'équation de continuité devient l'équation de conservation du débit masse Q_m :

$$\rho S U = \text{constante} = Q_m = \rho Q$$

Q étant le débit volume.

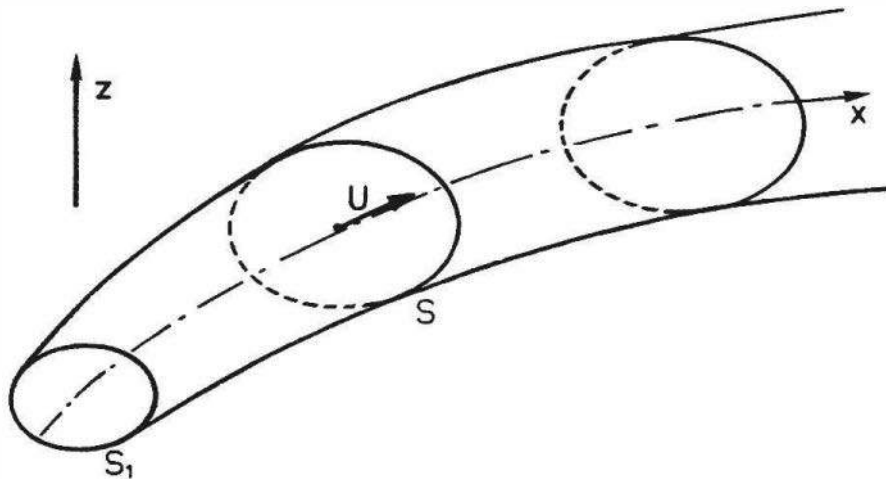


Figure 12.1 – Observation unidimensionnelle d'un écoulement.

De même, à partir de l'équation de conservation de la quantité de mouvement, si on reste sur une même ligne de courant, on obtient, si l'écoulement est incompressible ($\rho = \text{cst}$) et non visqueux ($\mu = 0$) :

$$\frac{p}{\rho g} + \frac{U^2}{2g} + z = \text{constante.}$$

C'est l'équation de Bernoulli traduisant la conservation d'un groupement appelé charge.

Cette équation peut encore être utilisée en moyenne pour une section droite d'un tuyau en introduisant devant le terme en U^2 un facteur α qui tient compte de la répartition des vitesses dans la section, et en prenant pour vitesse la vitesse de débit U_d ,

avec
$$U_d = \frac{1}{S} \iint_S U \, dS = \frac{Q}{S} \quad \text{et} \quad \alpha = \frac{\iint_S U^3 \, dS}{U_d^3 S}.$$

Enfin, les effets de la viscosité sont pris en compte en introduisant une correction ΔH_{12} entre deux sections 1 et 2. Cette correction empirique porte sur la perte de charge :

$$\frac{p_1}{\rho g} + \frac{U_1^2}{2g} + z_1 = \frac{p_2}{\rho g} + \frac{U_2^2}{2g} + z_2 + \Delta H_{12}.$$

Lorsque l'écoulement ne peut plus être considéré comme incompressible (pour l'air à pression et température ambiantes, pour $U > 100$ m/s), on peut établir des relations un peu plus complexes, par exemple, lorsqu'il n'y a pas de frottement ni d'onde de choc :

$$\frac{U_1^2}{2} + \frac{\gamma}{\gamma - 1} \frac{p_1}{\rho_1} = \frac{U_2^2}{2} + \frac{\gamma}{\gamma - 1} \frac{p_2}{\rho_2}$$

■ Écoulements diphasiques, multispèces, réactifs

Pour les écoulements diphasiques, un certain nombre de paramètres globaux peuvent être définis : hauteur d'eau pour les écoulements à surface libre, taux de vide pour les écoulements à bulles, concentration et distribution en diamètre des particules pour un aérosol, tensions interfaciales. Enfin, pour les écoulements comportant plusieurs espèces chimiques, avec ou sans réactions, les concentrations sont à déterminer.

■ Forces aéro ou hydrodynamiques

La détermination des forces exercées par un fluide sur un corps solide est l'un des aspects les plus importants de la construction au sens général du terme : effort du vent sur les bâtiments, détermination de la portance, de la traînée sur les avions, voitures, bateaux, etc.

Lorsqu'un fluide s'écoule autour d'un solide ou, ce qui revient au même, lorsqu'un solide se déplace dans un fluide, il est soumis à un ensemble de forces que l'on caractérise par leur résultante et leur moment résultant (6 composantes dans le cas général).

Lorsque l'écoulement est symétrique, il est d'usage de décomposer la force résultante (*figure 12.2*) :

- en une composante T parallèle à la vitesse U : c'est la traînée ;
- et en une composante P perpendiculaire : c'est la portance.

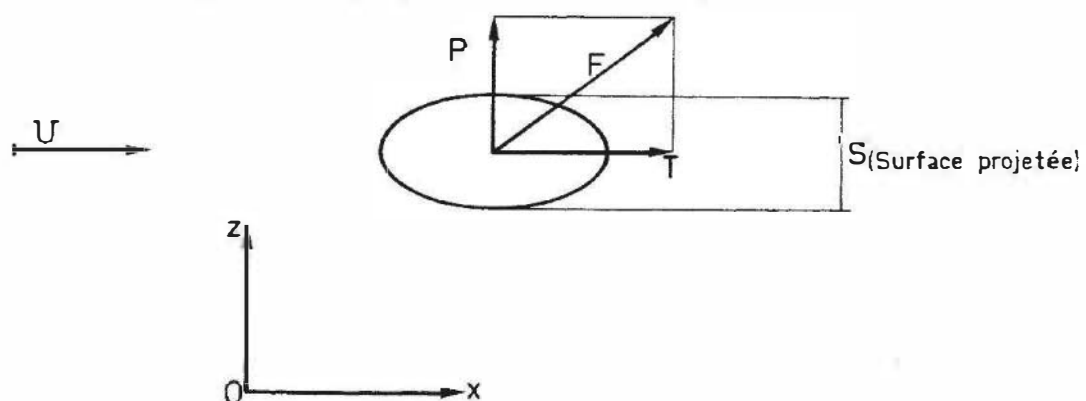


Figure 12.2 – Force aéro ou hydrodynamique : définition des composantes.

On désigne par maître couple S , l'aire de la projection du solide sur un plan perpendiculaire à la vitesse U . Dans ces conditions on peut écrire :

$$T = C_x S \rho \frac{U^2}{2}$$

où C_x est le coefficient de traînée.

12.2 Vitesse des fluides : capteurs et méthodes de mesure

La vitesse est généralement mesurée de façon indirecte par l'influence qu'elle exerce :

- sur une caractéristique physique d'un corps d'épreuve ;
- sur un phénomène physique dont elle est l'un des paramètres et dont le corps d'épreuve est le siège.

Le corps d'épreuve peut être le fluide lui-même ou l'un des éléments constitutifs du capteur.

Lorsque le corps d'épreuve est le fluide lui-même, sa vitesse détermine :

- sa pression dynamique $\rho \frac{U^2}{2}$;
- l'effet Doppler subi par un rayonnement laser ou ultrasonore ;
- la durée de parcours d'un isotope radioactif entre deux sections données.

On utilise dans ce cas un capteur approprié à la grandeur physique mesurée : pression, lumière, ultrason, rayonnement nucléaire. Ces capteurs ne sont pas spécifiques de la Mécanique des Fluides et leur étude est faite par ailleurs ; cependant, compte tenu de leur importance, les méthodes de mesure correspondantes seront décrites succinctement.

Lorsque le corps d'épreuve est un élément de capteur placé dans le fluide, la vitesse de ce dernier en détermine une caractéristique physique :

- température et donc résistance d'un fil chaud alimenté à courant constant ;
- vitesse de rotation d'une hélice.

Ce type de capteurs est spécifique, c'est-à-dire conçu pour la mesure de vitesse des fluides : il sera donc étudié dans ce chapitre.

12.2.1 Anémomètre à fil ou à film chaud

■ Principe. Constitution. Lois d'échange

Lorsque l'on place, dans un écoulement, un fil ou un film porté par effet Joule à une température supérieure à la température de cet écoulement, il se produit un échange de chaleur par convection ; cet échange est fonction des propriétés physiques du fluide, de sa vitesse et de l'écart de température entre l'élément chauffé et le fluide. La température d'équilibre du fil ou du film qui constitue le capteur est déterminée par mesure de sa résistance : elle est fonction de la puissance Joule dissipée et de la vitesse du fluide qu'il s'agit de déterminer.

Le métal utilisé pour la réalisation du capteur doit avoir un coefficient de température de la résistance élevé ; dans les gaz, on utilise un fil de platine ou de tungstène très fin ($0,6 \mu\text{m} < D < 10 \mu\text{m}$) ; dans les liquides, pour des raisons de solidité, le capteur est un film mince de platine, déposé sur un cône ou un cylindre isolant et gainé de quartz (*figure 12.3*).

La puissance Joule P_j dissipée dans une résistance à la température T , de valeur $R(T)$, et traversée par un courant continu I , a pour expression :

$$P_j = R(T) \cdot I^2$$

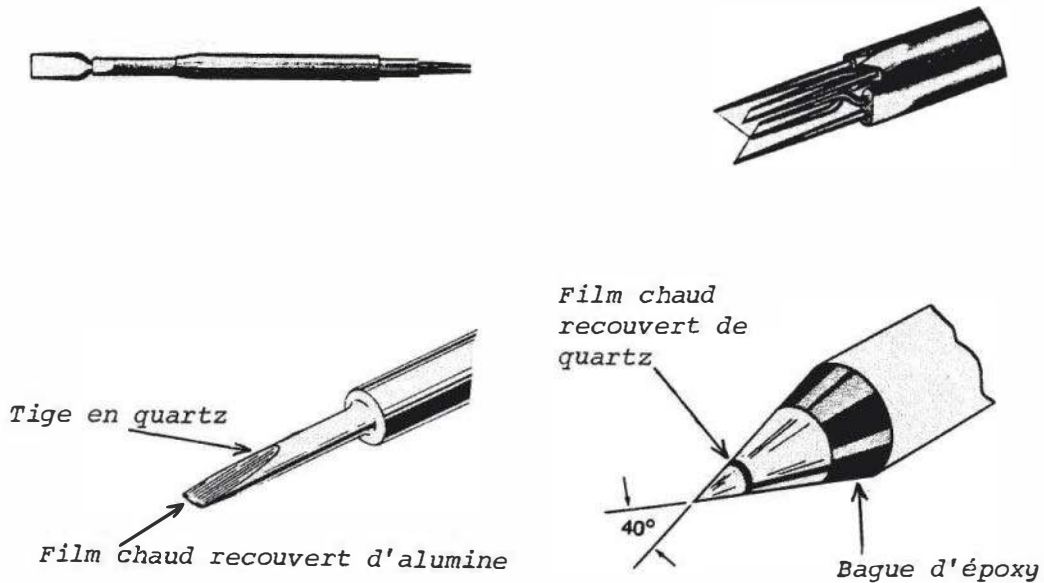


Figure 12.3 – Fils et films chauds utilisés en anémométrie.

En admettant que les échanges thermiques se font uniquement par convection du fluide à la température T_a , la puissance échangée P_c peut s'écrire :

$$P_c = h \cdot S_\ell \cdot (T - T_a)$$

où h est le coefficient d'échange thermique,

S_ℓ est la surface latérale du capteur,

– pour un fil : $S_\ell = \pi D \ell$, D étant son diamètre et ℓ sa longueur,

– pour un film : $S_\ell = 2D \ell$, D étant sa largeur et ℓ sa longueur.

À l'équilibre thermique :

$$P_j = P_c$$

soit :

$$R(T) \cdot I^2 = h \cdot S_\ell \cdot (T - T_a).$$

La vitesse U du fluide intervient dans l'expression de h dont diverses formulations empiriques ont été proposées.

Formule de King

$$h = a + b\sqrt{U}$$

a et b étant des constantes pour un fluide et un capteur donnés, on en déduit :

$$R(T) \cdot I^2 = (a' + b' \sqrt{U}) \cdot (T - T_a)$$

en posant $a' = a \cdot S_\ell$ et $b' = b \cdot S_\ell$.

Afin de pouvoir tenir compte des divers paramètres entrant en jeu, on pose, de façon très générale :

$$h = \frac{\lambda \cdot Nu}{D}$$

avec :

– λ conductivité thermique du fluide,

- D diamètre du fil ou largeur du film,
- Nu nombre de Nusselt.

Avec cette notation, l'équation d'équilibre peut être écrite :

$$R(T) \cdot I^2 = \frac{\lambda \cdot Nu}{D} \cdot S_\ell (T - T_a)$$

soit, dans le cas d'un fil :

$$\frac{R(T) \cdot I^2}{\pi \lambda \ell (T - T_a)} = Nu.$$

Diverses expressions empiriques de Nu ont été proposées ; les caractéristiques physiques sont généralement prises à la température T_f du film à l'interface capteur-fluide :

$$T_f = \frac{T + T_a}{2}$$

et elles sont affectées de l'indice f .

Formule de Kramer

$$Nu_f = 0,42 Pr_f^{0,2} + 0,57 Pr_f^{0,33} \cdot Re_f^{0,5}$$

où $Re_f = \frac{U \cdot D}{\nu}$ est le nombre de Reynolds (§ 12.1.1)

$Pr_f = \frac{\nu}{\alpha}$ est le nombre de Prandtl (§ 12.1.1)

Formule de Collis et Williams (valable pour l'air)

$$Nu_f = (A + B Re_f^n) \cdot \left(\frac{T + T_a}{2 T_a} \right)^{0,17}$$

avec :

$$n = 0,45 ; \quad A = 0,24 ; \quad B = 0,56 \quad \text{si } 0,02 < Re < 44$$

ou

$$n = 0,51 ; \quad A = 0 ; \quad B = 0,48 \quad \text{si } 44 < Re < 150$$

Correction de Baille

Lorsque des effets de convection libre sont présents, une correction doit être effectuée sur le nombre de Reynolds :

$$Re_{eff}^2 = Re_f^2 + (0,9 Gr_f^{0,42})^2$$

où Gr est le nombre sans dimension de Grashof :

$$Gr_f = \frac{g \beta (T_f - T_a) D^3}{\nu^2}$$

avec : g , accélération de la pesanteur et β , coefficient d'expansion thermique.

■ Montages de mesure

Deux types de montages sont le plus souvent utilisés pour l'anémométrie à fil ou film chaud : le montage à l'intensité I constante et le montage à température T constante. À l'état de prototype existe aussi un montage à tension constante.

Montage à intensité constante

Le courant I qui traverse le fil est maintenu constant, soit au moyen d'une résistance ballast en série avec le fil, soit par une alimentation par source de courant. Comme la puissance thermique échangée est fonction de la vitesse du fluide, si cette dernière varie, il en est de même de la température du fil ; la résistance du fil dépendant de la température, la variation de la tension à ses bornes est donc liée à la variation de la vitesse.

La *figure 12.4* indique un schéma de principe de ce type de montage associé à un circuit de compensation d'inertie thermique destiné à améliorer la rapidité de réponse.

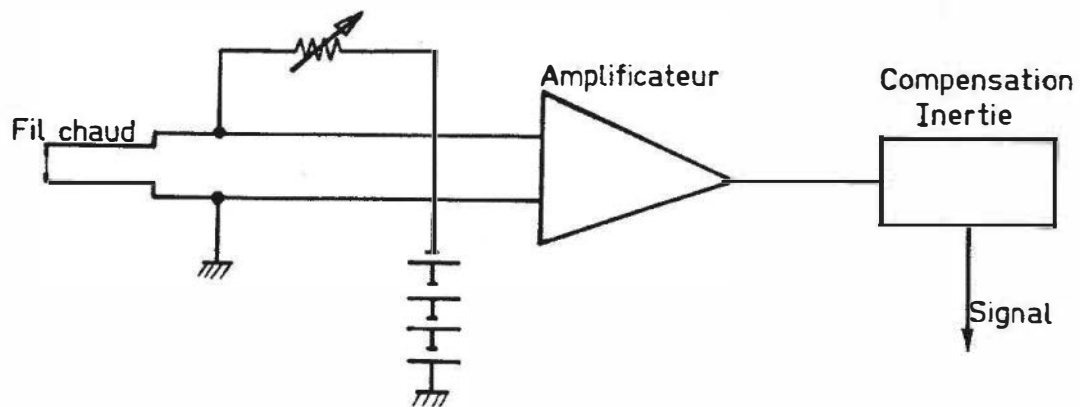


Figure 12.4 – Montage de mesure à intensité constante.

La compensation d'inertie thermique est rendue nécessaire par le fait que le fil a une certaine capacité calorifique d'où résulte une constante de temps thermique (§ 6.2.3).

Une fluctuation u de la vitesse U du fluide entraîne une variation e de la tension de mesure qui varie selon une loi de la forme :

$$e(t) = e_{\infty} \left(1 - \exp - \frac{t}{\tau} \right)$$

La valeur finale e_{∞} qui seule porte l'information relative à u n'est atteinte qu'au bout d'un temps $t \gg \tau$; elle peut cependant être connue immédiatement car on peut écrire :

$$e_{\infty} = e(t) + \tau \cdot \frac{d e}{d t}$$

Cette équation peut être traduite électriquement à l'aide d'un circuit comportant un sommateur, un différentiateur et, pour une question de signe, un inverseur

(figure 12.5) ; l'emploi de ce circuit améliore notablement la réponse en fréquence dans le cas de petites fluctuations et de faibles surchauffes $\left(\frac{T - T_a}{T_a} < 0,5\right)$.

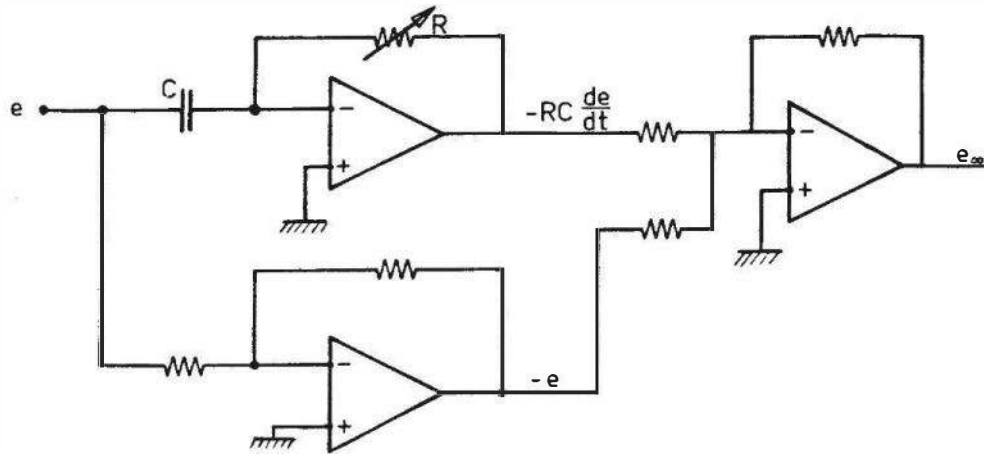


Figure 12.5 – Circuit de compensation d'inertie thermique.

La détermination de τ peut se faire directement, la réponse du fil à des fluctuations de l'intensité étant la même qu'à des fluctuations de vitesse ; pour ce faire, on alimente le fil par un courant périodique carré et l'on règle la valeur de la résistance R du différentiateur de façon que la variation de la tension de mesure ait une allure aussi voisine que possible de celle du courant. Ce dispositif a cependant deux inconvénients :

- la réponse du fil n'est pas, en toute rigueur, linéaire ;
- l'introduction du circuit différentiateur peut poser problème en raison de l'augmentation du bruit de fond qu'il apporte.

Montage à température constante

Dans ce cas, la température, et donc la résistance, sont maintenues constantes : le capteur constitue l'une des branches d'un pont de Wheatstone et le courant nécessaire au maintien de l'équilibre est une fonction de la vitesse du fluide (figure 12.6).

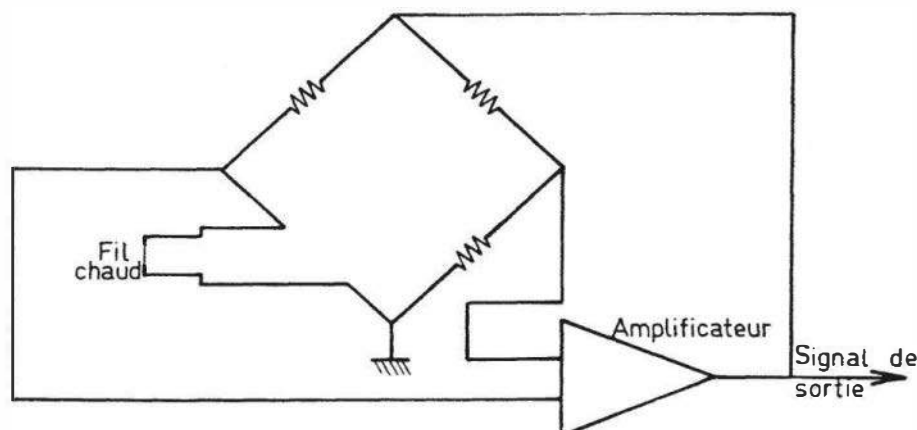


Figure 12.6 – Montage de mesure à température constante.

L'avantage de ce montage est que l'inertie thermique intervient moins dans la réponse du système.

■ Caractéristiques métrologiques

Les caractéristiques de l'écoulement auxquelles le fil est sensible sont :

- la vitesse U et son angle φ avec la normale au fil ;
- la température T_a ;
- la concentration éventuelle des constituants du fluide.

Le fil est principalement sensible à la composante normale de la vitesse U ; cependant il présente aussi une certaine sensibilité à la composante tangentielle : on définit donc une vitesse U_{eff} à laquelle le fil est effectivement sensible et qui a pour expression :

$$U_{eff} = U \sqrt{\cos^2 \varphi + k^2 \sin^2 \varphi}$$

où k est un coefficient caractérisant la sensibilité à la composante tangentielle de la vitesse et dont la valeur est voisine de 0,2.

Le domaine d'emploi du fil chaud dans les gaz se divise en deux plages :

- les écoulements subsoniques de 0 à 0,8 Ma, soit 280 m/s à 300 K ;
- les écoulements supersoniques, de 1,1 Ma à 2,2 Ma environ.

Dans la plage des écoulements transoniques, de 0,8 Ma à 1,1 Ma environ, l'exploitation de la réponse du fil chaud est difficile.

La rapidité de réponse est d'autant meilleure que le fil est plus petit et que la vitesse U de l'écoulement est plus grande. La constante de temps dépend du montage de mesure ; son expression, calculée en utilisant la formule de King (§ 12.2.1.1), est donnée ci-après pour chacun des montages.

Montage à courant I constant

$$\tau_I = mc \frac{1 + \chi (T - T_a)}{d' + b' \sqrt{U}}$$

où m est la masse du fil, c la chaleur spécifique du métal constituant le fil, χ le coefficient de variation thermique de la résistivité du matériau du fil.

τ_I est généralement de l'ordre de la milliseconde ; il en résulte une fréquence de coupure $f_{cI} = \frac{1}{2\pi\tau_I}$ qui est de l'ordre de 10^2 Hz.

Montage à température T constante

$$\tau_T = \frac{\tau_I}{1 + bG}$$

où b est un coefficient fonction de la résistance et du courant moyen dans le fil, G est la transconductance de l'amplificateur alimentant le pont : c'est le rapport de la variation de son courant de sortie à la variation de la tension de commande.

Du fait de la valeur élevée de la transconductance des amplificateurs utilisés, on a généralement $\tau_T \sim 10^{-2} \tau_I$ soit une fréquence de coupure $f_{cT} \sim 10^2 f_{cI}$.

Les différents circuits de compensation, aussi bien à intensité constante qu'à température constante, permettent d'obtenir, dans le cas d'écoulements gazeux, des fréquences de coupure et donc des bandes passantes pouvant atteindre 10^5 Hz. Dans le cas des films chauds ou des fils chauds gainés, la rapidité est moins bonne, du fait de l'accroissement de la capacité calorifique.

Pour des mesures très précises de turbulence, d'autres éléments comme les échanges parasites dus à la longueur finie des fils sont à prendre en compte. Les précisions obtenues sont de l'ordre de quelques pour cent dans des écoulements subsoniques isothermes.

Pour les écoulements de gaz à grande vitesse, les effets dus à la compressibilité rendent le traitement plus compliqué, les fluctuations de température et de pression étant toujours présentes. Le fil chaud réagit alors à la fois au débit de masse ρU et à la température d'arrêt qui est $T_a + \frac{U^2}{2C_p}$.

■ Étude des fluctuations de vitesse en subsonique. Sondes à plusieurs fils

En posant \vec{U} , vecteur vitesse moyenne, le vecteur vitesse instantanée \vec{U} peut s'écrire :

$$\vec{U} = \vec{U} + \vec{u} + \vec{v} + \vec{w}$$

\vec{u} est la fluctuation de vitesse dans la direction de \vec{U} ,

\vec{v} est la fluctuation de vitesse perpendiculaire à \vec{U} dans le plan du fil,

\vec{w} est la fluctuation perpendiculaire à \vec{u} et \vec{v} , son influence sur la réponse du fil étant négligeable quand la turbulence est faible.

De même, en posant \bar{T}_a température moyenne de l'écoulement, la température instantanée T_a peut s'écrire :

$$T_a = \bar{T}_a + \theta_a$$

θ_a est la fluctuation de température.

Les fluctuations u , v , θ_a entraînent une fluctuation e de la tension de mesure qui peut être mise sous forme linéaire :

$$e = \alpha u + \beta v + \gamma \theta_a$$

Une association de fils permet de déterminer les fluctuations de la vitesse et de la température, ainsi que les corrélations entre ces fluctuations.

Celles-ci sont liées aux contraintes ou tensions de cisaillement et aux flux de chaleur turbulents. Un exemple de montage est donné *figure 12.7*.

12.2.2 Anémomètre ionique

■ Constitution. Principe.

Il existe plusieurs formes d'anémomètres ioniques : leurs différences sont plutôt d'ordre géométrique et elles dépendent de la fonction de ces anémomètres. Ainsi,

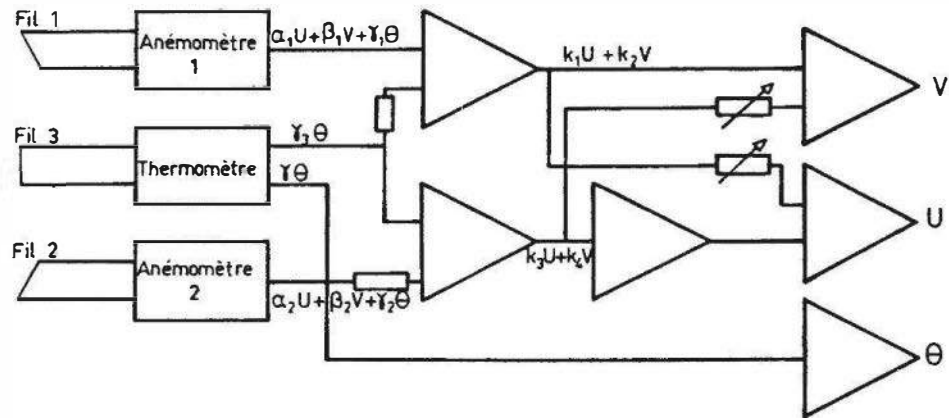


Figure 12.7 – Sonde à trois fils.

la sonde peut être constituée par un fil porté à un potentiel élevé entouré par un cylindre mis à la masse, l'axe commun étant placé parallèlement à la vitesse. Une autre géométrie consiste à placer un fil perpendiculaire à l'écoulement, et à disposer quatre électrodes cylindriques autour de ce fil (figure 12.8a).

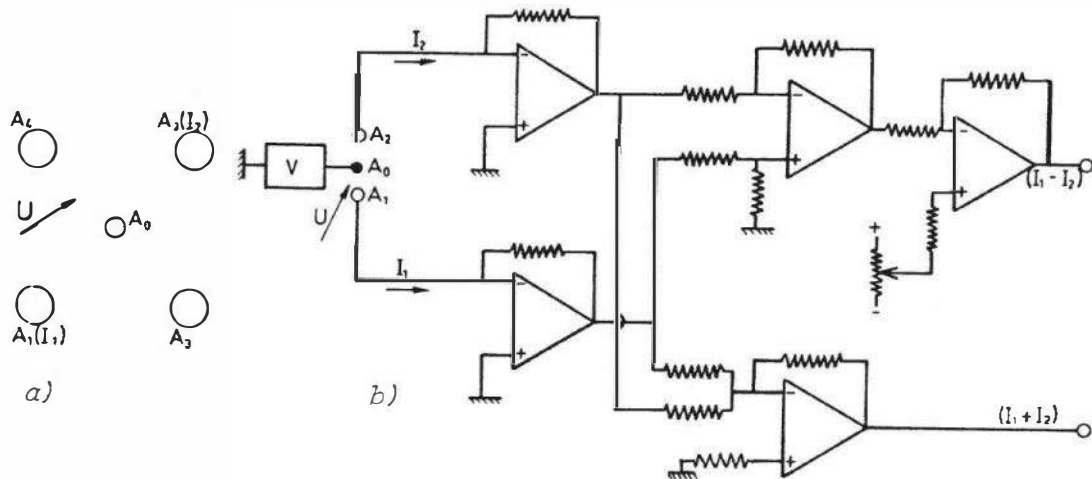


Figure 12.8 – Anémomètre ionique : a) constitution ; b) conditionneur.

Dans l'air, il y a création d'ions, par exemple $(H_2O)_n H^+$, près du fil central porté à haute tension et la vitesse des ions est proportionnelle au champ électrique : dans le cas de la sonde perpendiculaire à l'écoulement, les courants reçus par les électrodes sont égaux si l'air est au repos. Si l'air est en mouvement, à la vitesse \vec{U} , le système devient asymétrique. La différence des intensités entre une paire de collecteurs A_1 et A_2 soit $I_1 - I_2$ est liée à la projection suivant $A_1 A_2$ de la vitesse \vec{U} , alors que la somme $I_1 + I_2$ reste sensiblement constante.

■ **Caractéristiques métrologiques**

La sensibilité S s'exprime en fonction du paramètre $\sigma = \frac{I_1 - I_2}{I_1 + I_2}$ soit

$$S = \frac{\Delta\sigma}{\Delta U}$$

Ce type d'anémomètre est bien adapté aux vitesses faibles (0 – 10 m/s), la réponse pouvant être considérée comme linéaire dans cette zone.

Pour un fil de 100 μm de diamètre et d'environ 2 cm de long, entouré de collecteurs de 1,2 cm de diamètre et distants de 1 cm du fil, on obtient un fonctionnement quasi-linéaire pour une tension appliquée d'environ 6 000 V. Les courants sont voisins de 1,5 μA par collecteur et la sensibilité est de l'ordre de 0,04 par m/s, ce qui revient à mesurer une différence de courants de l'ordre de 100 nA par m/s.

En ce qui concerne la sensibilité à la direction, l'écart par rapport à une loi en cosinus n'excède pas 4 %. C'est le grand intérêt de ce type de sonde que de permettre la détermination du sens de l'écoulement, contrairement au fil ou au film chauds.

La résolution spatiale dépend des dimensions de la sonde, de même que sa réponse en fréquence : la bande passante est de l'ordre de 10^2 Hz. La sensibilité de la sonde est peu affectée par l'humidité (quelques pour cent entre 10 % et 90 % d'humidité relative), sauf dans le cas d'atmosphères très humides.

12.2.3 Anémomètres à coupelles et à hélice

Ce type d'anémomètre, désigné aussi comme moulinet, comprend un corps d'épreuve formé d'un ensemble de coupelles ou d'une hélice qui est mis en rotation par le fluide en mouvement. La vitesse de rotation, mesurée par un dispositif tachymétrique approprié est proportionnelle à la vitesse du fluide.

■ Anémomètre à coupelles (figure 12.9)

Les coupelles, demi-sphères creuses, sont au nombre de 3 ou 4 selon les modèles ; chacune est fixée à l'extrémité d'un bras porté par un axe. L'ensemble peut être ou non caréné, le carénage diminuant la sensibilité de l'anémomètre aux inhomogénéités spatiales de l'écoulement.

Placé dans un écoulement, l'anémomètre à coupelles tourne du fait que le coefficient de traînée (§ 12.1.2.4) n'a pas la même valeur selon que le fluide arrive d'un côté ou de l'autre d'une demi-sphère creuse.

L'équation d'équilibre s'établit aisément en considérant l'anémomètre à l'instant où deux coupelles (1 et 3 par exemple) sont placées perpendiculairement à la vitesse \vec{U} de l'écoulement ; aux effets de sillage près, les forces sur les deux autres coupelles (2 et 4) s'équilibrent (figure 12.9b).

Les coupelles 1 et 3 ont des vitesses \vec{v} et $-\vec{v}$ qui, à l'instant considéré, ont même direction que \vec{U} ; les forces de traînée exercées sur ces coupelles ont dès lors pour valeur, respectivement :

$$F_1 = \frac{1}{2} \rho C_x S (U - v)^2$$

$$F_3 = \frac{1}{2} \rho C'_x S (U + v)^2$$

où ρ est la masse volumique du fluide, et S le maître couple.

C_x et C'_x sont les coefficients de traînée pour chacune des faces de la demi-sphère creuse.

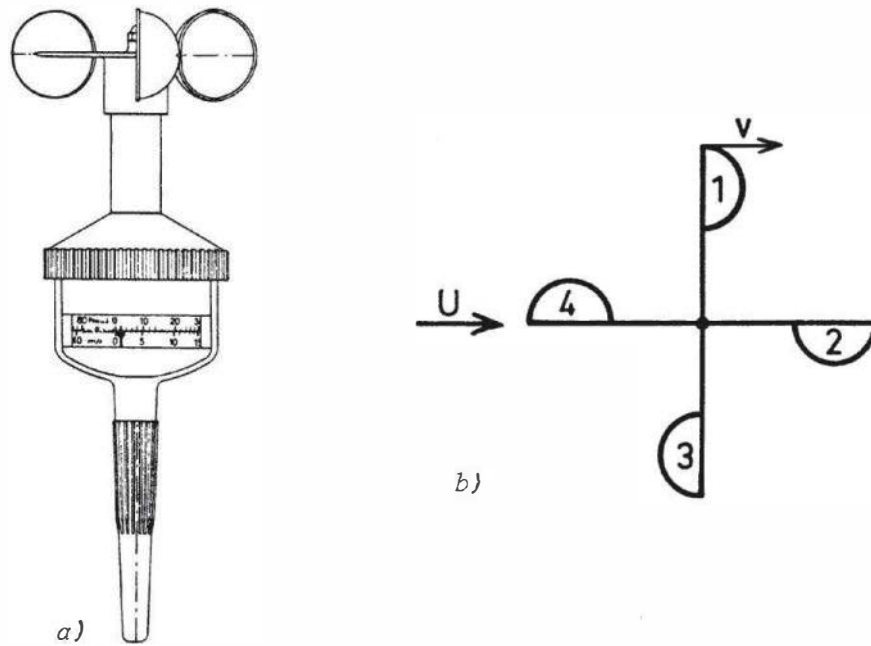


Figure 12.9 – Anémomètre à coupelles : a) modèle à trois coupelles (Doc. Richard et Pekly) ; b) schéma d'un anémomètre à quatre coupelles correspondant au calcul du § 12.2.3.1.

On en déduit :

$$C_x \cdot (U - v)^2 = C'_x \cdot (U + v)^2$$

d'où :

$$U = v \cdot \frac{\sqrt{C_x} + \sqrt{C'_x}}{\sqrt{C_x} - \sqrt{C'_x}}$$

Numériquement, on a : $C_x = 1,42$ et $C'_x = 0,38$ pour une demi-sphère creuse, et $U \approx 3,1 v$.

Il faut cependant noter que le calcul précédent n'est qu'un calcul élémentaire, les coefficients C_x variant avec le nombre de Reynolds et l'incidence, et il faudrait tenir compte des effets de sillage. Si la gamme de vitesse est importante, des effets non linéaires doivent être pris en compte.

■ Anémomètre à hélice (figure 12.10)

L'axe de l'anémomètre à hélice est placé parallèlement à la vitesse de l'écoulement. Dans le cas où on néglige les frottements, on peut estimer que l'hélice se visse, en quelque sorte, dans l'écoulement ; on aurait alors une relation de la forme :

$$U = b \cdot N$$

U étant la vitesse de l'écoulement, N le nombre de tours par seconde de l'hélice et b une constante.

En fait, d'autres formules ont été proposées, afin de tenir compte des frottements et du seuil de démarrage :

$$U = a + b \cdot N$$

$$U = aN + bN^2 + c \quad (\text{Baumgarten})$$

$$U = a + bN + \frac{c}{U} \quad (\text{Rateau})$$

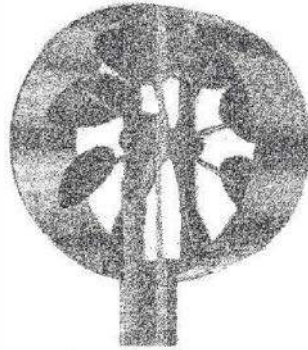


Figure 12.10 – Anémomètre à hélice (Doc. Richard-Pekly).

Les valeurs des constantes qui interviennent dans ces formules dépendent évidemment des caractéristiques de l'hélice et du fluide. De plus, certaines caractéristiques peuvent varier, avec l'usure des roulements par exemple. Pour les moulinets utilisés dans les liquides, surtout dans les cours d'eau, il faut faire attention aux obstacles (plantes, cailloux, etc.). Il est donc nécessaire d'étalonner puis de réétalonner fréquemment ces moulinets.

L'anémomètre Gill utilisé en météorologie comporte trois axes perpendiculaires portant chacun un ensemble de coupelles : il permet la détermination vectorielle de la vitesse du vent.

■ Conditionneurs – Performances

Le conditionnement du signal issu d'un moulinet est réalisable par quatre types de méthodes. La plus ancienne est une simple transmission mécanique liée à un compteur mécanique utilisé en association avec un chronomètre. La deuxième méthode consiste à coupler une génératrice tachymétrique (§ 9.1) sur l'axe du moulinet, ce qui entraîne une perte de sensibilité. Plus couramment, on utilise :

- soit un petit aimant placé sur l'hélice, ce qui permet d'induire une impulsion à chaque passage de l'aimant devant une bobine ;
- soit un capteur photoélectrique qui est occulté à chaque passage de pale.

Un traitement approprié du signal permet la mesure soit de la fréquence qui est liée à la vitesse, soit d'une tension continue proportionnelle à la vitesse, obtenue par conversion fréquence-tension (§ 9.4).

Le tarage des moulinets peut se faire de deux façons :

- en plaçant le moulinet dans un courant de vitesse connue ;
- en déplaçant le moulinet à vitesse connue en eau calme.

La première méthode est employée surtout pour les moulinets utilisés dans l'air, la seconde pour les moulinets utilisés dans les liquides. Un certain nombre de précautions sont à prendre pour ces étalonnages : prise en compte de l'accélération, des effets de paroi entre autres.

Les performances des moulinets dépendent fortement de leur état et du soin avec lequel on a réalisé leur étalonnage. Des précisions de l'ordre de 1 % peuvent être atteintes. Cependant, la réponse peut être faussée par de fortes turbulences et par des gradients de vitesse importants. La réponse en fréquence peut atteindre quelques hertz dans le meilleur des cas et la gamme d'utilisation est de 0,1 à 30 m/s pour les gaz et de 0,05 à 10 m/s pour les liquides, la limite inférieure étant fixée par le seuil de démarrage.

12.2.4 Méthodes de mesure de la vitesse par capteurs non spécifiques

On décrit ici succinctement des méthodes de mesure dans lesquelles la détermination de la vitesse est faite indirectement, par le biais d'une grandeur physique qui en dépend, les capteurs utilisés étant propres à cette grandeur.

■ Mesure par tube de Pitot (figure 12.11)

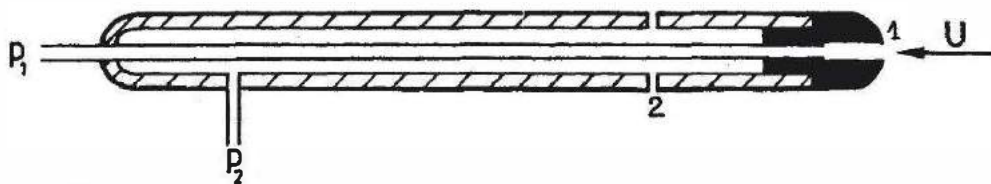


Figure 12.11 – Tube de Pitot : constitution.

L'équation de Bernoulli (§ 12.1.2.2) permet de lier la vitesse U aux pressions p_1 et p_2 aux points 1 et 2 respectivement ; on obtient ainsi :

$$U = \sqrt{\frac{2(p_1 - p_2)}{\rho}}$$

ρ étant la masse volumique du fluide

La différence $p_1 - p_2$ est mesurable à l'aide d'un capteur de pression différentielle (chapitre 13).

■ Anémométrie laser

Principe : deux faisceaux issus d'un laser sont focalisés sur un même volume ($\sim 0,1 \text{ mm}^3$) de fluide où il y a formation de franges d'interférence (figure 12.12a) ; l'expression de l'interfrange d est :

$$d = \frac{\lambda}{2 \sin(\theta/2)}$$

où λ est la longueur d'onde de la lumière et θ , l'angle formé par les deux faisceaux. Si des particules entraînées par l'écoulement traversent la zone d'interférence, elles franchissent tour à tour des régions éclairées et des régions obscures ; la lumière

qu'elles diffusent et qui est reçue par un capteur optique (photodiode ou photomultiplicateur) est donc modulée à une fréquence f_D (fréquence Doppler), fonction de la vitesse des particules et de la valeur de l'interfrange d :

$$f_D = \frac{U}{d} = \frac{2U}{\lambda} \sin \frac{\theta}{2}$$

U étant la composante de la vitesse du fluide perpendiculaire aux franges. La fréquence f_D est fonction linéaire de la vitesse U dont les valeurs mesurables par cette méthode sont généralement comprises entre 10^{-3} m/s et 10^3 m/s.

Deux techniques sont utilisables pour le traitement du signal délivré par le capteur optique : l'asservissement de fréquence et le comptage.

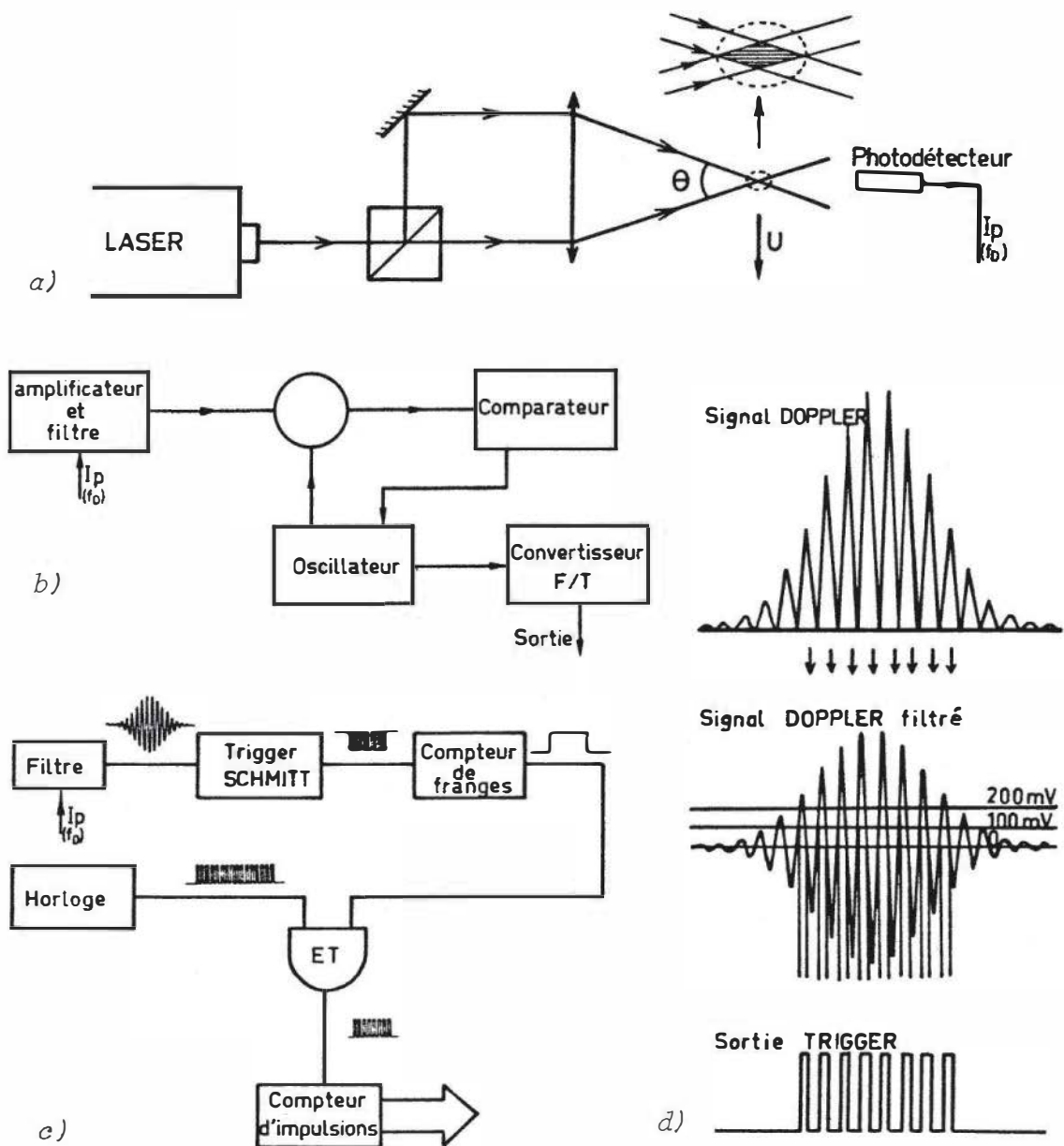


Figure 12.12 – Anémomètre laser : a) constitution ; chaîne de mesure : b) par asservissement de fréquence ; c) par comptage ; d) forme des signaux.

- Dans le premier cas (*figure 12.12b*), la fréquence f_D du signal Doppler filtré est comparée à la fréquence d'un oscillateur local à fréquence commandable par tension ; l'écart des fréquences transformé en une tension proportionnelle agit sur l'oscillateur de façon à amener sa fréquence à la valeur f_D . Un convertisseur fréquence-tension permet ensuite d'obtenir un signal analogique proportionnel à la vitesse des particules.
Ce système a l'avantage de fournir un signal continu, mais il est nécessaire que les particules soient assez nombreuses pour qu'il n'y ait pas d'interruption du signal Doppler.
- Le second type de montage (*figure 12.12c*) est adapté aux écoulements à faible densité de particules (gaz) qui délivrent le signal Doppler sous la forme de « bouffées » (*burst*) (*figure 12.12d*). Ce signal, filtré et mis en forme, valide une horloge de haute fréquence F_H dont on compte le nombre N_H de périodes pendant un nombre fixe N_D de périodes du signal Doppler : on en déduit :

$$f_D = \frac{N_D}{N_H} \cdot F_H$$

■ Anémomètre ultrasonique

Une onde acoustique se propage dans un milieu donné à une vitesse c qui est la célérité du son dans ce milieu et qui dépend de sa température.

Ainsi par exemple, dans l'air :

$$c = 331,4 \text{ m/s à } 8^\circ\text{C} \text{ et } 342,9 \text{ m/s à } 20^\circ\text{C}.$$

La célérité du son dans les liquides est supérieure à celle dans les gaz :

$$c = 1\,435 \text{ m/s dans l'eau à } 8^\circ\text{C}.$$

Si le milieu de propagation est en mouvement à la vitesse \vec{U} par rapport à l'observateur, la vitesse c' mesurée par ce dernier a pour expression :

$$c' = c + U \cos \alpha$$

où α est l'angle entre la vitesse \vec{U} et la direction de propagation considérée (*figure 12.13*).

Le dispositif de mesure est constitué d'un émetteur d'impulsions ultrasonores et d'un récepteur qui en est distant de L ; la durée t_p de propagation des impulsions entre émetteur et récepteur est :

$$t_p = \frac{L}{c + U \cos \alpha}$$

L'émetteur et le récepteur sont des plaquettes piézoélectriques ; l'émetteur est excité par une tension électrique formée de trains d'ondes à haute fréquence (1 MHz par exemple) ; le récepteur délivre un signal électrique de même forme que les variations de pression acoustique auxquelles il est soumis. Ce dispositif est peu utilisé en mesure de vitesse car sa résolution spatiale est médiocre, la vitesse étant intégrée sur la distance L ; il trouve par contre application en débitmétrie (§ 12.3).

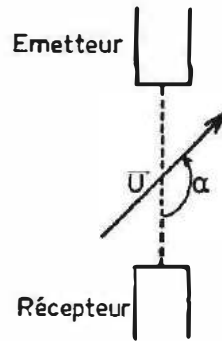


Figure 12.13 – Principe de l'anémomètre ultrasonique.

12.3 Débitmétrie

La mesure du débit revêt une importance fondamentale dans les réseaux de transport de fluides (gazoducs, oléoducs) et dans toute installation industrielle où doit être contrôlée la quantité de fluide intervenant dans un processus : réacteurs chimiques, centrales de production d'énergie, moteurs à combustion interne, etc.

12.3.1 Débitmètre électromagnétique

■ Principe

Si l'on considère, pendant la durée dt , le mouvement de translation dans un champ d'induction \vec{B} d'un segment conducteur M_1M_2 de longueur ℓ faisant un angle θ avec sa vitesse \vec{U} (figure 12.14), on peut écrire :

surface coupée :

$$ds_c = \ell \cdot U \cdot \sin \theta \cdot dt$$

ou sous forme vectorielle :

$$d\vec{s}_c = \vec{\ell} \wedge \vec{U} dt \text{ où } \vec{\ell} = \overrightarrow{M_1M_2}$$

flux coupé :

$$d\varphi_c = \vec{B} \cdot d\vec{s}_c$$

f.é.m. induite :

$$e = - \frac{d\varphi_c}{dt} = \vec{B} \cdot \vec{U} \wedge \vec{\ell}$$

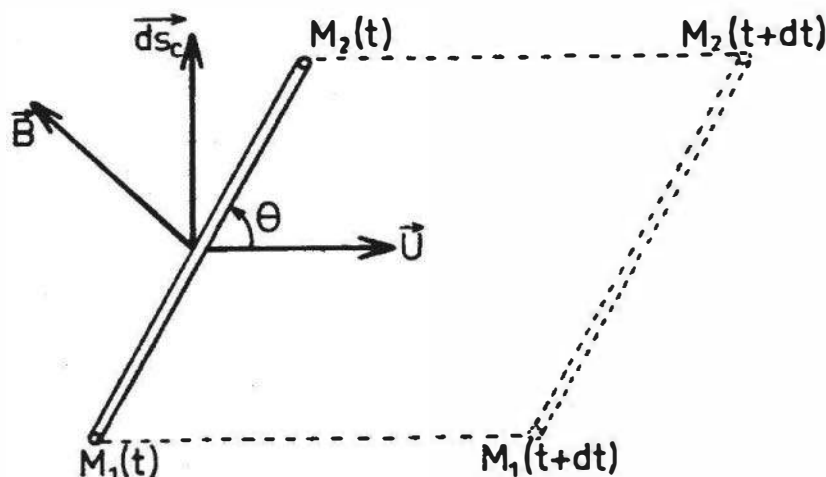


Figure 12.14 – Déplacement d'un segment conducteur dans un champ d'induction magnétique.

Lorsque \vec{U} est perpendiculaire à $\vec{\ell}$ et que \vec{B} est perpendiculaire au plan formé par $\vec{\ell}$ et \vec{U} , on a :

$$e = B \ell U$$

Cette formule se généralise au cas d'un écoulement liquide à l'intérieur d'une conduite de diamètre D et de vitesse \vec{U} perpendiculaire à \vec{B} : la f.é.m induite selon un diamètre perpendiculaire à \vec{B} et \vec{U} a pour expression :

$$e = B D U$$

En pratique, la vitesse varie le long d'un rayon de la conduite ; cependant, lorsque la répartition des vitesses est symétrique par rapport à l'axe de la conduite, on montre que la vitesse U ainsi mesurée est la vitesse moyenne de l'écoulement. Dans ces conditions, le signal e est proportionnel au débit.

■ Réalisation

L'induction magnétique, de l'ordre de 10^{-3} à 10^{-2} T, est produite par deux bobines placées de part et d'autre de la conduite de mesure ; celle-ci est réalisée en matériau amagnétique et elle est revêtue sur sa surface intérieure d'une couche isolante et éventuellement résistante aux produits corrosifs transportés.

Deux électrodes de prise du signal sont placées aux extrémités d'un diamètre perpendiculaire aux lignes d'induction. Les bobines sont alimentées en courant alternatif (30 Hz par exemple) de façon à éviter une polarisation des électrodes qui résulterait d'une tension de mesure continue. Le signal est dès lors de la forme :

$$e = U D B_o \cos(\omega t + \varphi)$$

B_o étant la valeur maximale de l'induction et ω sa pulsation.

L'amplitude du signal, proportionnelle à U , est généralement de l'ordre du mV ; elle est extraite du signal par détection synchrone (§ 4.4.2) (figure 12.15).

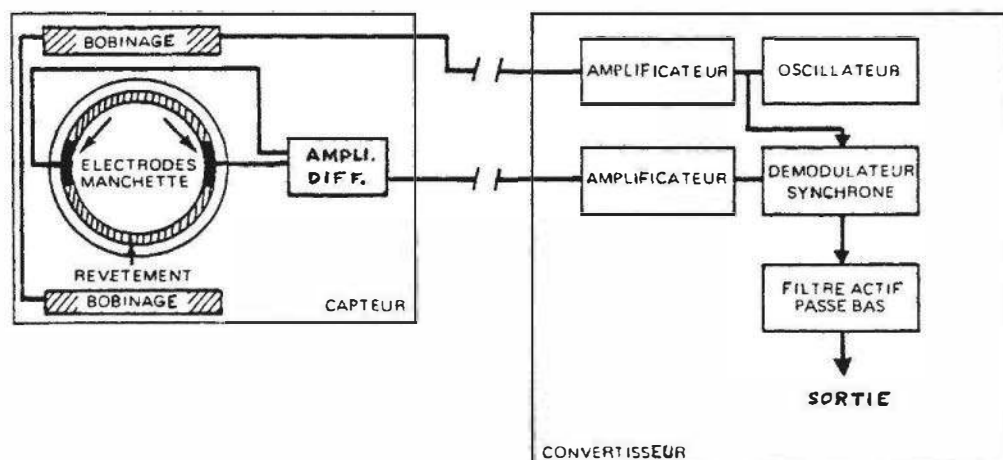


Figure 12.15 – Débitmètre électromagnétique : ensemble de traitement du signal (Doc. Sereg-Schlumberger).

■ Caractéristiques métrologiques

Les liquides doivent avoir une conductivité minimale, de l'ordre de quelques μScm^{-1} ,

- d'une part, pour que la résistance interne du générateur de signal demeure très inférieure à la résistance d'entrée de l'appareillage de mesure ;
- d'autre part, pour limiter la constante de temps RC , la capacité C étant principalement due aux câbles de liaison.

Étendue de mesure :

Elle est fonction du diamètre de la conduite de mesure, la vitesse d'écoulement pouvant généralement varier de 1 à 10 m/s.

Exemple :

diamètre 10 mm	débit min. : 0,28 m ³ /h	débit max. : 2,8 m ³ /h
diamètre 1 m	débit min. : 2 800 m ³ /h	débit max. : 28 000 m ³ /h

- écart de linéarité : $< \pm 0,25$ % de l'étendue de mesure (E.M.) ;
- précision : ± 1 % de E.M. ;
- constante de temps : de l'ordre de 1 s.

Les avantages du débitmètre électromagnétique sont les suivants :

- la mesure ne dépend pas des caractéristiques physiques du liquide (densité, viscosité, conductivité à condition que celle-ci soit supérieure à une valeur minimale de l'ordre de quelques μScm^{-1}) ;
- la mesure est pratiquement indépendante de la répartition des vitesses dans la canalisation, ce qui permet de placer, en cas de besoin, le débitmètre au voisinage d'un obstacle (coude, vanne...)
- il n'y a pas de perte de charge puisqu'il n'y a aucune obstruction de la conduite de mesure ;
- absence de pièces mobiles, donc d'usure ;
- résistance à la corrosion (liquides acides par exemple) par le choix approprié du revêtement interne (téflon, émail, verre) et du métal des électrodes (titane, platine).

12.3.2 Débitmètres mécaniques avec traduction électrique

Un corps d'épreuve placé dans la conduite de mesure est soumis de la part du fluide en mouvement à des forces aéro ou hydrodynamiques qui entraînent soit son mouvement (rotor de turbine), soit son déplacement (flotteur de rotamètre, palette). Un capteur approprié, tachymétrique dans le premier cas, de position dans le second cas, délivre un signal électrique qui est proportionnel au débit.

■ Débitmètre à turbine

Le principe est le même que celui des anémomètres à hélice : l'écoulement du fluide entraîne, dans ce cas, la mise en rotation d'une turbine placée dans l'axe de la conduite de mesure (*figure 12.16*).

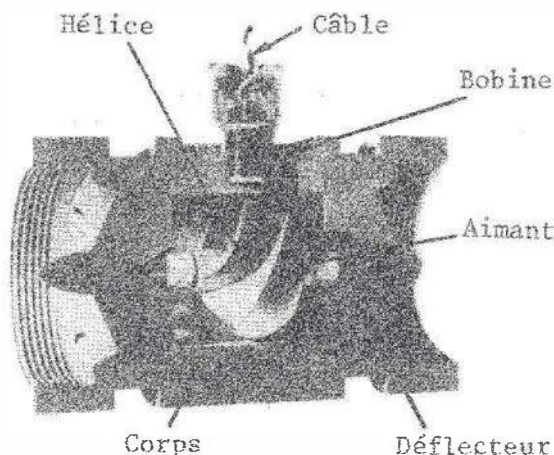


Figure 12.16 – Coupe d'un débitmètre à turbine (Doc. Richard-Pekly).

La vitesse de rotation N (nombre de tours par seconde) est proportionnelle au débit Q :

$$Q = KN$$

Le coefficient K dépend de la réalisation du débitmètre mais est, en principe, indépendant du fluide. Diverses expressions en ont été établies, négligeant les frottements mécaniques et les effets de la viscosité :

$$K = 2\pi\bar{r}A \cotg\alpha$$

où \bar{r} est le rayon moyen des pales, A est la section d'écoulement, $A = A_c - A_r$, A_c étant l'aire de la section intérieure de la conduite de mesure et A_r étant l'aire de la section transversale du rotor, α est l'angle entre pale et axe de la turbine ; une autre expression de K est due à Hochreiter :

$$K = \frac{\pi}{4} \cdot D^2 L \left[1 - \alpha^2 - \frac{2m(D_b - D_p)t}{\pi D^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\pi D_b}{L}\right)^2} \right]$$

où D est le diamètre intérieur de la conduite, D_b et D_p sont respectivement les diamètres en bout et en pied de pale, L est la longueur de la turbine, t est l'épaisseur de pale, $\alpha = D_p/D$, m est le nombre de pales.

En théorie, une analyse dimensionnelle montre que $\frac{Q}{ND^3}$ est aussi fonction d'un

nombre de Reynolds $\frac{ND^2}{\nu}$; on montre expérimentalement qu'il existe en général

une zone à grand nombre de Reynolds où $\frac{Q}{ND^3}$ ne dépend plus de ce dernier et où le fonctionnement est donc linéaire (figure 12.17a).

En général, les débitmètres à turbine comportent des aménagements permettant de limiter les pertes de charge : celles-ci, bien que faibles, dépendent de la viscosité du fluide (figure 12.17b).

Les procédés de conversion de la vitesse de rotation en signal électrique sont les mêmes que ceux utilisés avec les anémomètres à coupelles ou à hélice.

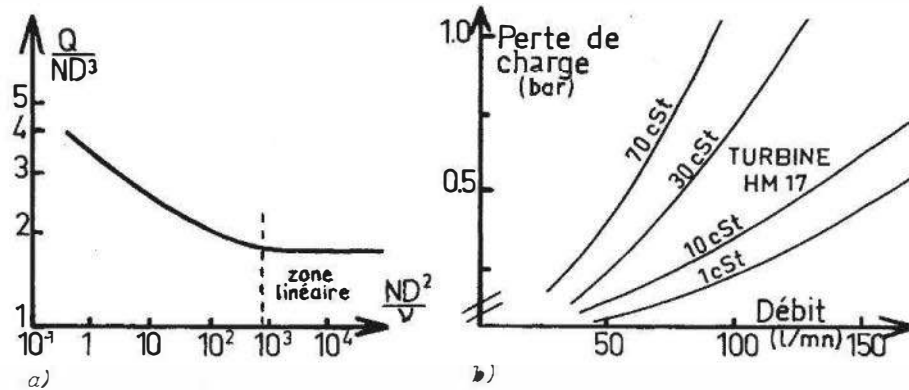


Figure 12.17 – Turbine : a) influence du nombre de Reynolds ; b) perte de charge en fonction de la viscosité dynamique du fluide et du débit (Doc. Endress-Hauser).

Caractéristiques métrologiques

- Les débits mesurables par turbine sont de l'ordre de : 0,3 m³/h à 36 000 m³/h pour les gaz, 0,01 m³/h à 14 000 m³/h pour les liquides.
- Les valeurs limites Q_{\max} et Q_{\min} de la plage de mesure d'une turbine sont généralement dans un rapport de 5 à 20. La limite inférieure Q_{\min} résulte des frottements de l'axe de la turbine sur ses paliers qui s'opposent à la rotation aux très faibles débits : la valeur de Q_{\min} est d'autant plus élevée que le fluide est moins dense.
- Linéarité : $\pm 0,5 \%$ à 1% pour une viscosité cinématique de 1 cP et $\pm 1,5 \%$ pour les viscosités supérieures ;
- Reproductibilité : meilleure que $\pm 0,5 \%$;
- Précision : $\pm 1 \%$ à $\pm 2 \%$;
- Temps de réponse : quelques ms.

L'intérêt du débitmètre à turbine réside dans la qualité des performances indiquées et dans la facilité d'exploitation des signaux électriques fournis. Cependant, la validité des mesures exige que soient prises certaines précautions :

- le fluide doit être exempt de bulles, de fibres ou de matières dont la granulométrie est trop importante ;
- le débitmètre doit être implanté dans une tuyauterie présentant une partie rectiligne d'une certaine longueur tant à l'amont qu'à l'aval, afin d'éviter les perturbations de l'écoulement.

■ Rotamètre

Un rotamètre est constitué d'un petit flotteur placé dans un conduit vertical conique (figure 12.18).

Le flotteur est en équilibre sous l'action de la force de poussée d'Archimède et de la traînée d'une part, et de son poids d'autre part :

$$\rho g V + C_x \cdot \frac{\rho S U^2}{2} = \rho_0 g V$$

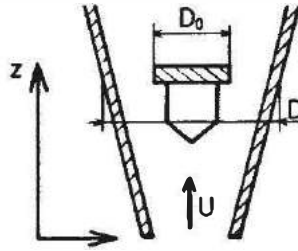


Figure 12.18 – Schéma de principe du rotamètre.

V est le volume du flotteur et ρ_0 sa masse volumique,
 U est la vitesse du fluide et ρ sa masse volumique,
 C_x est le coefficient de traînée et S le maître couple du flotteur (surface projetée sur un plan perpendiculaire à la vitesse U), soit $S = \frac{\pi}{4} D_o^2$; g est l'accélération de la pesanteur.

Le flotteur se place en une position où la vitesse U est telle que :

$$U = \sqrt{\frac{2gV}{C_x S} \left(\frac{\rho_0}{\rho} - 1 \right)}$$

Le diamètre du conduit variant linéairement en fonction de la hauteur z :

$$D = D_0 + az$$

le débit Q a pour expression :

$$Q = \frac{\pi}{4} [(D_0 + az)^2 - D_0^2] \cdot \sqrt{\frac{2gV}{C_x S} \left(\frac{\rho_0}{\rho} - 1 \right)}$$

Si la divergence du conduit est faible, on a pratiquement :

$$Q = \sqrt{\pi} az \sqrt{\frac{2gV}{C_x} \left(\frac{\rho_0}{\rho} - 1 \right)} = Kz$$

Une encoche dans le flotteur le fait tourner et stabilise sa position. Le repérage de la position peut se faire soit par lecture directe de graduations gravées sur le conduit en verre, soit par des cellules photoélectriques régulièrement espacées, soit enfin, en associant au flotteur une tige liée au noyau d'un transformateur différentiel. Les tailles de ces rotamètres sont très diverses et donc aussi les débits mesurables : la gamme de débit va de 10^{-4} à $200 \text{ m}^3/\text{h}$. Pour un rotamètre donné, les limites de l'étendue de mesure sont dans un rapport 10.

La précision est de l'ordre de 3 à 10 % de l'étendue de mesure. Le rotamètre introduit une perte de charge qui est fonction du débit et son indication dépend de la viscosité du fluide : le rotamètre doit être étalonné dans ses conditions d'emploi.

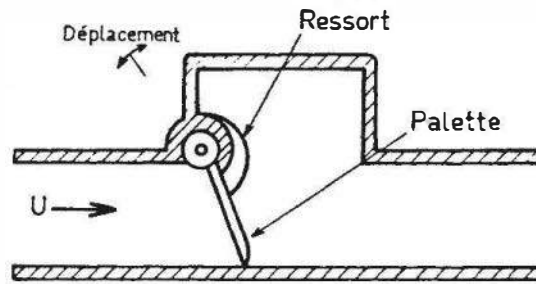


Figure 12.19 – Débitmètre à palette.

■ Débitmètre à palette

La palette est soumise à la force aéro ou hydrodynamique de l'écoulement, à son poids, et éventuellement à l'action d'un ressort de rappel (*figure 12.19*).

La position d'équilibre de la palette est fonction du débit et elle peut être convertie en signal électrique à l'aide d'un potentiomètre dont l'axe est fixé à celui de la palette. La réponse peut être linéaire ou non selon la forme donnée à la conduite de mesure. L'intérêt de ce type de débitmètre est sa simplicité, sa robustesse et son faible coût.

12.3.3 Débitmètres fluidiques avec traduction électrique

Le corps d'épreuve est dans ce cas le fluide lui-même : un obstacle adéquat placé dans le conduit crée dans l'écoulement des perturbations oscillatoires (tourbillons). La fréquence de ces oscillations du fluide est proportionnelle à la vitesse de l'écoulement et donc au débit : elle est mesurée à l'aide d'un capteur sensible aux variations oscillatoires de pression ou de vitesse.

■ Débitmètre à tourbillons de Karman

Si l'on place un barreau normalement à l'écoulement, des tourbillons alternés sont produits dans le sillage de ce barreau, à partir d'une certaine valeur du nombre de Reynolds Re (*figure 12.20*).

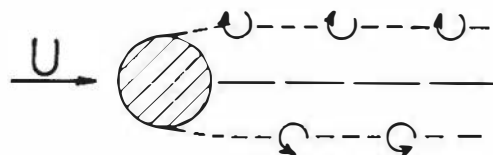


Figure 12.20 – Tourbillons dans le sillage d'un obstacle.

La fréquence f de ces tourbillons mise sous forme adimensionnelle définit le nombre de Strouhal S :

$$S = \frac{f \cdot D}{U} = F(Re)$$

D étant le diamètre du barreau et U la vitesse de l'écoulement. Or le nombre de Strouhal est constant pour des valeurs de Re comprises entre $3 \cdot 10^2$ et $2 \cdot 10^5$:

$$\frac{f \cdot D}{U} = 0,185.$$

La vitesse et donc le débit peuvent alors être déterminés à partir de la mesure de la fréquence f de l'échappement tourbillonnaire. Cette mesure peut être effectuée :

- par capteurs capacitifs de pression placés de part et d'autre de l'obstacle ;
- par des fils chauds placés dans le sillage.

L'avantage de ce dispositif est sa gamme de mesure qui, en principe, s'étend sur trois décades et sa bonne linéarité. Des instabilités dues à des effets tridimensionnels peuvent apparaître et divers moyens sont utilisés pour stabiliser l'écoulement : forme du barreau, obstacles supplémentaires.

■ Débitmètres à tourbillon axial et à effet Coanda

Le débitmètre à tourbillon axial est basé sur la génération d'un tourbillon à l'aide d'un ajustage adapté à l'entrée du dispositif (*figure 12.21*).

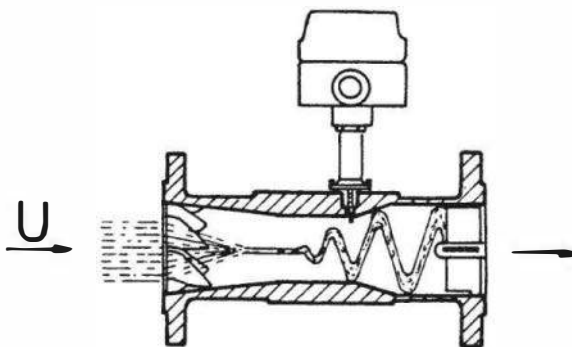


Figure 12.21 – Débitmètre à tourbillon axial.

Ce tourbillon se met en oscillation et sa fréquence, liée à la vitesse, peut être mesurée par un capteur piézoélectrique. Ce type de débitmètre a une grande étendue de mesure (rapport 100 entre valeurs extrêmes) et une réponse linéaire.

Le débitmètre à effet Coanda exploite le fait qu'un jet passant près d'une paroi s'attache à celle-ci ; une perturbation peut faire décoller le jet et l'attacher à une autre paroi : on peut ainsi réaliser un oscillateur fluide dont la fréquence est fonction linéaire du débit. La mesure est effectuée au moyen d'une thermistance placée au voisinage de l'une des parois et chauffée à température constante : le signal correspondant est de même fréquence que l'oscillation du fluide.

Les débits mesurables, selon la réalisation, vont de 10^{-3} à $10 \text{ m}^3/\text{s}$, et l'étendue de mesure d'un débitmètre couvre en général une décade.

12.3.4 Débitmètres à organe déprimogène

Un resserrement de la conduite ou un changement de sa direction créent entre amont et aval une différence de pression Δp liée au débit par une relation de la forme :

$$Q = K \sqrt{\frac{2\Delta p}{\rho}}$$

ρ étant la densité volumique du fluide et K une constante déterminée uniquement par la géométrie du dispositif, dans une certaine gamme du nombre de Reynolds.

Un capteur de pression différentielle délivre le signal de mesure.

Les principaux organes déprimogènes (*figure 12.22*) sont : le diaphragme, qui est le plus utilisé, la tuyère et le Venturi.

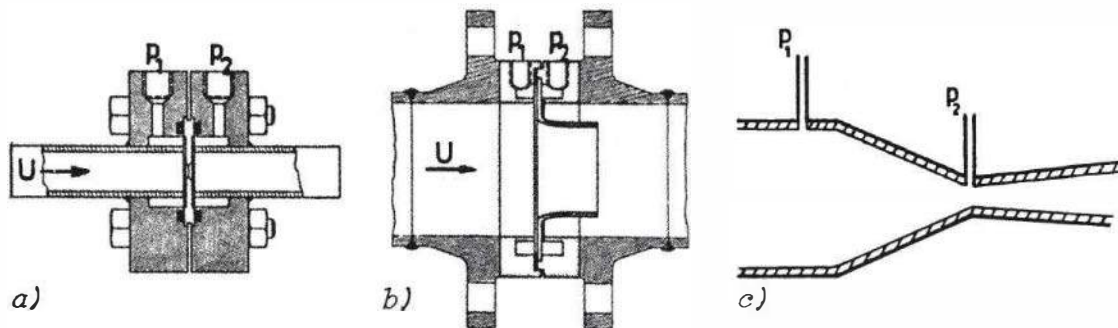


Figure 12.22 – Organes déprimogènes : a) diaphragme ; b) tuyère ; c) Venturi (Doc. Sereg-Schlumberger).

Ces dispositifs permettent des mesures dans une très large gamme de débit : d'une fraction de m^3/h à quelque $10^5 \text{ m}^3/\text{h}$ selon le diamètre de la conduite ; pour un montage donné, les valeurs extrêmes de l'étendue de mesure sont dans un rapport 3 environ. La précision est de 1 à 2 % de l'étendue de mesure. Les organes déprimogènes produisent une perte de charge rémanente, qui est une fraction de la pression différentielle produite : 70 % pour le diaphragme, 50 % pour la tuyère et 10 % pour le Venturi.

12.3.5 Débitmètres ultrasoniques

■ Mesure du temps de transit

Le principe du dispositif a été indiqué en § 12.2.4.3. Le temps de propagation t_p d'un train d'ondes ultrasonores sur une distance L a pour valeur :

$$t_p = \frac{L}{c + U \cos \alpha}$$

t_p dépend de la célérité c du son qui est fonction de la nature du fluide et de sa température.

Une expression indépendante de c peut être obtenue par des mesures de t_p effectuées en utilisant successivement chacun des éléments piézoélectriques comme émetteur et comme récepteur (*figure 12.23*) ; on obtient ainsi dans chacun des cas :

$$\text{– dans le sens } 1 \rightarrow 2 \quad t_{p12} = \frac{L}{c + U \cos \alpha}$$

$$\text{– dans le sens } 2 \rightarrow 1 \quad t_{p21} = \frac{L}{c - U \cos \alpha}$$

On en déduit par calcul :

$$\frac{t_{p21} - t_{p12}}{t_{p12} \cdot t_{p21}} = \frac{2 U \cos \alpha}{L}$$

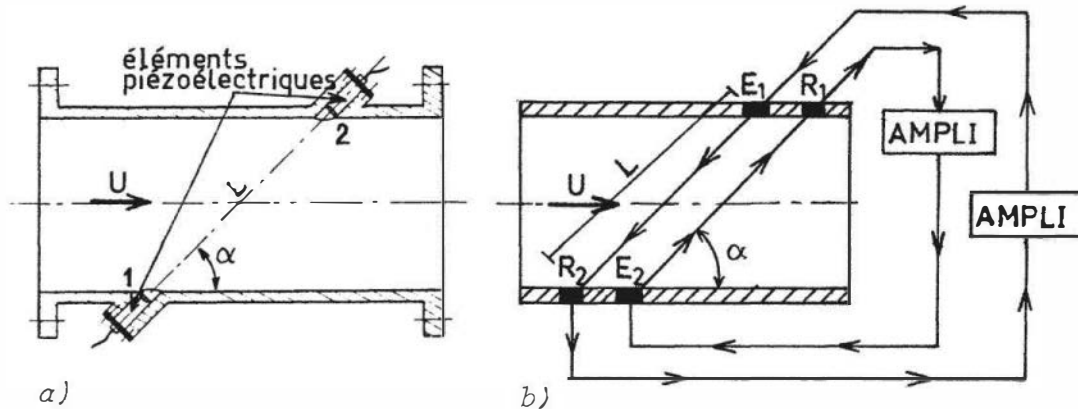


Figure 12.23 – Débitmètre ultrasonique à temps de transit : a) montage à deux éléments piézoélectriques ; b) montage à quatre éléments piézoélectriques.

Ce résultat peut être obtenu expérimentalement à l'aide d'un montage comportant (figure 12.23b) :

- un émetteur E_1 et un récepteur associé R_2 mesurant $t_{p_{12}}$
- un émetteur E_2 et un récepteur associé R_1 mesurant $t_{p_{21}}$

L'arrivée du signal sur chacun des récepteurs déclenche une nouvelle émission par l'émetteur correspondant ; la fréquence des trains d'onde émis est donc respectivement :

$$f_{12} = \frac{1}{t_{p_{12}}} \quad \text{et} \quad f_{21} = \frac{1}{t_{p_{21}}}$$

La combinaison de ces signaux dans un circuit non linéaire permet de filtrer en sortie la fréquence f_b de battement :

$$f_b = f_{21} - f_{12} = \frac{2U \cos \alpha}{L}$$

En fait, on mesure ainsi une vitesse U_m intégrée sur un diamètre traversant la conduite :

$$U_m = \frac{2}{D} \cdot \int_0^{D/2} U \, dr$$

La vitesse de débit U_d a pour valeur, s'il y a symétrie de révolution de l'écoulement :

$$U_d = \frac{Q}{\pi D^2} = \frac{4}{\pi D^2} \cdot \int_0^{D/2} 2\pi r U \, dr$$

Le rapport U_m/U_d dépend du profil de vitesse, donc du nombre de Reynolds Re ; des formules empiriques permettent sa détermination : il est voisin de 1 pour les valeurs élevées de Re . En pratique, le dispositif doit être étalonné dans ses conditions d'emploi : il permet alors des mesures de débit de $0,1 \text{ m}^3/\text{h}$ à $10^5 \text{ m}^3/\text{h}$ selon le diamètre de la conduite qui peut être compris entre quelques mm et plusieurs mètres. La précision est de l'ordre de $\pm 1 \%$. Le fluide doit être dépourvu de bulles ou de particules en suspension afin d'éviter la diffusion du faisceau d'ultrasons.

L'intérêt de cette méthode réside avant tout dans son caractère non intrusif : l'ensemble du dispositif étant extérieur à la conduite il ne provoque aucune perte de charge, il est insensible à l'agressivité du fluide, son entretien ou son remplacement sont facilités.

■ Mesure par effet Doppler

Des impulsions ultrasonores de fréquence de répétition F , diffusées par des particules entraînées par un fluide de vitesse U subissent une variation de fréquence ΔF proportionnelle à la vitesse des particules et donc du fluide. La mesure de ΔF permet de connaître U .

Principe physique de la méthode

Soit une source S d'impulsions ultrasonores, de période de répétition T_s , et un récepteur R qui se déplacent le long du même axe Ox avec des vitesses longitudinales respectives v_s et v_r (figure 12.24).

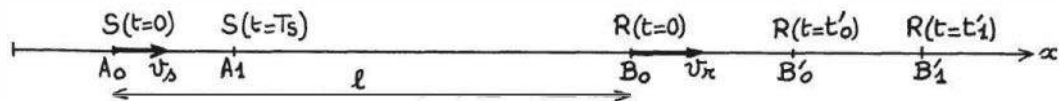


Figure 12.24 – Positions de la source et du récepteur au cours du temps.

À l'instant pris comme origine des temps, la source se trouvant en A_0 et le récepteur en B_0 distants de ℓ , la source émet une impulsion I_0 ; celle-ci atteint à l'instant t'_0 le récepteur qui se trouve alors au point B'_0 tel que $B_0 B'_0 = v_r t'_0$. La distance parcourue par l'impulsion I_0 entre A_0 et B'_0 a pour expression : $c t'_0 = \ell + v_r t'_0$, c étant la célérité du son dans le fluide ; on en déduit :

$$t'_0 = \frac{\ell}{c - v_r}.$$

À l'instant $t_1 = T_s$, la source S émet l'impulsion suivante I_1 ; la source se trouve alors au point A_1 tel que $A_0 A_1 = v_s T_s$. L'impulsion I_1 atteint le récepteur R à l'instant t'_1 alors qu'il se trouve au point B'_1 tel que $B_0 B'_1 = v_r t'_1$. La distance parcourue par l'impulsion pendant l'intervalle de temps $t'_1 - T_s$ entre source et récepteur a pour expression :

$$c (t'_1 - T_s) = \ell - v_s T_s + v_r t'_1$$

dont on tire :

$$t'_1 = \frac{\ell + (c - v_s) T_s}{c - v_r}$$

Pour le récepteur R la période T_r des impulsions reçues est :

$$T_r = t'_1 - t'_0 \quad \text{soit} \quad T_r = \frac{c - v_s}{c - v_r} \cdot T_s$$

ou

$$F_r = \frac{c - v_r}{c - v_s} \cdot F_s.$$

La formule précédente traduit l'effet Doppler ; il est important de noter que v_r et v_s ont des valeurs algébriques liées au sens des mouvements respectifs de la source et du récepteur le long de l'axe Ox :

- v_s est positif si la source se rapproche du récepteur,
- v_r est positif si le récepteur s'éloigne de la source.

Cas particuliers :

Le récepteur est immobile ($v_r = 0$) ; la source se rapproche du récepteur ($v_s > 0$) :

$$F_r = \frac{c}{c - v_s} F_s, \quad F_r > F_s$$

Le récepteur est immobile ($v_r = 0$), la source s'éloigne du récepteur ($v_s < 0$) :

$$F_r = \frac{c}{c + v_s} F_s, \quad F_r < F_s.$$

Mise en œuvre

On considère un fluide en mouvement de vitesse U et contenant des particules en suspension.

Une source S émet un faisceau d'ultrasons dont la direction fait un angle θ avec la vitesse U ; un récepteur R reçoit une fraction du faisceau réfléchi par une particule P entraînée à la vitesse U du fluide et passant dans le champ du faisceau (figure 12.25).

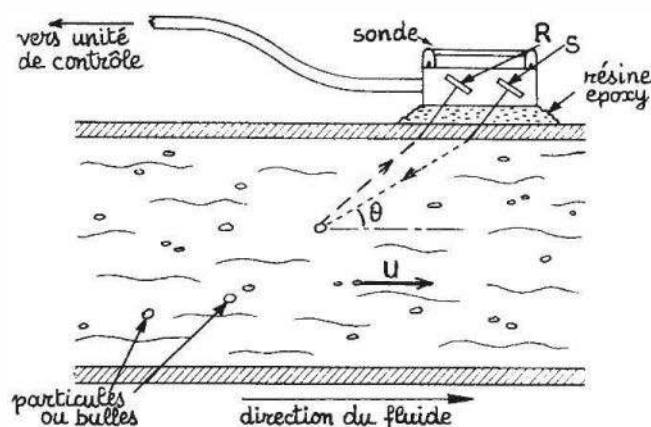


Figure 12.25 – Débitmètre ultrasonique à effet Doppler.

Soit un référentiel \mathcal{R} lié au fluide et dans lequel la particule P est donc immobile. Dans ce référentiel :

- la source S se rapproche de P avec la vitesse longitudinale $v_s = U \cos \theta$;
- la particule P qui est le récepteur est immobile ($v_r = 0$).

La fréquence F_p reçue par la particule est donc :

$$F_p = \frac{c}{c - U \cos \theta} F_s \cong F_s \left(1 + \frac{U \cos \theta}{c} \right) \quad \text{car} \quad \frac{U \cos \theta}{c} \ll 1$$

La particule P réfléchit le signal de fréquence F_p qu'elle reçoit et se comporte donc comme une source vis-à-vis du récepteur R . Dans le référentiel \mathcal{R} lié à P :

- la vitesse de P , comme source, est nulle : $v_s = 0$;
- la vitesse du récepteur R est $v_r = -U \cos \theta$.

La fréquence F_r reçue par le récepteur est donc :

$$F_r = \frac{c + U \cos \theta}{c} F_p = \left(1 + \frac{U \cos \theta}{c} \right) F_p$$

Des équations précédentes on déduit :

$$F_r = \left(1 + \frac{U \cos \theta}{c} \right)^2 F_s \cong \left(1 + \frac{2U \cos \theta}{c} \right) F_s$$

soit :

$$\frac{F_r - F_s}{F_s} = \frac{\Delta F}{F_s} = \frac{2U \cos \theta}{c}$$

ΔF est mesuré par battement entre signal de source (F_s) et signal reçu (F_r).

L'effet Doppler exige des fluides chargés en particules ou bulles. L'étendue de mesure est comprise entre 0–1 m/s et 0–15 m/s, la limite de détection voisine de 0,1 m/s. L'appareil, étalonné sur site, a une précision de l'ordre de 2 % P.E. Les avantages sont ceux des méthodes non-intrusives : pas de perte de charge, insensibilité à la nature chimique du fluide, facilité de maintenance ; par contre la mesure dépend de c : elle est donc sensible à la température.

12.3.6 Débitmétrie par traceurs radioactifs

L'emploi de traceurs permet une mesure indépendante des propriétés physiques du fluide. Cependant, cette technique ne permet pas une mesure continue du débit : elle est utilisée, en particulier, pour l'étalonnage d'autres débitmètres montés sur la même conduite.

Méthode de dilution à débit constant

Le traceur, à la concentration C_o , est injecté avec un débit q constant dans la conduite dont le débit Q est inconnu. Au point de mesure, suffisamment en aval pour que le traceur se soit parfaitement mélangé au fluide étudié, sa concentration C est telle que :

$$qC_o = (Q + q)C$$

d'où le débit :

$$Q = q \frac{C_o}{C} \quad \text{car} \quad q \ll Q$$

Les concentrations C_0 et C du traceur radioactif sont déterminées par la prise d'échantillons dont on détermine l'activité au moyen d'un détecteur approprié au rayonnement nucléaire du traceur.

Méthode du double pic

Une injection brève de traceur radioactif est effectuée dans la conduite en amont de deux points de mesure A_1 et A_2 , distants de L et équipés chacun d'un détecteur de rayonnement nucléaire. On détermine les instants successifs t_1 et t_2 où la radioactivité et donc la concentration du traceur deviennent maximales en A_1 puis en A_2 ; on en déduit la vitesse U de l'écoulement, supposée uniforme sur une section de la conduite, et le débit correspondant Q , si l'aire S de cette section est connue :

$$U = \frac{L}{t_2 - t_1} \quad \text{et} \quad Q = SU$$

Exemples de traceurs radioactifs et de détecteurs (Chap. 16) :

- pour les gaz : ^{85}Kr émetteur de particules β^- détectables par un compteur Geiger-Muller ;
- pour les liquides : ^{24}Na qui émet un rayonnement γ détecté au moyen d'un scintillateur, par exemple.

12.3.7 Débitmètre massique thermique

Principe

Le dispositif de mesure, désigné comme capteur, est constitué d'une conduite métallique mince, de faible diamètre, à l'extérieur de laquelle est bobiné un élément chauffant et, symétriquement, de part et d'autre de ce dernier, sont fixés deux capteurs de température indiquant respectivement la température T_1 en amont et la température T_2 en aval du circuit de chauffage (*figure 12.26a*). Lorsque le débit est nul, l'échauffement est symétrique et $T_1 = T_2$; lorsqu'il y a débit, T_1 diminue et T_2 augmente : l'écart $\Delta T = T_2 - T_1$ est proportionnel au débit massique Q_m (*figure 12.26b*).

Réalisation

Les capteurs de température peuvent être soit deux thermocouples, soit deux résistances thermométriques constituant deux branches contiguës d'un pont de Wheatstone dont les deux autres résistances sont fixes et dont la tension de déséquilibre est le signal de mesure. Dans un autre type de réalisation, les fonctions de chauffage et de mesure de ΔT sont assurées simultanément par les deux résistances thermométriques, parcourues par un courant suffisant pour chauffer le fluide (*figure 12.26c*).

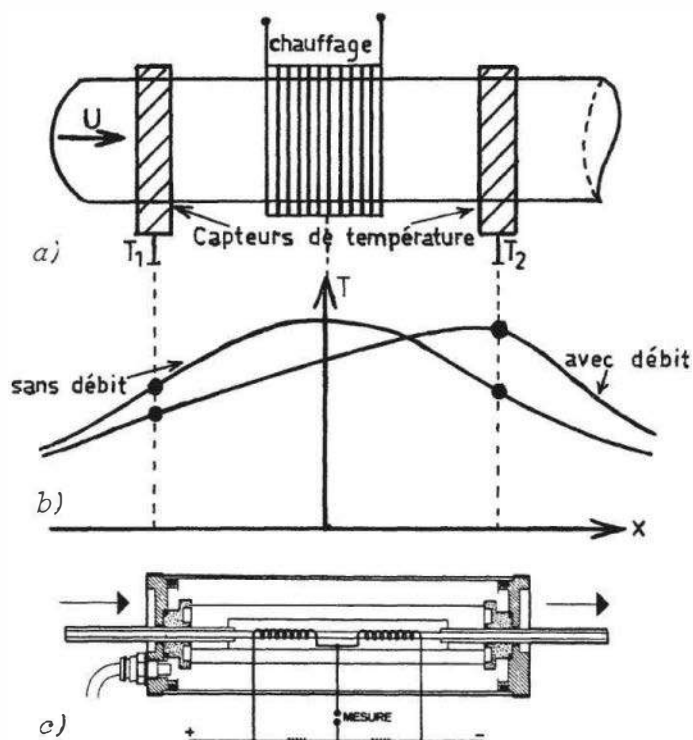


Figure 12.26 – Débitmètre massique thermique :
 a) principe de constitution ; b) répartition des températures de part et d'autre de la bobine de chauffage ; c) montage où circuits de chauffage et de mesure sont confondus (Doc. Setaram).

Exemple de caractéristiques métrologiques : capteur U70 (fabricant Setaram)

- Débit maximal : 5 l/h pour l'air dans les conditions normales ; le débit maximal est inversement proportionnel à la pression : 0,05 l/h sous 100 bars, 50 l/h sous 0,1 bar.
- Pour un gaz autre que l'air, le débit maximal s'obtient en divisant le débit maximal pour l'air par le rapport de la chaleur spécifique volumique du gaz à celle de l'air.
- Seuil de mesure : 1/10 000 du débit maximal, soit 0,5 cm³/h.
- Précision : 0,5 à 1,5 % selon le gaz d'étalonnage.
- Constante de temps : de 2,5 s à 150 s selon les modèles.
- Perte de charge : 2 Pa pour le débit maximal d'air à pression normale.

Quand le débit à mesurer est supérieur au débit maximal du capteur, on lui associe une conduite de dérivation dont les dimensions sont choisies de façon qu'il y ait un rapport constant entre le débit total et le débit mesuré par le capteur.

12.3.8 Débitmètre massique à force de Coriolis

On établit en Mécanique qu'une masse m de vitesse relative \vec{v}_r par rapport à un système lui-même entraîné par un mouvement de rotation $\vec{\Omega}$ est soumise à une force \vec{f}_c dite de Coriolis et d'expression :

$$\vec{f}_c = 2m \vec{\Omega} \wedge \vec{v}_r$$

Le fluide dont on veut mesurer le débit massique Q_m parcourt à la vitesse \vec{v}_r un tube de mesure en forme de U (figure 12.27) ; ce tube est mis en oscillation autour d'un axe OO' perpendiculaire aux branches du U : sa vitesse angulaire instantanée est $\vec{\Omega}$.

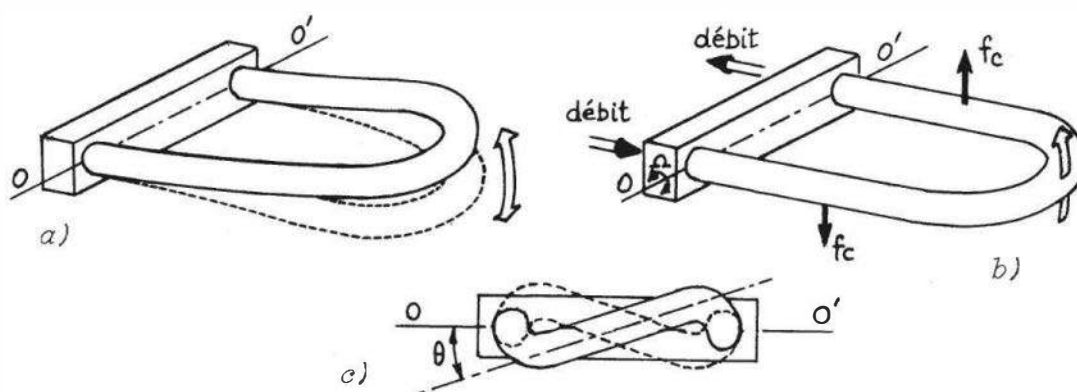


Figure 12.27 – Débitmètre massique à force de Coriolis :
 a) oscillation imposée au conduit de mesure ; b) direction des forces de Coriolis ;
 c) oscillation de torsion résultante.

Soit :

- ρ la masse volumique du fluide,
- A , la section du tube en U ; L la longueur d'une branche du U ,
- d , l'écartement des branches du U .

On établit aisément les expressions suivantes :

- débit massique $Q_m = \rho A v_r$,
- masse contenue dans une branche du U : $m = \rho A L$,
- force de Coriolis sur une branche du U : $f_c = 2 \rho A L \Omega v_r = 2 Q_m L \Omega$,
- couple formé par les forces de Coriolis agissant sur le fluide dans deux branches du U (vitesse v_r et $-v_r$)

$$\Gamma_c = 2 Q_m \Omega L d.$$

Sous l'effet du couple Γ_c dû aux forces de Coriolis, les deux branches du U subissent une torsion d'angle θ , équilibrée par le couple de rappel élastique $\Gamma_e = k\theta$. On en déduit à l'équilibre :

$$\theta = \frac{2 Q_m \Omega L d}{k} \quad \text{soit} \quad Q_m = \frac{k \theta}{2 \Omega L d}$$

La vitesse angulaire Ω étant fonction du temps, il en est de même de l'angle θ ; ce dernier est mesuré par des capteurs de proximité dont les signaux, après traitement, permettent d'obtenir une tension proportionnelle au débit massique Q_m .

L'indication fournie est indépendante des propriétés électriques du fluide et la détermination de Q_m ne nécessite pas la connaissance préalable de sa densité, de sa viscosité, de sa pression et de sa température. Ce capteur est donc en particulier

utilisable pour les fluides isolants, chargés (mélanges liquide-solide), biphasiques (émulsions), non-newtoniens (dont la viscosité dépend de la vitesse). Les étendues de mesure sont de 3 kg/h à 700 tonnes/heure et la précision est de 0,4 % de la pleine échelle.

12.4 Mesure et détection de niveau

La conduite des opérations de transfert et de stockage de liquides dans des réservoirs requiert que puisse être apprécié l'état de leur remplissage, c'est-à-dire le niveau qu'y atteint le produit présent. La saisie d'information relative au niveau peut être effectuée sous deux formes : la mesure continue ou la détection de seuils.

En mesure continue, un capteur et son conditionneur délivrent un signal dont l'amplitude ou la fréquence traduisent la valeur du niveau de liquide dans le réservoir : à chaque instant, l'opérateur peut donc connaître le volume exact de produit présent ou le volume de stockage encore disponible.

En détection, le dispositif détecteur, constitué en fait d'un capteur, délivre une information binaire signalant qu'un niveau seuil déterminé est ou non atteint : la détection d'un niveau haut permet de stopper un remplissage, évitant le débordement ; la détection d'un niveau bas arrête l'extraction du produit, assurant une réserve minimale dans la cuve et évitant la marche à vide des pompes. L'association de deux détecteurs de seuil, haut et bas respectivement, permet d'automatiser les opérations de remplissage et d'extraction des cuves.

À partir des multiples principes mis en œuvre, applicables aussi bien en mesure qu'en détection, on peut opérer un classement des méthodes les plus usitées :

- méthodes hydrostatiques avec traduction électrique ;
- méthodes basées sur une propriété électrique du liquide ;
- méthodes utilisant l'interaction d'un rayonnement avec le liquide.

Le choix d'une méthode appropriée amène à prendre en compte :

- les propriétés physiques et chimiques du liquide ainsi que leurs variations éventuelles : conductivité, constante diélectrique, masse volumique, viscosité, formation de mousse, caractère corrosif ;
- les conditions de stockage : température, pression, présence d'un agitateur ;
- les facilités d'implantation.

12.4.1 Méthodes hydrostatiques

L'indication fournie par les dispositifs utilisés est une fonction continue de la hauteur de liquide ; elle est indépendante de ses propriétés électriques mais dépend, sauf pour le flotteur, de la masse volumique du liquide.

Un **flotteur** (*figure 12.28a*), qui se maintient à la surface du liquide, est rendu solidaire, par câble et poulies, d'un capteur de position analogique (potentiomètre circulaire) ou digital (roue codée) qui délivre le signal électrique correspondant au niveau.

Un **plongeur** (figure 12.28b) est un cylindre immergé dont la hauteur est au moins égale à la hauteur maximale du liquide dans le réservoir. Le plongeur est suspendu à un capteur dynamométrique qui se trouve soumis à une force F , (poids apparent), fonction de la hauteur h du liquide :

$$F = P - \rho g S h$$

où P est le poids du plongeur, S est l'aire de sa section, et $\rho g S h$ est la poussée d'Archimède s'exerçant sur le volume immergé du plongeur (ρ : densité du liquide, g : accélération de la pesanteur).

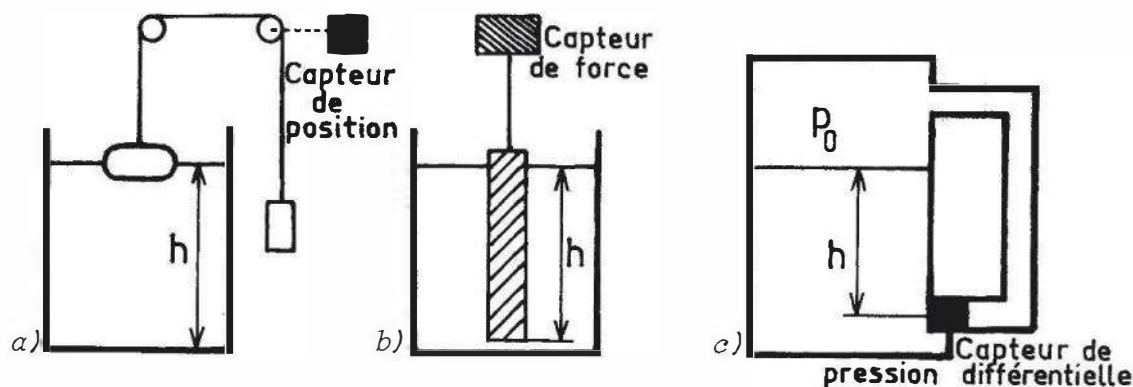


Figure 12.28 – Méthodes hydrostatiques de mesure de niveau : a) flotteur ; b) plongeur ; c) capteur de pression différentielle.

Un **capteur de pression différentielle** est placé à la base du réservoir (figure 12.28c) où la pression p a pour valeur :

$$p = p_0 + \rho g h$$

- p_0 étant la pression au sommet du réservoir, égale ou non, selon les cas, à la pression atmosphérique,
- $\rho g h$ est la pression hydrostatique due à la hauteur h de liquide de densité ρ , l'accélération de la pesanteur étant g .

Le capteur a pour corps d'épreuve une membrane soumise sur l'une de ses faces à la pression p et sur l'autre face à la pression p_0 . La déformation de la membrane, convertie en signal électrique, est proportionnelle au niveau h . Dans le cas où le niveau est connu par ailleurs, la mesure de p permet la détermination de la masse volumique ρ .

Cet appareillage de faible encombrement pose moins de problèmes d'implantation que les deux précédents et il peut être utilisé en présence d'un agitateur.

12.4.2 Méthodes électriques

Ce sont les seules méthodes employant des capteurs spécifiques, c'est-à-dire traduisant directement le niveau en signal électrique ; leur intérêt réside dans la simplicité des dispositifs et la facilité de leur mise en œuvre.

■ Capteur conductimétrique

Il est utilisable uniquement avec des liquides conducteurs (conductance minimale de l'ordre de $50 \mu\text{S}$), non corrosifs et n'ayant pas en suspension une phase isolante (huile par exemple).

La sonde est formée de deux électrodes cylindriques, le rôle de l'une d'elles pouvant être assuré par le réservoir lorsqu'il est métallique. La sonde est alimentée par une faible tension ($\approx 10 \text{ V}$) alternative afin d'éviter la polarisation des électrodes (figure 12.29).

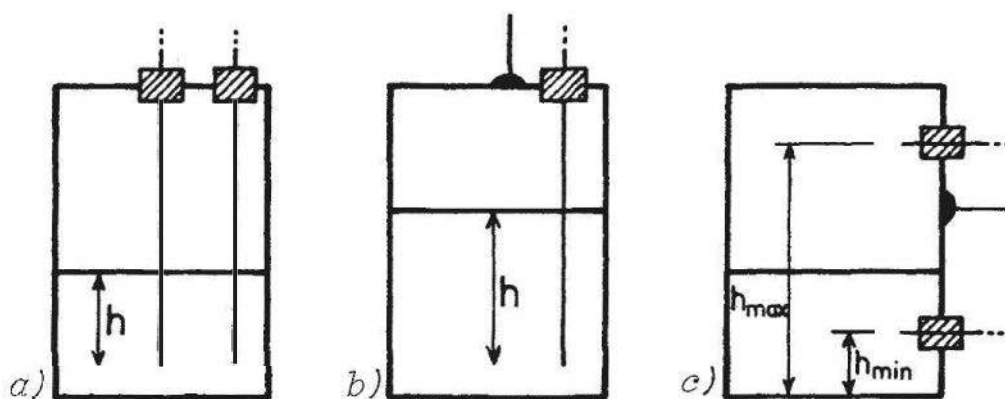


Figure 12.29 – Sondes conductimétriques; mesure de niveau : a) par deux électrodes (cuve isolante); b) par une électrode (cuve conductrice); c) détecteurs de niveau (cuve conductrice).

En mesure continue, la sonde est placée verticalement et sa longueur s'étend sur toute la plage de variation de niveau : le courant électrique qui circule est d'amplitude proportionnelle à la longueur d'électrode immergée, mais sa valeur dépend de la conductivité du liquide.

En détection, on peut, par exemple, placer une sonde courte horizontalement au niveau seuil : un courant électrique d'amplitude constante s'établit dès que le liquide atteint la sonde.

■ Capteur capacitif

Lorsque le liquide est isolant, un condensateur est réalisé soit par deux électrodes cylindriques, soit par une électrode et la paroi du réservoir si celui-ci est métallique. Le diélectrique est le liquide dans la partie immergée, l'air en dehors.

L'implantation des électrodes pour mesure en continu ou en détection s'effectue comme pour le capteur conductimétrique.

La mesure ou la détection de niveau se ramène à la mise en évidence d'une variation de capacité qui est d'autant plus importante que la constante diélectrique ϵ_r du liquide est supérieure à celle de l'air ; on prend généralement comme condition d'emploi de la méthode $\epsilon_r > 2$. Dans le cas d'un liquide conducteur, on utilise une seule électrode recouverte d'un matériau isolant qui constitue le diélectrique du condensateur dont l'autre armature est formée par le contact du liquide conducteur.

12.4.3 Méthodes basées sur l'utilisation de rayonnements

L'intérêt de ces méthodes est de permettre des mesures sans contact avec le liquide ; elles sont donc adaptées à des conditions sévères telles que :

- haute température ;
- haute pression ;
- produits corrosifs.

■ Mesure par absorption de rayonnement γ (§ 16.1.2)

La source et le détecteur sont placés à l'extérieur, de part et d'autre du réservoir ; cette disposition est particulièrement adaptée au cas de liquides très corrosifs ou sous haute pression ou à haute température. La source est un émetteur γ : ^{60}Co ($T : 5,3$ ans) ou ^{137}Cs ($T : 33$ ans). Le détecteur est soit une chambre d'ionisation (§ 16.2.2) soit un ou plusieurs tubes Geiger-Muller (§ 16.2.4).

En détection de niveau (*figure 16.1c*), la source et le détecteur sont placés en regard, au niveau du seuil à signaler. La source, convenablement collimatée émet vers le détecteur un faisceau γ étroit et de faible divergence. Selon que le niveau du liquide est supérieur ou inférieur au seuil, le faisceau γ est ou non atténué par le liquide, ce qui est traduit en un signal électrique binaire par le détecteur.

En mesure continue (*figure 16.1c*), le blindage de la source est réalisé de façon qu'il y ait émission d'un faisceau avec un angle d'ouverture tel qu'il balaie la hauteur totale du réservoir d'une part et du détecteur d'autre part. La montée du liquide dans le réservoir réduit progressivement l'intensité de dose reçue par le détecteur dont le courant de sortie décroît donc de façon continue, à mesure qu'augmente le niveau.

■ Mesure par ondes acoustiques

Un transducteur acoustique fonctionnant successivement en émetteur puis en récepteur est placé au sommet du réservoir ; il envoie, dans un cône de faible ouverture, des trains d'ondes acoustiques qui, après réflexion sur la surface du liquide, retournent vers ce même transducteur qui les convertit en signal électrique afin de mesurer leur décalage temporel Δt .

Le transducteur est une céramique piézoélectrique pour les ondes ultrasonores (40 kHz par exemple), il est de type électrodynamique pour les ondes sonores (10 kHz par exemple). Les ondes sonores qui sont moins atténuées par la propagation trouvent application pour la mesure de distances importantes, de 10 à 30 m, alors que les ondes ultrasonores procurent aux distances plus courtes une précision de mesure supérieure.

L'intervalle de temps Δt entre émission et réception du train d'ondes réfléchi est proportionnel à la distance d du transducteur à la surface du liquide : il est donc fonction du niveau. On a : $\Delta t = 2d / v$ où v est la vitesse du son dans le milieu gazeux où il se propage ; v dépend de la composition chimique de ce milieu, de sa pression et de sa température ; de façon générale on a : $v(T) = A \cdot \sqrt{T}$ où A est une valeur caractéristique du gaz et T sa température Kelvin ; ainsi, pour l'air à la pression atmosphérique normale on a : $v(T) = 20,04 \cdot \sqrt{T}$ où v en m/s.

La température doit donc être mesurée en permanence afin que puisse être faite la correction nécessaire.

D'autre part, la présence de mousse sur la surface liquide ou de vapeur dans l'espace gazeux peut entraîner une atténuation du signal sonore ou même des réflexions parasites.

■ Mesure par micro-ondes

Ces capteurs, utilisant des ondes électromagnétiques du domaine hyperfréquence (6,4 GHz en bande C ou 24 GHz en bande K, par exemple.) sont des radars.

Comme les capteurs acoustiques, ils mesurent l'intervalle de temps Δt entre l'émission d'un signal, ici micro-onde, et la réception du même signal réfléchi par la surface du liquide ; la distance d de la surface liquide en est déduite : $d = c \cdot \Delta t / 2$ où c est la vitesse de propagation de l'onde électromagnétique dans l'atmosphère au dessus du liquide qui doit être connue avec précision.

□ Vitesse de propagation de l'onde

La vitesse c d'une onde électromagnétique, comme celle de la lumière, dépend du milieu de propagation ; on a la relation :

$$c = 1/\sqrt{\mu\epsilon}$$

où μ est la perméabilité magnétique du milieu et ϵ est sa permittivité diélectrique. On pose : $\mu = \mu_0\mu_r$ où $\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m est la perméabilité magnétique du vide et μ_r est la perméabilité relative du milieu ;

de même : $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r$ où $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ F/m est la permittivité diélectrique du vide et ϵ_r est la permittivité relative ou constante diélectrique du milieu.

Dans le vide : $\mu_r = 1$ et $\epsilon_r = 1$ d'où $c = c_0 = 1/\sqrt{\mu_0\epsilon_0} = 300\,000$ km/s.

On peut donc écrire : $c = c_0/\sqrt{\mu_r\epsilon_r}$

Dans le cas des gaz, on a généralement $\mu_r = 1$ et c'est la permittivité ϵ_r qui détermine la vitesse c et ses variations. Ainsi, pour l'air dans les conditions normales, $\epsilon_r = 1,0006$ d'où une vitesse de propagation c , pratiquement égale à c_0 , à 0,03 % près.

Dans le cas général, ϵ_r dépend de la nature du gaz, de sa température T (K) et de sa pression p ; on peut écrire : $\epsilon_r(T,p) = 1 + (\epsilon_{r,n} - 1) \cdot T_n \cdot p / T \cdot p_n$ où $\epsilon_{r,n}$ est la permittivité relative dans les conditions normales : $T = T_n = 273$ K et $p = p_n = 1$ bar.

□ Influence de la température

Dans les conditions normales, pour l'air : $\epsilon_{r,n} = 1 + 6 \cdot 10^{-4}$; à $T = 2\,000$ K, on vérifie que : $\epsilon_r = 1 + 8 \cdot 10^{-5}$ et que $c = c_0$ à $4 \cdot 10^{-5}$ près. L'influence de la température sur la vitesse de propagation est tout à fait négligeable.

□ Influence de la pression

De l'expression précédente de $\epsilon_r(T,p)$ ressort une influence marquée de la pression p sur la permittivité et donc sur la vitesse de propagation c . Ainsi, pour $p = 10$ bars, l'écart entre c et c_0 est de 0,28 % et il atteint 2,8 % pour $p = 100$ bars.

Dans chaque cas cependant, cette vitesse peut être déterminée par un étalonnage préalable : mesure de Δt pour une distance d de référence.

□ Antennes

La propagation de l'onde émise puis réfléchiée peut s'effectuer selon deux modes : en espace libre ou guidée. Dans le premier cas, une antenne, parabolique ou conique, émet le signal dans l'espace environnant avec le risque de réflexions parasites, sur les parois du réservoir par exemple. Dans le cas d'ondes guidées, l'onde est émise par la source vers un guide d'onde (tige, câble coaxial, fil simple ou double) plongeant dans le liquide, l'onde réfléchiée étant en retour, ramenée par le même guide vers le récepteur. L'utilisation d'un guide d'onde entraîne une meilleure focalisation de l'onde sur la surface du liquide et permet des mesures dans des cuves étroites et encombrées sans risque de réflexions parasites. Ce dispositif doit cependant être évité dans le cas de liquides visqueux risquant d'encrasser le guide et de provoquer des réflexions parasites.

Remarque : Parmi les méthodes de mesure de niveau de liquides précédemment décrites, certaines sont applicables au cas des solides ; il s'agit en particulier :

- de la méthode capacitive, valable pour les solides pulvérulents et isolants ;
- des méthodes utilisant un rayonnement.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Acheson D.J., *Elementary Fluid Dynamics*, Oxford, Oxford University Press, 1990.
- Bruun H., *Hot Wire Anemometry, principles and signal analysis*, Oxford, Oxford University Press, 1995.
- Eckert E., Goldstein R., *Measurements in heat transfer*, New-York, Hemisphere Publ Corp., 1976.
- Faber T.E., *Fluid dynamics for Physicists*, New York, Cambridge University Press, 1995.
- Ouziaux R., Perrier J., *Mécanique des fluides appliquée*, Paris, Dunod, 1998.
- Richards B.E., *Measurement of unsteady fluid dynamic phenomena*, Von Karman Institute, Lecture Serie n° 73, New-York, Hemisphere Publ. Corp., 1977.

■ Périodiques et publications diverses

- Comte-Bellot G., « Hot-wire anemometry », *Annual Review of Fluid Mechanics*, 8, 1976, p. 209.
- Caviglio J., « Sur les méthodes de l'anémométrie par fil chaud des écoulements turbulents compressibles de gaz », *J. Meca. Appl.* 2, 1978, p. 449.

- Devine P., *Radar Level Measurement. The users guide*. Vega Controls, 2000
- Elwenspoek M., Lammerink T., « Theory of thermal flow sensors », *Euroensors 13*, 1999.
- Glaninger A. et al., « Wide range semiconductor flow sensors », *Sensors and Actuators A*, 85, 2000, p. 139.
- Mailly F. et al., « Anemometer with hot platinum thin film », *Sensors and Actuators A*, 94, 2001, p. 32.
- Oosterbroek R. et al., « A micromachined pressure, flow sensor », *Sensors and Actuators A*, 77, 1999, p. 167.
- Raatikainen P. et al., « Fiber optic liquide-level sensor », *Sensors and Actuators A*, 58, 1997, p. 93.
- Sabaté N. et al., « Multi-range silicon micromachined flow sensor », *Sensors and Actuators A*, 110, 2004, p. 282.
- Tokudai Neda et al., « A polysilicon flow sensor for gas flow meters », *Sensors and Actuators A*, 54, 1996, p. 626.

13 • CAPTEURS DE PRESSION DE FLUIDES

La pression, tout comme la température, la vitesse ou le débit, intervient, en tant que variable, dans les phénomènes liés aux fluides liquides ou gazeux ; de même les corps solides exercent ou subissent des pressions. De ce fait, la pression est un paramètre important dans des disciplines aussi variées que la thermodynamique, l'aérodynamique, l'acoustique, la mécanique des fluides, la mécanique des sols, la biophysique, etc.

Ces disciplines se rapportent à l'ensemble de nos activités mais si l'on ne considère que les applications industrielles, où se posent, surtout, les problèmes de mesure, dont la mesure de pression, on constate déjà qu'à lui seul le domaine énergétique absorbe une grande partie des capteurs de pression produits. C'est évident car les installations hydrauliques, thermiques, nucléaires, etc. fournissant l'énergie mécanique, thermique ou électrique, nécessitent la scrutation, la surveillance permanente des pressions à ne pas dépasser, ce dépassement pouvant entraîner la détérioration d'enceintes et canalisations sans parler du risque d'éclatement des parois et d'accidents graves pouvant en découler.

Paramètre important, la pression intervient dans le contrôle et la commande des unités de production automatisées ou pilotées par des opérateurs humains. Sa mesure sert aussi, en robotique, soit directement dans les asservissements, soit indirectement comme un succédané du toucher (peau artificielle par exemple) pour la reconnaissance des formes ou la détermination des forces de préhension.

Toutes ces activités font appel à des chaînes instrumentales dont les capteurs de pression sont le premier maillon. Celui-ci délivre les données relatives aux pressions de l'air comprimé, des gaz, de la vapeur, de l'huile ou autres fluides, déterminant le bon fonctionnement de machines, mécanismes ou systèmes conditionnant le déroulement d'un processus.

La variété des besoins exprimés – chaque capteur devant s'adapter aussi parfaitement que possible au problème posé, qu'il s'agisse de la production, du transport ou de la recherche – entraîne, certes, une grande diversité des capteurs. Cette diversité est due également au fait que la grandeur « pression » recouvre un domaine très étendu allant de l'ultra-vide aux ultra-hautes pressions. Elle peut être exprimée en valeur absolue (par rapport au vide) ou en valeur relative (par rapport à la pression atmosphérique) ; elle peut représenter aussi une différence, de valeur quelconque, entre deux pressions. Elle peut concerner, enfin, différents milieux et fluides dont les caractéristiques physiques (température par exemple) ou chimiques (risque de corrosion) sont très variées.

13.1 Généralités

13.1.1 La pression, grandeur physique

Un corps liquide ou gazeux enfermé dans un récipient, qu'il remplit entièrement, exerce sur toutes les parois de celui-ci une force dite de pression. Celle-ci dépend de la nature du fluide, du volume qu'il occupe avant et après remplissage c'est-à-dire des conditions de transfert et, enfin, de la température.

Du point de vue phénoménologique la pression p , en tant que paramètre macroscopique, se définit à partir de la force dF , exercée normalement à un élément de surface ds de la paroi, par le fluide contenu dans le récipient ; p , dF et ds sont liés par la relation :

$$p = \frac{dF}{ds}.$$

Ce quotient est indépendant de l'orientation de la surface élémentaire ds et ne dépend que de sa position dans le fluide.

Les fluides sont, également, soumis à la force de pesanteur : c'est pourquoi, dans le cas d'une colonne liquide par exemple, contenue dans un tube ouvert, placé verticalement, la pression en un point M , à la distance h de la surface libre, est égale à la pression atmosphérique p_0 augmentée du poids de la colonne s'exerçant sur l'unité de surface, soit :

$$p = p_0 + \rho gh$$

ρ étant la masse volumique du fluide et g l'accélération de la pesanteur à l'endroit de la mesure. De même, pour un fluide soumis à une accélération quelconque, il y a lieu de tenir compte de l'influence de la force d'inertie sur la pression.

13.1.2 Unités

La relation $p = dF/ds$ définit, à la fois, la pression et l'unité de pression en tant qu'unité dérivée. Cette unité, le pascal (Pa), correspond dans le Système International (S.I.) à une pression uniforme exerçant sur une surface de un mètre carré, une force totale de un newton.

La pression d'un pascal étant relativement faible on utilise de préférence pour la mesure des pressions dans l'industrie son multiple, le bar, valant 10^5 Pa.

La pression atmosphérique normale correspond à une hauteur de colonne de mercure de 760 mm à 0°C et sous l'accélération normale de la pesanteur $g = 9,8066 \text{ m/s}^2$. Elle est égale à 101 325 Pa et est exprimée souvent en millibars, un millibar étant égal à 100 Pa.

Le tableau d'équivalences entre les diverses unités effectivement utilisées (*tableau 13.1*) indique également, pour chaque unité, la valeur de la pression atmosphérique normale, définie ci-dessus. Celle-ci est toujours mesurée par rapport au vide. Pour d'autres fluides il faut préciser, chaque fois, si l'indication correspond à la mesure d'une pression absolue (par rapport au vide), d'une pression relative (le plus souvent par rapport à la pression atmosphérique) ou, encore, s'il s'agit d'une comparaison entre deux pressions, d'une pression différentielle. Suivant le type de la mesure et donc de l'instrument utilisé, le zéro de l'indication correspond au vide, à la pression atmosphérique ou à une autre pression connue utilisée comme référence,

© Dunod. La photocopie non autorisée est un délit.

Tableau 13.1 – Équivalences entre les diverses unités de pression (*).

UNITÉS DE PRESSION	pascal (Pa)	bar (b)	kgf/cm ²	atmosphère	cm d'eau (10)	mm Hg	mb	inch Hg	psi	barye (9)
1 pascal (1)	1	10 ⁻⁵	1,02.10 ⁻⁵	0,9869.10 ⁻⁵	1,02.10 ⁻²	0,75.10 ⁻²	10 ⁻²	0,2953.10 ⁻³	0,1451.10 ⁻³	10
1 bar (2)	10 ⁵	1	1,02	0,9869	1 020	750	1 000	29,53	14,51	10 ⁶
1 kgf/cm ² (3)	98.10 ³	0,980	1	0,986	1 000	735	980	28,96	14,22	0,98.10 ⁶
1 atmosphère (4)	101 325	1,013	1,033	1	1 033	760	1 013	29,92	14,70	1,01327.10 ⁶
1 gramme par cm carré (ou cm d'eau)	98	98.10 ⁻⁵	10 ⁻³	0,968.10 ⁻³	1	0,735	0,98	0,02896	0,01422	0,98.10 ³
1 millimètre de mercure (5)	133,3	13,33.10 ⁻⁴	1,36.10 ⁻³	1,315.10 ⁻³	1,36	1	1,333	0,03937	0,01934	1,333.10 ⁴
1 millibar (6)	100	1.10 ⁻³	1,02.10 ⁻³	0,9869.10 ⁻³	1,02	0,750	1	0,02953	0,01451	1.10 ³
1 inch of mercury (7)	3 386	33,86.10 ⁻³	0,03453	0,03345	34,53	25,4	33,86	1	0,4910	3,386.10 ⁴
1 pound per square inch (8)	6 890	6,89.10 ⁻²	0,07031	0,068	70,3	51,75	68,947	2,041	1	6,89.10 ⁴
1 barye (9)	0,1	10 ⁻⁶	1,02.10 ⁻⁶	0,9869.10 ⁻⁶	1,02.10 ⁻³	7,501.10 ⁻⁴	10 ⁻³	0,2953.10 ⁻⁴	0,1451.10 ⁻⁴	1

(1) Unité S.I. (Pression uniforme qui agissant sur une surface plane de 1 mètre carré, exerce perpendiculairement à cette surface une force totale de 1 newton).

(2) Le bar équivaut à l'hectopièze multiple décimal de l'unité du système MTS.

(3) Ancienne unité pratique dont l'usage est prohibé.

(4) Pression atmosphérique normale (0,76 mètre de mercure à 0 °C, sous l'accélération normale de la pesanteur $g = 9,8066 \text{ m/s}^2$).

(5) Pour une densité de mercure de 13,59593. Dans le domaine du vide on désigne 1 mmHg comme une unité spécifique le Torr.

(6) Unité de pression barométrique.

(7) Pouce de mercure (in.Hg).

(8) Livre par pouce carré (psi).

(9) Unité C.G.S. (dyne par centimètre carré).

(10) 10 mètres de colonne d'eau équivaut à 10³ g/cm².

(*) Erreur relative commise en utilisant certains facteurs de ce tableau inférieure à 0,1 %.

ou, encore, à l'égalité de deux pressions, l'indication pouvant dans ce dernier cas prendre une valeur positive (surpression relative) ou négative (dépression relative).

13.2 Principes de la mesure

13.2.1 Fluide immobile

Pour un fluide immobile, la mesure de la pression se ramène à la mesure de la force F s'exerçant sur la surface s d'une paroi de séparation de deux milieux dont l'un contient le fluide, objet de la mesure. On peut considérer trois cas :

- la mesure à travers une prise de pression, dite à la paroi, constituée habituellement par un orifice de section droite circulaire percé dans la paroi, prise reliée à un instrument de mesure ;
- la mesure directe de la déformation de la paroi soumise à l'action de la pression ;
- et enfin, la mesure au moyen d'un capteur de pression convertissant le signal d'entrée, pression, en un signal de sortie électrique contenant l'information relative à la valeur de la pression et à sa variation dans le temps.

■ Prise de pression

Étant donnée la possibilité d'utiliser comme instrument de mesure un capteur placé aussi près que possible de la paroi, l'erreur de mesure dite erreur de discrétion due à la présence de l'instrument de mesure est faible, à condition que le volume mort de la prise (canal) et, éventuellement, du capteur soit négligeable par rapport au volume total du fluide en pression ou en dépression.

■ Mesure directe de la pression

En fixant sur la paroi d'une enceinte ou d'un tube sous pression des jauges extensométriques (chapitre 8), on peut mesurer directement leur déformation en fonction de la pression appliquée.

Un tube, en particulier, peut jouer le rôle d'un véritable corps d'épreuve, se déformant sous l'influence de la pression ; cependant, il peut également subir des déformations par suite de la variation des conditions d'ambiance (contraintes mécaniques ou thermiques) modifiant sa géométrie ou les propriétés des matériaux (variation du module d'élasticité Y en fonction de la température, par exemple).

S'il s'agit d'une canalisation, il est donc préférable de réaliser un tube manométrique spécial inséré en série avec la conduite explorée. Un tel tube peut, grâce au choix convenable du matériau, concilier une grande déformation, permettant d'accroître la sensibilité, avec les impératifs de la précision qui, elle, dépend de l'absence de fluage (limite élastique élevée), d'un faible coefficient de dilatation, etc.

Ainsi réalisé, le tube de mesure forme en fait un capteur.

■ Capteurs de pression

Le corps d'épreuve d'un capteur de pression est, le plus souvent, un élément dynamométrique dont un paramètre, géométrique par exemple, peut varier sous l'action d'une force $F = p s$.

Dans le cas d'un tube borgne (*figure 13.1*) la pression p appliquée provoque, à la fois, un allongement axial et une dilatation radiale.

En convertissant ces allongements – grandeurs mécaniques intermédiaires – en un signal électrique, un tel tube, équipé avec les moyens de traduction électrique – jauges d'extensométrie par exemple – constitue l'entité capteur.

Les dimensions du tube sont déterminées en fonction de la contrainte maximale admissible ; les déformations se calculent au moyen des formules données *figure 13.1c*.

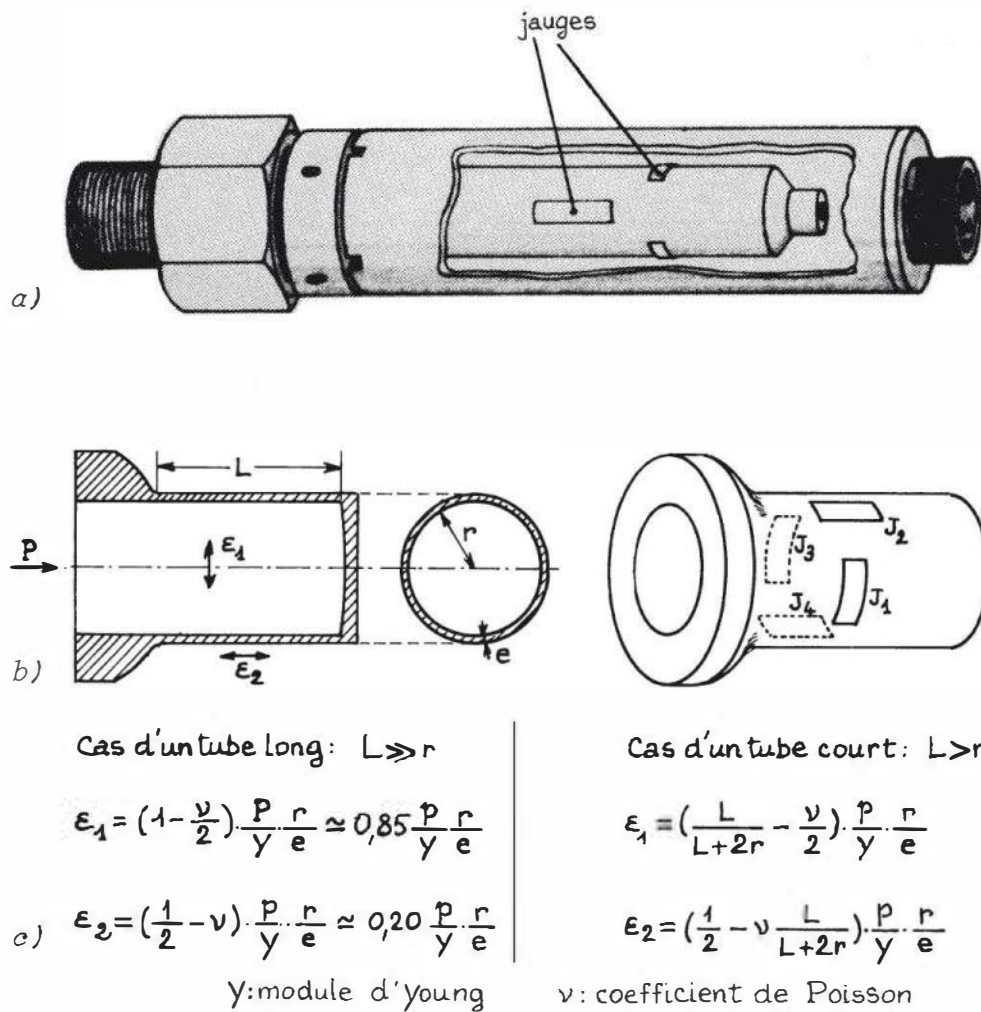


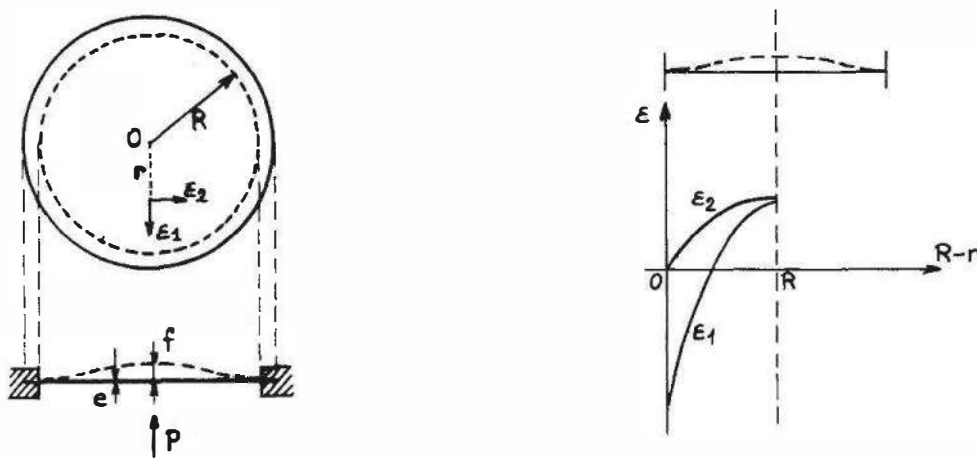
Figure 13.1 – Capteur de pression à tube borgne : a) réalisation ; b) coupes du corps d'épreuve et implantation des jauges ; c) expressions des déformations transversales (ϵ_1) et longitudinales (ϵ_2).

Les capteurs à tube possèdent un volume mort pouvant atteindre quelques centimètres cubes, mais ne varient pratiquement pas car la déformation du tube est faible. La finesse de ce type de capteur est donc bonne car il n'y a pas de réaction de l'instrument sur la pression mesurée, la respiration du capteur (variation de volume pour l'étendue de mesure) étant négligeable (§ 13.3.2).

On peut, également, utiliser comme corps d'épreuve une membrane : à une différence de pression entre ses deux faces correspond une force résultante F et une déformation que l'on peut caractériser :

- en tout point, par ses composantes radiale et tangentielle ;
- au centre, par sa flèche (*figure 13.2*).

Pour une même pression p , la déformation de la membrane est d'autant plus importante que son rayon R est grand et son épaisseur e faible. Si la sensibilité de la mesure augmente avec l'accroissement de la déformation, il en est de même des contraintes internes. La linéarité risque alors d'être affectée ; des phénomènes d'hystérésis dus aux déformations imparfaitement élastiques peuvent, également, apparaître. D'autre part, si le rapport R/e croît, la fréquence propre f_0 , dont l'expression est donnée *figure 13.2*, diminue. Le rapport R/e doit donc être choisi en fonction d'un compromis entre d'une part les contraintes admissibles et d'autre part la fréquence propre que l'on prendra aussi élevée que possible. Ce choix du rapport dépend des caractéristiques du matériau de la membrane et de ses traitements thermiques (*tableau 10.2*).



$$\text{flèche } (r=0) \quad f = \frac{3}{8} (1-\nu^2) \frac{p}{Y} \frac{R^4}{2e^3}$$

$$\text{équation de la déformée} \quad z = \frac{3}{16} (1-\nu^2) \frac{p}{Y} \frac{(R^2-r^2)^2}{e^3}$$

$$\text{déformation radiale} \quad \epsilon_1 = \frac{3}{8} (1-\nu^2) \frac{p}{Y} \frac{R^2-3r^2}{e^2}$$

$$\text{déformation tangentielle} \quad \epsilon_2 = \frac{3}{8} (1-\nu^2) \frac{p}{Y} \frac{R^2-r^2}{e^2}$$

$$\text{fréquence propre (Hz)} \quad f_0 = 0,47 \frac{e}{R^2} \sqrt{\frac{Y}{\rho(1-\nu^2)}} \quad \rho: \text{masse volumique}$$

Figure 13.2 – Déformation d'une membrane encadrée : courbes et formules.

La fonction de la membrane peut être limitée à la conversion de la pression en une force, un élément dynamométrique, lié à la membrane, servant alors à la mesure de cette force. Suivant les cas, on utilisera un tube ou un anneau travaillant en compression ou encore une lame ou un étrier en flexion. La membrane jouant en fait le rôle d'un piston pourra être dans ce cas assez rigide, sa mobilité étant assurée s'il y a lieu par des ondulations périphériques (§ 13.4).

La *figure 13.3* représente, sous une forme schématique, quelques types de corps d'épreuve où interviennent l'élasticité du matériau et une forme particulière de leur géométrie. Outre les tubes et membranes y figurent des capsules et des soufflets dérivés du baromètre anéroïde Vidie. Le volume de respiration des soufflets peut atteindre 50 à 100 mm³ suivant leur étendue de mesure.

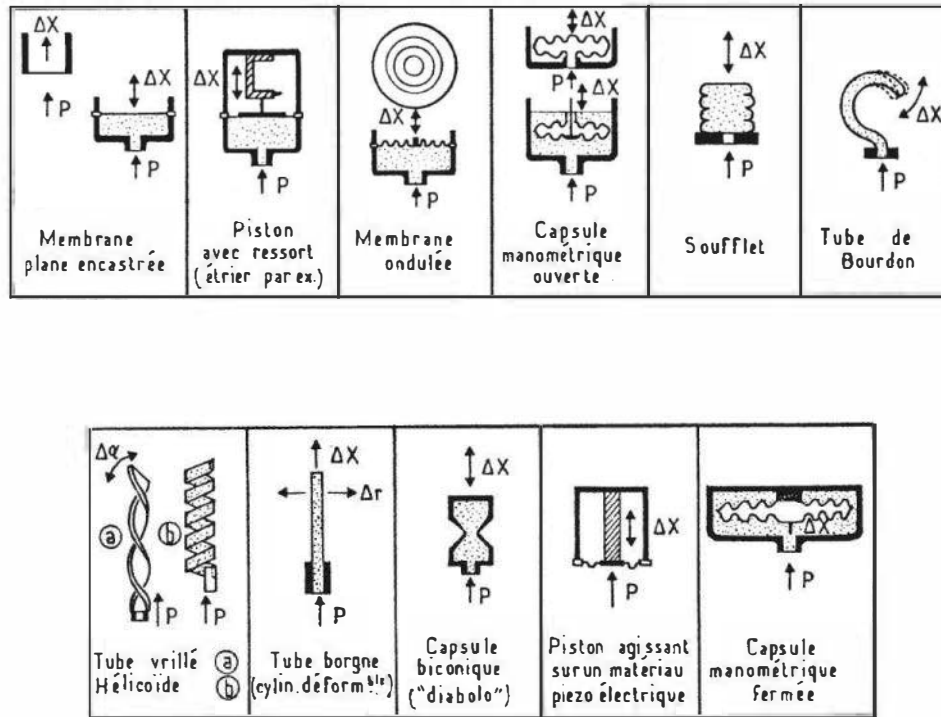


Figure 13.3 – Divers corps d'épreuve assurant la transformation de la pression en déplacement, déformation, ou force.

Les capsules, formées par deux membranes ondulées, à bords tombants, soudées sur leur pourtour peuvent être vidées d'air (capsules barométriques) ou, au contraire, comporter une ouverture pour l'admission d'un fluide soumis à une pression p_0 connue, de référence.

Le tube de Bourdon peut prendre la forme d'un arc ou d'une spirale à section elliptique ou aplatie; il se déforme sous l'action de la pression et peut donc être équipé de jauges mesurant la déformation. Son extrémité libre se déplaçant peut par ailleurs entraîner un capteur de position (*figure 13.22*) ou être accouplée à un élément dynamométrique (*figure 13.10*).

Le tube vrillé peut, de même, en se détordant déplacer un élément d'un système de traduction en signal électrique (*figure 13.20*).

Dans les capteurs réalisant un équilibre entre la force $F = ps$, de valeur inconnue et une force F_1 variable de valeur connue, le corps d'épreuve sert uniquement de détecteur d'écart. N'étant pas soumis à des contraintes importantes, il peut être alors choisi en fonction de ses caractéristiques de grande sensibilité et de mobilité. La rapidité de réponse de ces capteurs dépend du dispositif d'équilibrage et peut être inférieure à 10^{-3} s (§ 13.6).

13.2.2 Fluide en mouvement

Dans un fluide en mouvement on doit considérer trois types de pressions : la pression statique (p_s) du fluide au repos, dont le mode de mesure a été envisagé au § 13.2.1, la pression dynamique (p_d), due à la vitesse v du fluide en mouvement et, enfin, la pression totale (p_t), somme de ces deux pressions :

$$p_t = p_d + p_s$$

La pression dynamique qui s'exerce sur une surface placée face à l'écoulement accroît la pression statique d'une valeur proportionnelle au carré de la vitesse v soit :

$$p_d = \frac{\rho v^2}{2}$$

ρ étant la masse volumique du fluide.

La mesure de ces pressions dans un fluide en mouvement peut être réalisée en reliant aux deux sorties d'un tube de Pitot deux capteurs, chaque capteur séparément indiquant alors le premier la pression totale et le second la pression statique. En opposant les signaux de sortie de ces capteurs, on obtient la valeur de la pression dynamique (*figure 13.4a*).

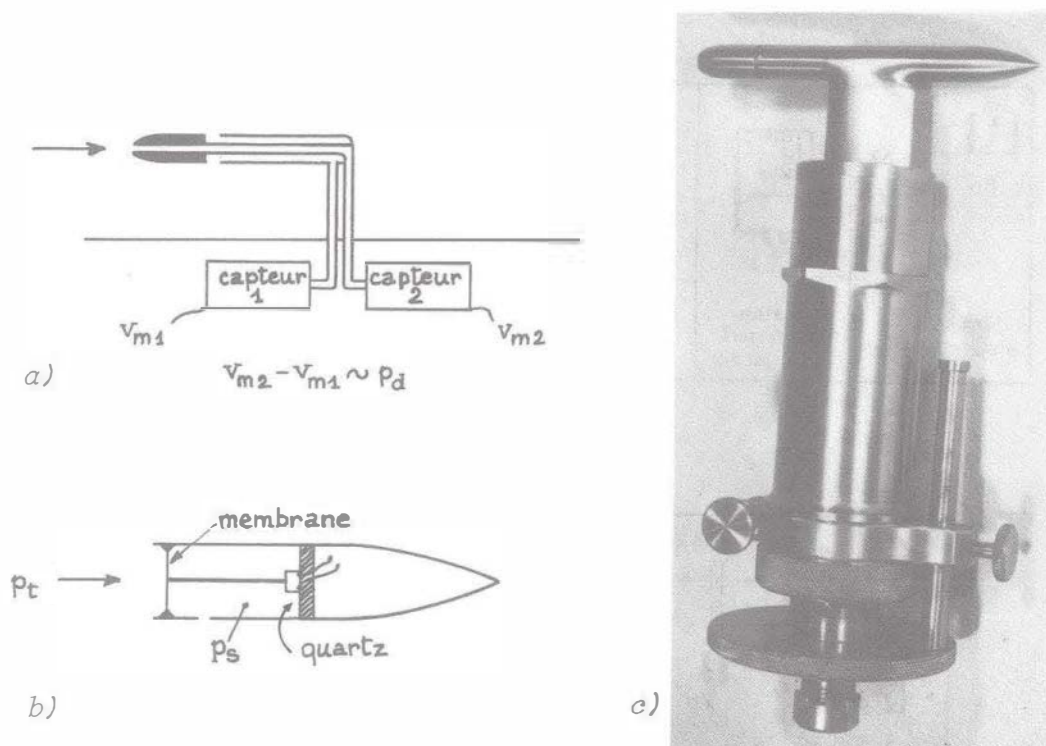


Figure 13.4 – Mesure de la pression dynamique : a) tube de Pitot ; b) capteur de pression dynamique ($p_t - p_s$) avec conversion piézoélectrique ; c) exemple de réalisation.

Il est possible d'équiper directement une « antenne de Pitot » avec deux capteurs de pression, miniaturisés, leurs membranes étant placées l'une perpendiculairement à l'axe de l'antenne (sens de l'écoulement), l'autre parallèlement à cet axe. Dans un mode de réalisation plus simple, en admettant que la pression statique soit mesurée par ailleurs, on peut appliquer sur la face avant de la membrane, la pression totale et sur sa face arrière la pression statique (*figure 13.4b*). Tout capteur comportant une entrée pour une pression de référence, capteur de pression relative, peut donc convenir pour effectuer la mesure de la pression dynamique.

La viscosité du fluide intervient dans le cas de capteurs ayant un volume mort non négligeable ou communiquant avec l'enceinte sous pression par une canalisation de faible diamètre. La présence d'une cavité au niveau de la prise de pression perturbe, par ailleurs, pour les fluides en mouvement, l'écoulement le long de la paroi et

induit, également, une erreur d'indication : il y a donc avantage à pouvoir placer un capteur à membrane affleurante au niveau même d'une paroi soumise à une pression (cylindre de machine, canalisation, maquette aérodynamique, etc.).

Pour répondre à des besoins d'instrumentation sur des profils aérodynamiques minces, l'ONERA (Office National d'Études et de Recherches Aérospatiales) a développé en particulier des capteurs de pression de type « pelliculaire » dont l'épaisseur, hors tout, ne dépasse pas $80\ \mu\text{m}$ et la surface $4 \times 6\ \text{mm}^2$; ces capteurs sont à conversion capacitive, (§ 13.5.2) et sont utilisables pour la mesure de pression sur les éléments des turbomachines (grille d'aube, roue mobile, etc.).

13.2.3 Mesures multiples

Lors des essais des turbines à vapeur et à gaz, des échangeurs de chaleur, des compresseurs, tout comme pour des essais en soufflerie, on se trouve en présence de dizaines voire de centaines de points de mesure. Afin de minimiser l'importance de l'installation, on recourt au multiplexage des voies de mesure. On utilise pour ce faire des distributeurs rotatifs du type Scanivalve qui assurent la commutation de 47 canalisations – reliées aux prises de pression des points de mesure – vers un capteur unique délivrant les signaux successifs, correspondant aux voies de mesure, identifiables grâce à un codeur couplé sur l'arbre de commande du distributeur. Il est possible, en utilisant une canalisation pour une pression de référence, de produire à chaque cycle un signal d'étalonnage du capteur, et par cela même, de l'ensemble de la chaîne de mesure.

Ces distributeurs, rotatifs ou oscillants, peuvent commuter jusqu'à 25 voies de mesure par seconde et être, dans tous les cas, associés par groupes synchronisés. Ils ne conviennent toutefois que pour des pressions ne dépassant pas 3,5 bars. Enfin la longueur des canalisations limite la transmission des fluctuations.

On peut également recourir à des réseaux de capteurs piézorésistifs (§ 15.5.1.4) à membrane de silicium, groupés par blocs de 6, 12 ou 36 unités. Grâce à l'électronique incorporée la commutation peut couvrir de 5 à 20 000 voies de mesure par seconde en assurant, en outre, la remise à zéro et l'étalonnage des capteurs. Enfin, en utilisant un distributeur pneumatique rotatif, on peut appliquer à chaque capteur plusieurs voies de mesure.

La forme modulaire de ces matériels en fait de véritables composants d'acquisition dans une chaîne de mesure de pressions à condition que les pressions mesurées ne dépassent pas quelques bars.

13.3 Critères d'utilisation et caractéristiques métrologiques

13.3.1 Domaine d'emploi

Un capteur de pression est d'abord caractérisé par son domaine d'emploi, et la fiabilité qui correspond à ce domaine. La pression, elle, peut être une fonction du temps : quasi stationnaire dans le cas d'une pression statique ou lentement variable

elle peut, dans le cas d'une pression dynamique, subir des variations plus ou moins rapides. Pour pouvoir suivre ces évolutions, le capteur doit avoir :

- une fréquence propre élevée, correspondant à une grande rapidité de réponse,
- une finesse suffisante qui évite l'intégration des fluctuations sur la surface du corps d'épreuve (figure 13.5).

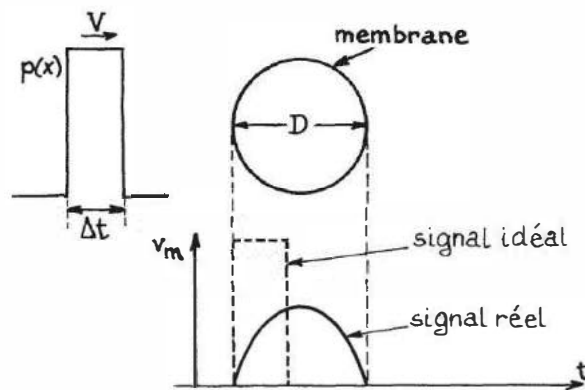


Figure 13.5 – Déformation du signal de sortie dans le cas d'une onde de pression de durée Δt et de vitesse V se déplaçant devant une membrane dont le diamètre D est supérieur à $V \cdot \Delta t$.

Une autre donnée essentielle est la valeur que peut prendre la pression : c'est elle qui impose l'étendue de mesure (0 – 10 bars, 0 – 500 bars, ± 500 mb...) étendue pour laquelle les indications sont compatibles avec la précision souhaitée (0,1 %, 0,5 %, 1 %...). Cette précision peut se trouver limitée par des erreurs de linéarité ou par l'hystérésis.

Outre le domaine nominal d'emploi, on peut envisager l'extension du domaine d'emploi jusqu'à une valeur de surcharge limite. Au delà de la surcharge, il peut être utile de pouvoir définir le domaine de non-destruction (§ 2.3) : par exemple, un capteur de 0 – 5 bars peut admettre, pour une réalisation donnée, une surcharge allant jusqu'à 7,5 bars avec un domaine de non-destruction dépassant à peine cette dernière valeur alors que pour d'autres capteurs la destruction intervient à trois fois l'étendue nominale. Le domaine d'emploi en surcharge concerne, en particulier, les surpressions accidentelles pouvant être supportées par le capteur sans altération de ses caractéristiques métrologiques : on pourra, par exemple, admettre une surpression de 50 % de l'étendue de mesure si elle ne modifie pas la linéarité et n'entraîne pas un accroissement de l'hystérésis dépassant, par exemple, 0,5 % de l'étendue de mesure.

Un bon moyen de protection contre les surcharges est la limitation de la déformation du corps d'épreuve au moyen de butées. Tout en sauvegardant la précision, ceci permet d'éviter les déformations irréversibles des organes élastiques, les membranes, en particulier ; celles-ci peuvent pour cela être amenées en contact c'est-à-dire en butée, pour une certaine pression limite, avec une surface rigide profilée suivant la déformée de la membrane.

Le domaine d'emploi d'un capteur dépend également de la nature du fluide ou, plus exactement, de la compatibilité entre les matériaux du capteur en contact avec le fluide et ce dernier. Parmi les matériaux utilisables on peut citer l'acier cadmié,

l'inox, l'inconel, le hastelloy, le monel, le titane, etc. Outre les fluides corrosifs, on peut également se trouver en présence de liquides et gaz contenant des particules en suspension pouvant obturer le passage vers la partie sensible du capteur ou altérer sa mobilité : on peut y remédier partiellement par l'utilisation de filtres. Dans certains cas, on emploie un système séparateur assurant une transmission indirecte de la pression grâce à un fluide tampon (de l'huile de silicone, par exemple), et une membrane d'isolement en inox ou autre matériau compatible avec la nature du fluide sous pression ; la membrane peut, également, être protégée par une mince pellicule de matériau inerte, céramique par exemple. À la limite, on peut dissocier le séparateur du capteur en assurant la transmission de la pression au moyen d'un tube, flexible ou rigide. Le fluide tampon étant plus ou moins compressible, il est, parfois, souhaitable d'assurer la liaison entre la membrane d'isolement et la membrane de mesure ou un autre organe dynamométrique par un accouplement rigide (figure 13.6).

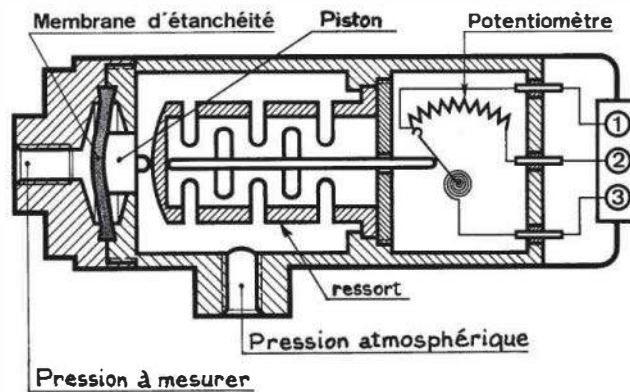


Figure 13.6 – Capteur de pression pour fluides corrosifs : la membrane d'étanchéité transmet directement la pression à mesurer sur l'une des faces d'un piston dont le déplacement comprime un ressort qui, en se déformant, entraîne un curseur de potentiomètre (Doc. SFIM).

13.3.2 Grandeurs d'influence

Des grandeurs d'influence (vibrations, accélérations, chocs, température, humidité, couple de serrage ou réaction de fixation par bride, etc.) peuvent altérer les qualités mécaniques du capteur ou induire des erreurs entraînant une incertitude accrue sur la valeur mesurée de la pression. Ces grandeurs peuvent être liées au fluide ou à l'environnement. Ainsi la température du fluide, comme la température ambiante, peuvent provoquer un décalage, une dérive du zéro initial et une variation de la sensibilité par rapport à la sensibilité nominale. Dans les limites d'une température ambiante admissible (-40 °C à 125 °C , par exemple) – à ne pas confondre avec les températures limites de non-destruction – on doit fixer, compte tenu de la précision souhaitée, les valeurs des erreurs de sensibilité et de zéro ; ces erreurs sont chiffrées en % de l'étendue de mesure par $^{\circ}\text{C}$ de variation de température et sont généralement de quelques 10^{-5} à 10^{-6} par degré Celsius. L'utilisation d'un circuit de refroidissement dont le débit peut par ailleurs être régulé en fonction de sa température de sortie, permet de maintenir la température du capteur à l'intérieur de la plage admissible, de la stabiliser vis-à-vis des variations des températures ex-

ternes (fluide ou ambiance) et de protéger éventuellement le capteur vis-à-vis des chocs thermiques. Dans ce dernier cas, on doit fixer la durée admissible du choc thermique compatible avec l'élevation corrélative de la température des éléments sensibles du capteur ($400\text{ °C} / 5\text{ s}$, $1\ 000\text{ °C} / 0,5\text{ s}$). On peut réaliser, par ailleurs, un découplage thermique de la membrane en contact avec le fluide sous pression, la membrane pouvant être, en outre, protégée par un dépôt céramique. Pour ce faire il suffit d'interposer comme organe de liaison entre la membrane et l'élément dynamométrique une tige rigide en matériau mauvais conducteur de chaleur : quartz, céramique, silice fondue, etc. (figure 13.7).

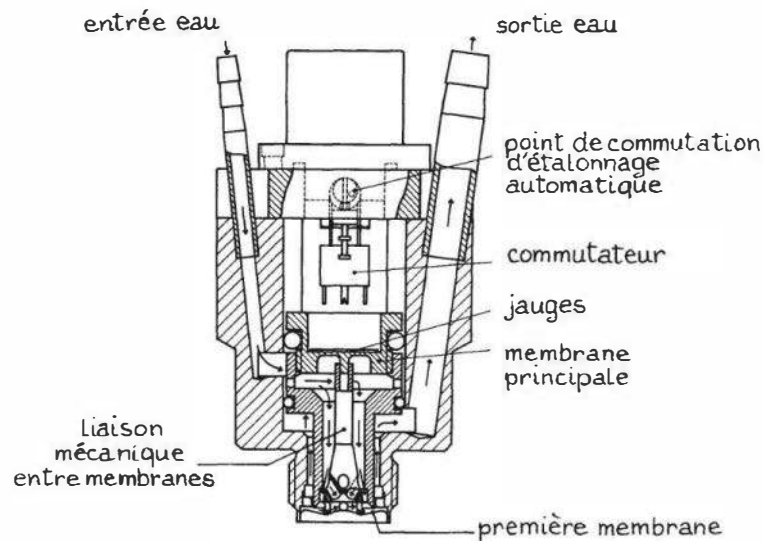


Figure 13.7 – Capteur de pression avec circulation forcée d'eau pour le refroidissement de la membrane de mesure et de sa liaison à la membrane en contact avec le fluide chaud (Doc. Philips).

Un autre procédé de stabilisation thermique consiste à introduire dans le système de conversion un élément dont la sensibilité thermique tend à s'opposer à l'effet de la température sur le reste du dispositif; cet élément peut apporter une compensation thermique soit des déformations (par le choix de matériaux à dilatation thermique opposée) soit des variations des valeurs des composants du circuit électrique engendrant le signal de mesure.

L'environnement extérieur d'un capteur peut être plus ou moins hostile (milieu corrosif, pressurisé, contenant des vapeurs, des poussières, soumis aux radiations ionisantes, etc.). Certaines influences, telles la présence d'humidité et de poussières peuvent être éliminées par l'étanchéité poussée, les capteurs pouvant être, à la limite, hermétiquement scellés. L'influence des champs magnétiques et électriques peut être atténuée par un choix convenable des matériaux du corps du capteur assurant alors le blindage magnétique ou électrique (matériaux à haute perméabilité magnétique, cuivrage épais, etc.).

Les vibrations et les chocs, outre leur effet destructeur sur l'ensemble de la structure du capteur, engendrent des signaux parasites ou, au mieux, un bruit de fond réduisant la précision. Il est parfois possible de protéger le capteur vis-à-vis des vibrations par une suspension flexible, mais on peut aussi prévoir un système élastique, non soumis à la pression, mais subissant les mêmes vibrations et délivrant un signal de

compensation que l'on oppose au signal de mesure. Ce dernier procédé est général : dans un capteur à quartz, par exemple, une seconde lame ou une seconde rondelle, non soumise à la pression mesurée, produit, sous l'action de vibrations, des charges électriques annulant (par opposition des polarités) les charges développées par ces vibrations dans la lame ou la rondelle servant à la mesure. Dans le paragraphe 13.4 sont précisées les modalités de protection intrinsèque par un choix convenable de la fréquence propre du corps d'épreuve.

Enfin, l'altération des qualités métrologiques peut être due à la déformation de la structure du capteur par serrage soit du corps lui-même par une bride (compression), soit de l'embout fileté (traction sur les filets exercée par le vissage). On y remédie en dissociant le plus possible le corps d'épreuve du culot de fixation ou de toute autre partie déformable du corps. En particulier, les membranes affleurantes placées vers l'extrémité ne doivent pas être solidaires du culot ; les membranes taillées dans la masse doivent être disposées vers le milieu du corps, la transmission étant assurée à partir des membranes d'étanchéité.

13.3.3 Durée de vie

Un capteur doit conserver dans le temps ses caractéristiques métrologiques. Sa durée de vie peut se définir, outre les impératifs que peut impliquer son stockage, par le nombre de cycles, correspondant à son étendue de mesure, pouvant être appliqués sans altération de la précision (résistance à la fatigue). Ce nombre décroît au moins d'un facteur de dix avec la surcharge du capteur. En fixant la probabilité à 0,9 on peut avancer une valeur moyenne de 10^4 cycles pour un capteur surchargé et de 10^6 cycles pour un capteur soumis à des variations de pression ne dépassant par son domaine nominal ; en pratique, on peut trouver des durées de vie de l'ordre de 10^5 cycles pour des membranes au silicium mais aussi de 10^9 cycles pour certains capteurs à tubes ou spéciaux.

13.4 Structures mécaniques

Le choix d'un corps d'épreuve, membrane, tube borgne, capsule, etc. dépend, à la fois, de la nature de la pression mesurée, de sa valeur et, aussi, du mode de conversion envisageable, traduction d'un déplacement ou d'une déformation en un signal électrique. Le corps d'épreuve est caractérisé, entre autres, par sa raideur (force appliquée/déplacement) qui conditionne à la fois sa sensibilité (déflexion/force appliquée) et sa fréquence propre. La sensibilité est inversement proportionnelle à la raideur r , tandis que la fréquence propre f_0 croît avec celle-ci :

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{r}{M}}$$

avec M , masse du corps d'épreuve et des autres éléments (tiges, barres, membranes, étriers) liés rigidement à ce dernier.

L'accroissement du rapport r/M assure, d'abord, une meilleure tenue aux vibrations et accélérations. Ensuite, en élevant la fréquence propre, on augmente également la rapidité de réponse (§ 2.5.2). Par contre, la sensibilité utile décroît car un corps

d'épreuve plus rigide se déforme moins ; le signal de sortie diminue en proportion, ce qui peut entraîner un rapport signal/bruit plus faible, altérant la précision.

Il y a donc un compromis à établir, et ce compromis doit tenir compte de la non-linéarité et de l'hystérésis, dépassant par exemple 0,1 % de l'étendue de mesure, lorsque pour accroître le niveau du signal de sortie on augmente les contraintes appliquées au corps d'épreuve. À noter, toutefois, que la silice fondue, utilisée éventuellement pour la confection de tubes dynamométriques, est pratiquement exempte d'hystérésis, la seule limitation étant le risque de rupture.

Il existe pour chaque type de corps d'épreuve un invariant de forme liant la masse M , la sensibilité S et la fréquence propre f_o soit :

$$M \cdot S \cdot f_o^2 = \text{constante.}$$

Dans le cas d'une membrane circulaire :

$$M \cdot S \cdot f_o^2 = 0,043$$

et dans le cas d'une barre encastrée aux deux extrémités :

$$M \cdot S \cdot f_o^2 = 0,25.$$

À noter, encore, qu'une plus grande rigidité du corps d'épreuve entraîne un accroissement de la discrétion, par la diminution du volume de respiration du capteur, en particulier.

La raideur, les déformations et les déplacements sont, dans tous les cas, liés aux contraintes à ne pas dépasser qui, elles, dépendent des caractéristiques du matériau dont est constitué le corps d'épreuve. Le choix d'un matériau est donc déterminant pour l'obtention de caractéristiques métrologiques convenables. Le *tableau 10.2* fournit des indications relatives au zircal, au bronze au béryllium, et à l'acier au chrome-silicium-molybdène. D'autres matériaux, tel l'invar (à faible coefficient de dilatation thermique, proche de 10^{-6}) ou d'autres alliages fer-nickel à module d'élasticité constant, l'Elinvar ou le Ni-Span, peuvent être utilisés. Tout matériau fournit un allongement relatif, pour une même force appliquée, d'autant plus grand que son module d'Young, Y , est plus faible. La limite élastique conventionnelle correspond à un allongement laissant après la cessation de l'application de la force un résidu de déformation permanente de 0,2 %. Pour un corps d'épreuve, il est conseillé de ne pas dépasser pour l'étendue de mesure une déformation $\Delta\ell/\ell$ de 10^{-3} , correspondant dans le cas du zircal, par exemple, à une contrainte de 7,2 hbar, ou de 20 à 22 hbar dans le cas de l'acier ; dans ces conditions, on peut espérer une déformation permanente de 10^{-6} et, parfois, moins.

Par laminage ou par une répétition des contraintes par tractions successives on peut accroître la limite élastique. Pour des ferronickels, elle peut plus que doubler en passant, par exemple, de 32 à 75 hectobars. Cette élévation de la limite élastique correspond à une modification de la texture de l'alliage, à son écrouissage ; cette modification peut, cependant, entraîner un manque de stabilité des caractéristiques. Les usinages et les finitions étant, également, susceptibles de provoquer l'écrouissage du matériau, il est conseillé de procéder, après ces opérations, au recuit complet et à

un traitement final de stabilisation de plusieurs jours. Pour éviter une modification éventuelle des cotes au cours du recuit on peut, pour remédier à l'altération des caractéristiques par écrouissage, procéder à l'usinage, par l'enlèvement de matière par passes successives, avec un avancement de l'outil aussi petit que possible (quelques centièmes de mm, par exemple), la finition étant obtenue par brunissage ou, encore, par polissage électrolytique. Ces précautions concernent, avant tout, la réalisation des membranes taillées dans la masse d'un bloc métallique devant former le corps du capteur ou du moins sa partie principale. En outre, afin d'éviter une concentration de contraintes à la périphérie de la membrane, sa jonction avec le bloc doit être assurée en ménageant un rayon de raccordement suffisant.

On peut également recourir à l'usinage par électroérosion qui supprime le problème de contraintes ou encore à l'électroformage permettant la réalisation aussi bien de membranes minces que de soufflets à épaisseur constante.

Une membrane taillée dans la masse supprime le problème d'encastrement. Une membrane serrée par vissage ou sertissage peut, en effet, glisser éventuellement dans l'encastrement, ce dernier pouvant par ailleurs être le siège d'une fuite de fluide. Afin de compenser des jeux éventuels, une légère précontrainte de la membrane assure une tension initiale évitant, également, le claquage c'est-à-dire l'existence de deux positions d'équilibre au repos. On peut aussi, pour ce faire, usiner des membranes légèrement coniques, ce qui a d'ailleurs pour effet un accroissement de leur raideur.

Au contraire, lorsqu'on désire obtenir une membrane plus souple, cas des membranes assurant simplement l'étanchéité ou une fonction de conversion pression-force, cette dernière étant appliquée à un élément dynamométrique, on peut réaliser des ondulations circulaires dont le nombre et la profondeur sont déterminés en fonction de la souplesse désirée.

Pour les membranes découpées dans les monocristaux de silicium, les fonctions de corps d'épreuve et de conversion des contraintes sous flexion se trouvent être confondues. En effet, par un traitement approprié du cristal on peut implanter in situ des jauges semi-conductrices. La disposition la plus courante utilise quatre jauges formant un pont de Wheatstone dont le déséquilibre traduit la flexion de la membrane; cependant, un dispositif de mesure à une seule jauge est également réalisable (§ 13.5.1.4) il présente, entre autres, l'intérêt de procédures de fabrication simplifiées.

La déformation de la membrane peut être déterminée en utilisant la loi de Hooke généralisée, appliquée à un système cubique. Pratiquement on admet pour « l'élasticité » ($1/Y$) une valeur de 5.10^{-11} m²/newton et pour la contrainte maximale une valeur de 35 hectobars. Ces valeurs peuvent varier suivant le procédé de préparation des membranes et le mode de charge lors de la détermination de ces données. Aussi est-il prudent de limiter les contraintes dans les membranes en silicium à 7 hectobars environ.

C'est la valeur de la pression qui fixe, alors, l'épaisseur des membranes. On peut réaliser pratiquement des membranes de 5 à 100 μm avec des diamètres de 2,5 à 10 mm.

13.5 Procédés de conversion (figure 13.8)

13.5.1 Conversion par variation de résistance

■ Potentiomètre (§ 7.1)

Le curseur d'un potentiomètre est lié, avec ou sans démultiplication, à une membrane, un tube de Bourdon ou une capsule (*figure 13.9*) de manière à ce que la déformation de ce corps d'épreuve entraîne un déplacement x du curseur. Pour un potentiomètre de résistance totale R_n , alimenté par une source de f.é.m. e_s , la tension v_m entre le curseur et l'une de ses extrémités est :

$$v_m = e_s \cdot \frac{R(x)}{R_n}$$

$R(x)$ étant la résistance entre curseur et extrémité du potentiomètre.

S'il y a proportionnalité entre :

- pression p à mesurer et déformation du corps d'épreuve,
- déformation du corps d'épreuve et déplacement x du curseur,
- déplacement x du curseur et résistance $R(x)$,

on a alors :

$$v_m = k \cdot e_s \cdot p$$

k étant une constante, pour un dispositif donné.

Caractéristiques métrologiques. Ordres de grandeur :

- Linéarité : $\pm 0,5$ à ± 1 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Hystérésis : $\pm 0,1$ à ± 1 % de E.M.
- Rapidité : temps de réponse de 15 à 100 ms.
- Signal de sortie : de l'ordre du volt.
- Avantages : signal de sortie élevé, utilisable sans amplification ; possibilité d'adaptation d'une loi de variation non linéaire.
- Inconvénients : durée de vie limitée, sensibilité aux vibrations.

■ Jauges extensométriques à trame pelliculaire (§ 8.3.2)

Très utilisées, les jauges à trame pelliculaire collées sur le corps d'épreuve assurent la conversion directe d'une déformation ε en variation de résistance $\Delta R/R$. Associées en pont de Wheatstone, elles permettent une compensation de température, et parfois un accroissement de la sensibilité en additionnant les déformations dues à la striction. En choisissant une impédance en sortie de la diagonale de mesure beaucoup plus grande que la résistance interne du pont ainsi constitué on dispose d'un signal de sortie :

$$v_m = \frac{E}{4} \sum \frac{\Delta R}{R} = K' p$$

Les jauges sont reliées en tenant compte des signes et des valeurs relatives de variation de leur résistance. Ainsi, dans le cas d'un tube borgne, (§ 13.2.1.3) chaque

jauge longitudinale se trouve être en série avec une jauge transversale. Cela n'apporte, en fait, aucun gain de sensibilité mais un tel arrangement permet d'assurer une bonne compensation de température.

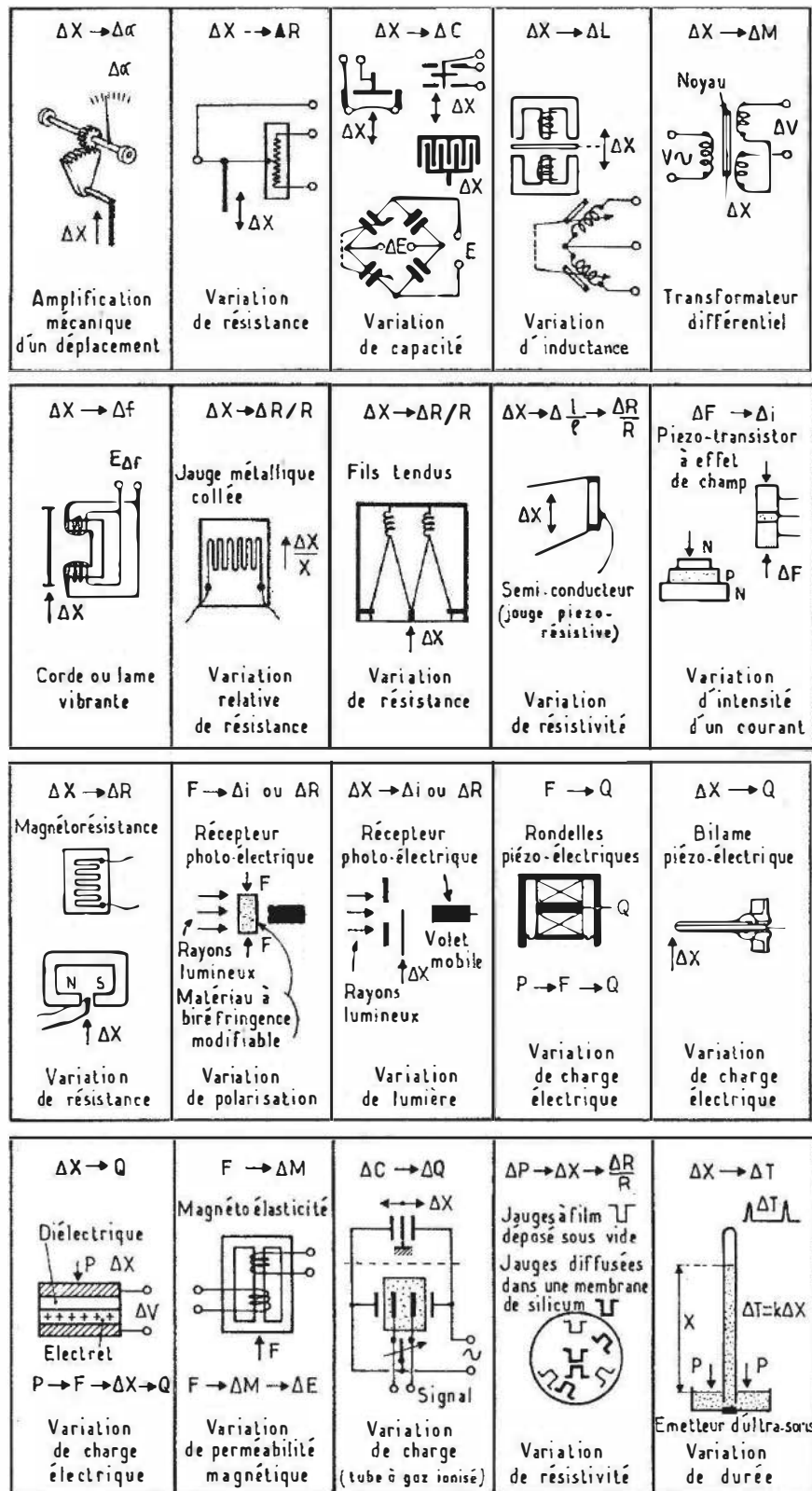


Figure 13.8 – Transformation du signal issu du corps d'épreuve en signal mesurable : méthodes de traduction.

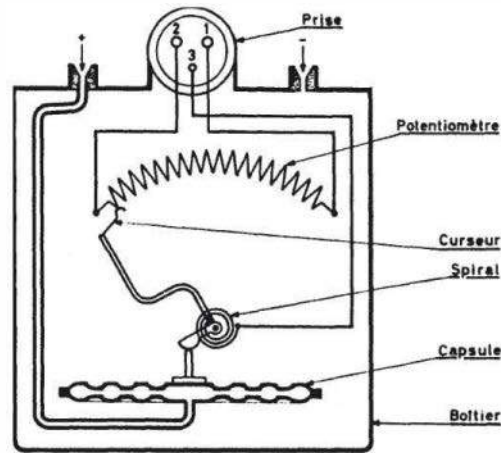


Figure 13.9 – Capteur de pression différentielle avec conversion par potentiomètre (Doc. SFIM).

Au lieu d'un tube droit on peut, également, utiliser un tube coudé, comme par exemple le tube de Bourdon. Les capteurs de ce type peuvent convenir pour la mesure des pressions comprises entre quelques bars et un millier de bars et même plus.

Un tube de Bourdon peut être, par ailleurs, associé à une poutre flexible équipée de jauges (figure 13.10a) ; de même, un soufflet peut être placé à l'intérieur d'un étrier dynamométrique dont la poutre flexible travaille alors pratiquement en flexion circulaire (figure 13.10b).

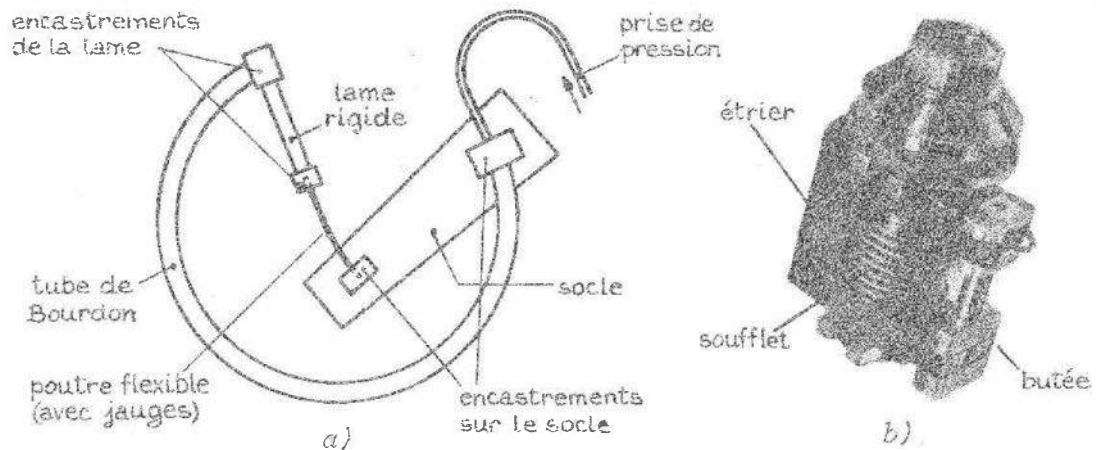


Figure 13.10 – Exemples de capteurs de pression avec élément dynamométrique équipé de jauges : a) tube de Bourdon et poutre flexible ; b) soufflet et étrier avec butée de sécurité.

Pour des pressions plus faibles, inférieures à un bar, par exemple, on a le choix entre l'équipement d'une membrane en jauges (technique utilisable, aussi, pour des étendues de mesure plus élevées) – et l'association d'une membrane avec un élément dynamométrique (lame, anneau, etc.). Pour la conversion directe de la déformation d'une membrane en variation de résistance on peut, par exemple, placer deux jauges radiales et deux jauges tangentielles, associées en pont, ou, encore, uniquement deux jauges radiales, la première au centre et la seconde, assurant la compensation thermique, vers l'encastrement, au point d'inversion du signe de la contrainte, donc d'allongement moyen nul (figure 13.2).

Caractéristiques métrologiques. Ordres de grandeur :

- Linéarité et hystérésis : $\pm 0,2$ à ± 1 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Résolution : meilleure que 0,02 % de E.M.
- Précision : 0,5 à 2 % de E.M.
- Rapidité : fréquence propre, 1 kHz à plus de 100 kHz selon le corps d'épreuve
- Signal de sortie : quelques mV pour E.M.
- Avantages : bonne précision, faible sensibilité aux vibrations, ainsi qu'à la température, par compensation thermique.
- Inconvénients : signal de sortie faible, fluage possible.

■ Jauges à trame déposée

Simple à mettre en œuvre, les jauges collées limitent dans le temps les performances des capteurs par le vieillissement des colles et leur fluage. On y remédie par un dépôt direct sur le corps d'épreuve d'une couche résistante formant ainsi les jauges in situ.

Jauges à couche mince

Deux procédés sont utilisables pour effectuer le dépôt. Dans le premier procédé on évapore d'abord un matériau isolant (silice ou alumine) qui, en se condensant sur les zones du corps d'épreuve non protégées par un masque, forme une couche isolante d'environ 10 μm . Sur ce substrat, on dépose, de la même manière, un film métallique de 0,5 μm ou moins, le masque utilisé reproduisant la configuration de la jauge. Dans le second procédé, on pulvérise le métal à déposer par un bombardement ionique qui entraîne un transfert d'ions métalliques entre une cathode – subissant la pulvérisation – et le corps d'épreuve formant une anode, la différence de potentiel étant de l'ordre du kilovolt.

La préparation des corps d'épreuve requiert une procédure spéciale : préparation des surfaces (superfinition, polissage électrolytique), soudure par thermopression des fils de liaison en or, traitement thermique de stabilisation, ajustage de la valeur nominale au laser, etc.

Jauges à couche épaisse

Elles sont obtenues par dépôt direct, par sérigraphie, d'une encre piézorésistive sur des membranes en céramique (96 % d'alumine) et elles ont des caractéristiques intermédiaires entre celles des jauges à couche mince métalliques et celles des jauges semi-conductrices. Ordres de grandeur : tableau ci-dessous.

Technologie	K	$\alpha_R 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	$\alpha_K 10^{-6} / ^\circ\text{C}$	Stabilité à long terme
Couches minces métalliques	2 à 4	20	100	excellente
Semi-conducteurs diffusés	50 à 200	1 500	1 000	bonne
Résistances couches épaisses	10 à 20	50	100	très bonne

Caractéristiques métrologiques des jauges à trame déposée :

- Linéarité et hystérésis : $\pm 0,2$ à $\pm 0,5$ % de l'étendue de mesure (E.M.).

- Résolution : meilleure que 0,05 % de E.M.
- Précision : 0,1 à 0,5 % de E.M.
- Rapidité : fréquence propre, 1 kHz à plus de 100 kHz selon le corps d'épreuve.
- Signal de sortie : de l'ordre de quelques mV pour E.M.
- Avantages : insensibilité aux vibrations et chocs, bonne fidélité.
- Inconvénient : sensibilité à la surcharge électrique.

■ Jauges à piézorésistances diffusées (§ 8.6)

Le signal obtenu avec les jauges à couches minces ne dépasse guère une vingtaine de millivolts pour l'étendue de mesure nominale d'un capteur. Il peut être décuplé avec des jauges à piézorésistances diffusées dans un substrat de silicium, ce dernier étant utilisé directement pour la constitution du corps d'épreuve, membrane ou barreau dynamométrique, par exemple. Le silicium a été choisi en raison de la parfaite élasticité de ses monocristaux assurant une hystérésis négligeable et, aussi, à cause de ses propriétés semi-conductrices et piézorésistantes permettant la réalisation in situ, par diffusion « planar », d'un ensemble de jauges pouvant former un pont. Le substrat cristallin assurant la conversion de la pression appliquée en contraintes internes est du type N. Les impuretés du type P sont diffusées dans les zones dont l'orientation par rapport aux axes cristallins assure une bonne sensibilité par la combinaison des contraintes développées par la déformation du substrat. Ainsi dans le cas de la *figure 13.11* correspondant à une membrane d'orientation (100), et comprenant quatre jauges, de géométrie rectangulaire, deux de ces jauges sont situées au centre suivant la direction (110) et les deux autres, placées au bord de l'encastrement, à 60° par rapport à la direction (100). De cette manière les variations de résistance en fonction des contraintes internes restent égales et de signe opposé pour les deux paires de jauges :

$$\Delta R_1 = \Delta R_3 = -\Delta R_2 = -\Delta R_4 = \Delta R$$

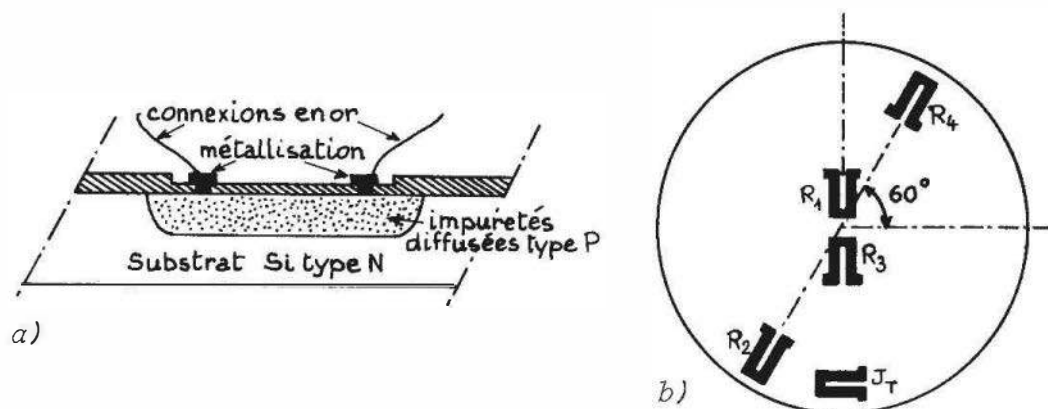


Figure 13.11 – Jauges piézorésistives diffusées : a) structure ; b) exemple d'implantation sur une membrane.

La tension v_m aux bornes de la diagonale de mesure d'un pont alimenté à courant constant I est :

$$v_m = \frac{I}{4} \cdot (\Delta R_1 - \Delta R_2 + \Delta R_3 - \Delta R_4) = I \cdot \Delta R$$

La variation relative de résistance en fonction de la contrainte σ ayant pour expression :

$$\frac{\Delta R}{R_0} = \pi \sigma$$

où π est le coefficient de piézorésistivité du cristal ($4 \cdot 10^{-10} \text{ m}^2/\text{N}$ par exemple) la tension de mesure peut encore s'écrire :

$$v_m = \pi \cdot I R_0 \cdot \sigma = S p \quad \text{car } \sigma \text{ est proportionnel à } p.$$

La sensibilité S peut varier de 0,1 à 3 mV/mbar, pour les basses pressions, suivant la géométrie de la membrane et l'intensité I , et de 0,2 à 12,5 mV/bar pour des pressions allant de quelques centaines de millibars à quelques centaines de bars. Pratiquement cela correspond à un signal de 100 à 300 mV pour l'étendue de mesure. Utilisables entre $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ et $+125 \text{ }^\circ\text{C}$ les capteurs à jauges diffusées peuvent être compensés en température par un choix convenable du taux de dopage en impuretés, du moins dans des limites définies, $-20 \text{ }^\circ\text{C}$ $+80 \text{ }^\circ\text{C}$ par exemple. On peut également compenser les variations thermiques des résistances des jauges en introduisant dans le conditionneur un dispositif de correction commandé grâce à une sonde de température J_T diffusée à cette fin dans la membrane (*figure 13.11*).

Caractéristiques métrologiques. Ordres de grandeur :

- Linéarité et hystérésis : $\pm 0,2$ à ± 2 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Résolution : meilleure que 0,1 % de E.M.
- Précision : 0,1 à 0,5 % de E.M.
- Rapidité : fréquence propre de 50 kHz à 1 MHz selon le diamètre et l'épaisseur de la membrane.
- Signal de sortie : 50 à 100 mV.
- Avantages : très faibles dimensions, masse quasi nulle : possibilité de réaliser des membranes de diamètre de l'ordre du millimètre ; insensibilité aux vibrations et chocs.
- Inconvénient : sensibilité à la température qui est limitée à $150 \text{ }^\circ\text{C}$.

La configuration à quatre jauges en pont de Wheatstone peut être remplacée par une jauge unique placée au bord de la membrane et faisant avec celui-ci un angle de 45° (*figure 13.12*). Cette jauge est soumise à un effort de torsion et de cisaillement auquel correspond un coefficient piézorésistif plus important que les coefficients homologues des contraintes longitudinales et transversales qui s'appliquent aux jauges en pont de Wheatstone. Le signal de mesure résulte d'un phénomène d'effet de champ qui donne naissance à une tension perpendiculairement à la direction du courant : cette tension est fonction linéaire de la pression appliquée à la membrane. Le conditionneur associé (*figure 13.13*) assure :

- la compensation de l'influence de la variation thermique de la résistance de jauge à l'aide d'un ensemble résistance fixe – thermistance, en série avec l'alimentation de la jauge ;
- la prise de la tension de mesure et son amplification par un amplificateur différentiel disposant de résistances réglables permettant d'annuler les tensions de décalage de l'amplificateur et du capteur.

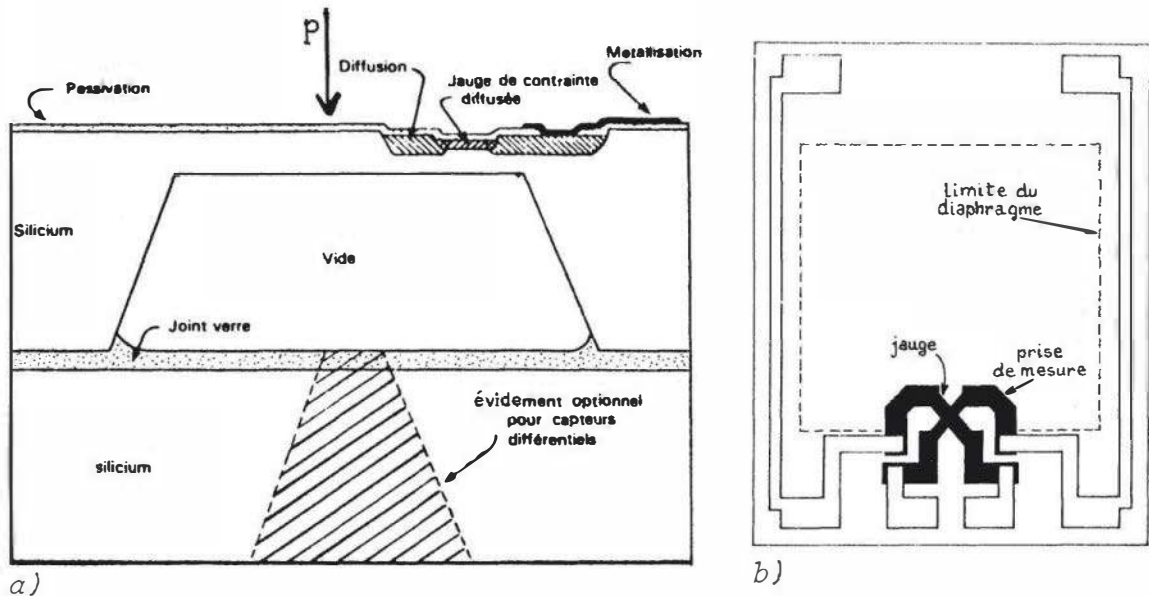


Figure 13.12 – Capteur de pression utilisant une jauge diffusée à effet de champ : a) coupe ; b) implantation de la jauge et des électrodes de mesure (Doc. Motorola).

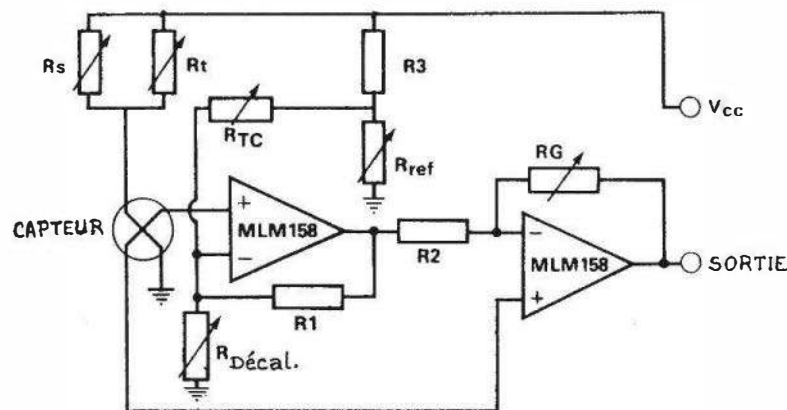


Figure 13.13 – Conditionneur associé au capteur avec jauge à effet de champ (Doc. Motorola).

■ Jauges à fils tendus

Les capteurs de pression à jauges métalliques à fils tendus s'apparentent par certaines de leurs qualités, en étant toutefois plus encombrants, aux capteurs à couches minces. Assez fragiles, cependant, de par leur constitution, ils sont sensibles aux chocs et aux vibrations. Suivant le mode de réalisation, leur fréquence propre peut se situer entre 1 000 Hz et 40 000 Hz.

Le choix de ces capteurs est, souvent, justifié du fait de leur domaine d'utilisation en température assez étendu et aussi par la fidélité de leurs performances, cette dernière qualité étant particulièrement intéressante dans le cas des mesures de longue durée. Les fils tendus entre un point fixe de la structure du capteur et le corps d'épreuve, une membrane par exemple, sont en fait précontraints. Leur résistance peut donc varier positivement ou négativement suivant le sens de déplacement du point d'ancrage des fils sur l'élément dynamométrique. Afin de réduire l'encombrement du capteur, on peut tendre les fils en les enroulant autour de bâtonnets isolants mobiles

qui en se rapprochant ou en s'écartant du centre, entraînent une variation de la tension du fil. La *figure 13.14a* montre une telle structure : la pression, par l'intermédiaire de la membrane, provoque la flexion des lames-ressorts disposées en croix ; les bâtonnets en saphir placés au-dessus des lames se rapprochent et ceux en dessous s'écartent, la tension des fils décroît pour les jauges 1 et 2 et croît pour les jauges 3 et 4. Dans un autre mode de réalisation on obtient, grâce à des ressorts de rappel, une variation de résistance, de signe contraire, pour les deux moitiés d'un fil tendu dont une extrémité est sollicitée par le corps d'épreuve (*figure 13.14b*), une membrane en l'occurrence. Une pression, s'exerçant sur celle-ci, provoque un déplacement vers le bas du point d'ancrage a. La jauge ac se raccourcit et provoque en conséquence le transfert de la contrainte du ressort sur la jauge bc qui s'allonge. Ce procédé utilisé, en particulier, par Statham a permis d'obtenir des signaux de sortie élevés, de l'ordre de 25 mV/V pour l'étendue de mesure nominale.

Caractéristiques métrologiques. Ordres de grandeur :

- Linéarité et hystérésis : de $\pm 0,1$ à ± 1 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Résolution : meilleure que 0,01 % de E.M.
- Précision : de 0,1 % à 1 % de E.M.
- Rapidité : fréquence propre : 1 à 50 kHz suivant la nature du support.
- Signal de sortie : une dizaine de millivolts pour E.M.
- Avantages : bonne fidélité, faible dérive.
- Inconvénient : sensibilité aux surcharges et aux chocs.

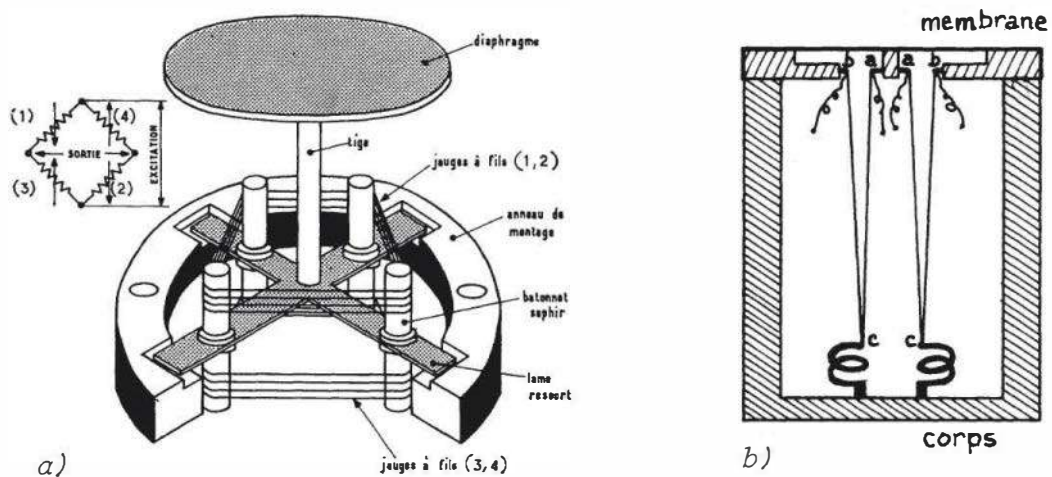


Figure 13.14 – Exemples de réalisation de capteurs de pression avec jauges à fils tendus.

■ Jauges à fil de manganine

Pour la mesure des hautes pressions, on peut utiliser des capteurs dont l'élément sensible est un fil de manganine, bobiné sans tension sur un mandrin cylindrique. Lorsqu'il se trouve soumis à une pression hydrostatique, le fil subit une variation de résistance, la variation relative étant de l'ordre de $2,33 \cdot 10^{-6}$ par bar. La précision de tels capteurs peut atteindre 0,1 % ; ils sont utilisés, entre autres, pour la mesure de pression dans les presses d'extrusion.

13.5.2 Conversion par variation de capacité (§ 7.3)

Simple de par leur principe, les capteurs de pression à variation de capacité sont par cela même robustes. Une variation de capacité peut être obtenue en agissant sur l'un des paramètres modifiant le champ électrique entre deux conducteurs qui constituent en fait les deux armatures d'un condensateur. L'une de ces armatures peut être liée à un corps d'épreuve, une membrane par exemple, l'ensemble formant un condensateur dont la variation de capacité C est commandée par la flèche de la membrane. Dans ce cas, le paramètre variable de C peut être la surface A des armatures en regard, elle-même fonction linéaire de la flèche ΔX , mais on peut également agir sur leur distance D (cas de deux électrodes parallèles) ou, encore, sur la nature du milieu (introduction d'un diélectrique solide entre les armatures). La surface A peut varier par déplacement des armatures, cas du condensateur cylindrique (figure 13.15), la loi de variation étant linéaire. Avec une membrane de faible hystérésis, l'erreur de linéarité d'un capteur à condensateur cylindrique reste inférieure à 0,1 % de l'étendue de mesure.

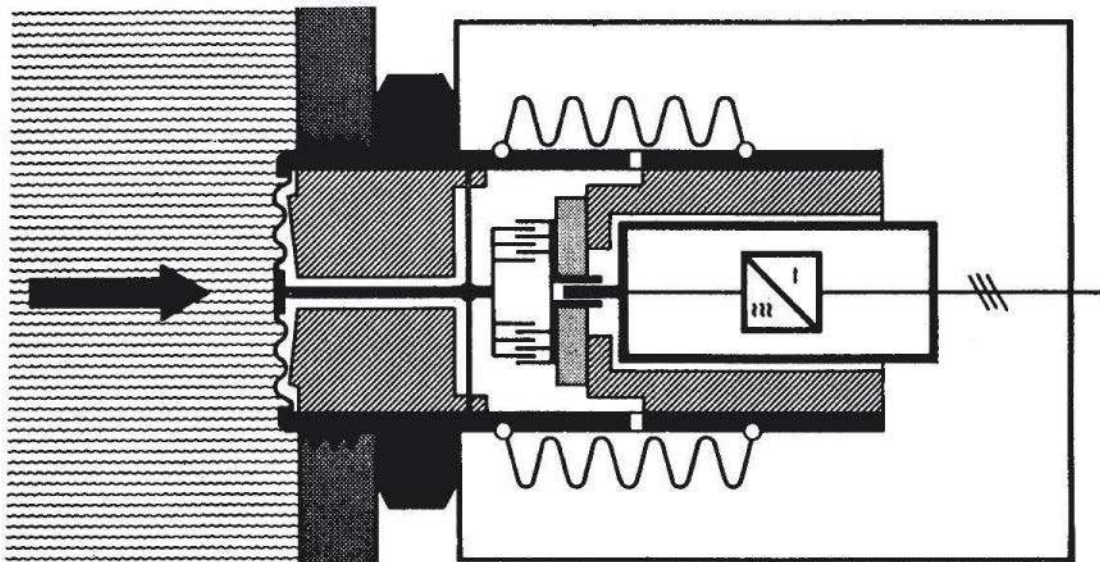


Figure 13.15 – Exemple de capteur de pression avec conversion par variation de capacité (Doc. VEGA).

En faisant varier la distance D entre les armatures, et à condition que la variation d reste petite ($d < D_0$), on peut admettre comme loi de variation de C l'expression :

$$\frac{\Delta C}{C_0} = -\frac{d}{D_0}$$

En fait, la loi est plus complexe lorsqu'on utilise comme armatures d'un condensateur, une électrode fixe, isolée et, face à celle-ci, une armature déformable, électrode « mobile », telle une membrane. Il faut dans ce cas, pour que l'erreur de linéarité ne dépasse pas n %, limiter le déplacement de la membrane à une valeur d telle que :

$$d < \frac{n}{50} D_0$$

Pour $D_0 = 50 \mu\text{m}$ cela représente avec $n = 0,5$ % une flèche de $0,5 \mu\text{m}$.

On peut également compenser en partie la non-linéarité en introduisant entre les deux électrodes une lamelle de mica, tout en laissant subsister, bien entendu, une lame d'air afin de permettre le déplacement de la membrane.

Les capteurs capacitifs, à membrane affleurante, venant remplir les canaux des prises de pression ménagées dans les parois évitent l'existence de tout volume mort. En outre, leur fréquence propre relativement élevée ($f_0 = 2,5 \frac{e}{r}$ kHz pour l'acier, e et r étant l'épaisseur et le rayon de la membrane) permet leur utilisation dans les mesures des pressions rapidement variables.

À noter, cependant, qu'en cas de contact direct de la membrane avec un fluide de masse volumique non négligeable, la fréquence propre f_0 diminue. f_0 doit être, alors, affecté d'un coefficient correcteur multiplicatif α qui a pour expression :

$$\alpha = \left(1 + 0,66 \frac{\rho_1}{\rho_2} \cdot \frac{r}{e} \right)^{-1/2}$$

ρ_1 étant la masse volumique du liquide et ρ_2 celle de la membrane. La fréquence de résonance d'une membrane de $22 \cdot 10^{-5}$ m d'épaisseur et de $5 \cdot 10^{-3}$ m de rayon, par exemple, étant dans l'air égale à 22 kHz, n'est que de 2,5 kHz en contact avec de l'eau. L'abaissement de la fréquence propre est d'autant plus sensible que le rayon de la membrane est grand. Comme, compte tenu des étendues de mesure, on peut être amené à utiliser des membranes pouvant avoir des rayons de 7,5 à $12,5 \cdot 10^{-3}$ m, la fréquence propre est toujours plus faible pour des pressions plus basses et partant de là, la rapidité de réponse.

Les dérives du zéro et de la sensibilité en fonction de la température étant chacune de l'ordre de 0,05 % par °C peuvent, cependant, atteindre 1 % par °C. Il faut dans de tels cas prévoir un circuit de refroidissement situé, autant que possible, au niveau même de la membrane (figure 13.16a).

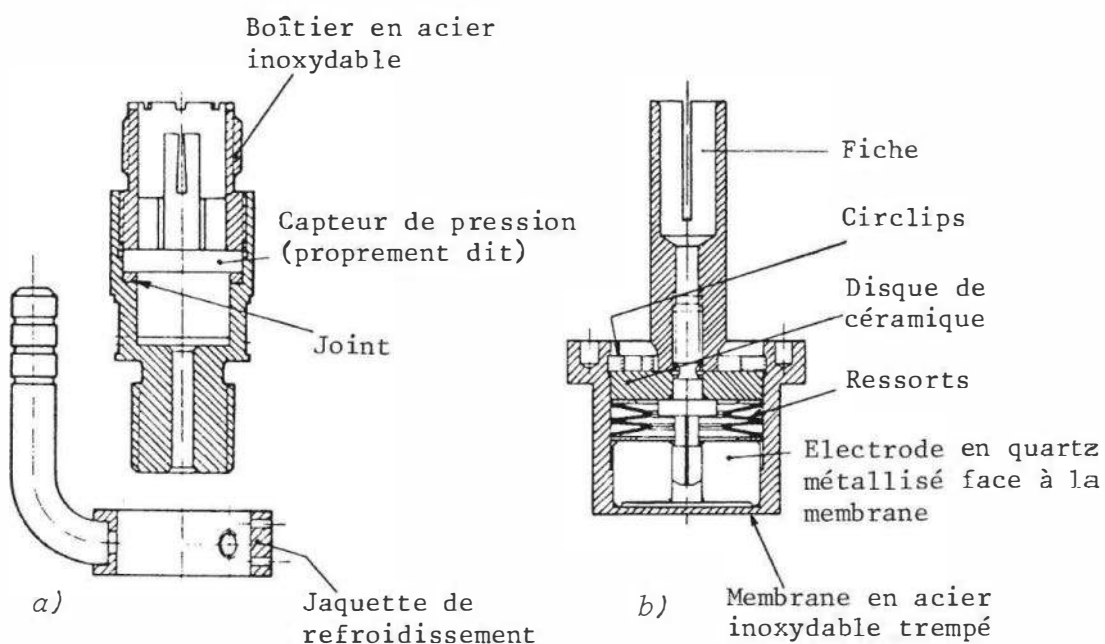


Figure 13.16 – Capteur pour pression élevée et haute température : a) coupe ; b) détail du capteur (Doc. DISA).

L'hystérésis des capteurs capacitifs dont les flèches des membranes ne dépassent guère $0,5 \mu\text{m}$ reste inférieure à $0,2 \%$ de l'étendue de mesure.

Le troisième paramètre de la capacité C , à savoir ϵ_r , correspond à son diélectrique et peut également être rendu variable en déplaçant, par exemple, entre les armatures d'un condensateur une lame diélectrique de forte permittivité qui est solidaire d'un corps d'épreuve. La déformation de ce dernier en provoquant un déplacement ΔX du point de fixation de la lame entraîne une variation ΔC de la capacité :

$$\Delta C = \frac{\epsilon_0 a}{D_0} \cdot (\epsilon_r - 1) \Delta X$$

a étant la largeur des armatures et D_0 leur distance, ϵ_r étant la permittivité relative du diélectrique et $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ MKSA.

La transformation d'une variation de capacité ΔC en un signal électrique peut être obtenue par l'un des procédés examinés antérieurement (§ 3.3.2.2 et § 7.3.4).

Dans ses transmetteurs électroniques de pression, la firme Rosemount utilise une variation différentielle de capacité. La *figure 13.17* montre, en coupe, la constitution d'un tel élément capacitif comprenant une membrane dont le centre se déplace au maximum de 50 ou de $100 \mu\text{m}$ selon les modèles, entre deux électrodes fixes A_1 et A_2 solidaires d'un isolant rigide et formant avec elles deux condensateurs de capacité C_1 (côté haute pression p_1) et C_2 (côté basse pression p_2).

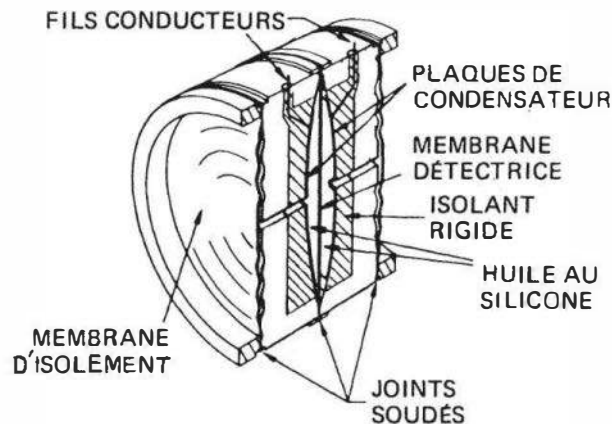


Figure 13.17 – Capteur de pression avec conversion par capacité différentielle (Doc. Rosemount).

Les pressions p_1 et p_2 sont transmises par l'intermédiaire de membranes d'isolement et d'huile de silicone à la membrane détectrice déformable qui se déplace entre les deux électrodes fixes proportionnellement à la différence $p_1 - p_2$; le signal de mesure est de la forme :

$$i_m = K \cdot \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2} = K'(p_1 - p_2).$$

Les capacités C_1 et C_2 étant placées dans des conditions d'environnement identiques, il résulte de la forme même du signal de mesure, une très bonne compensation des effets du vieillissement, des variations thermiques et des contraintes mécaniques.

Des capteurs pelliculaires de pression à diélectrique solide et à diélectrique gazeux, d'une épaisseur de 80 μm , ont été développés par l'ONERA pour les besoins d'instrumentation sur des profils aérodynamiques minces (figure 13.18).

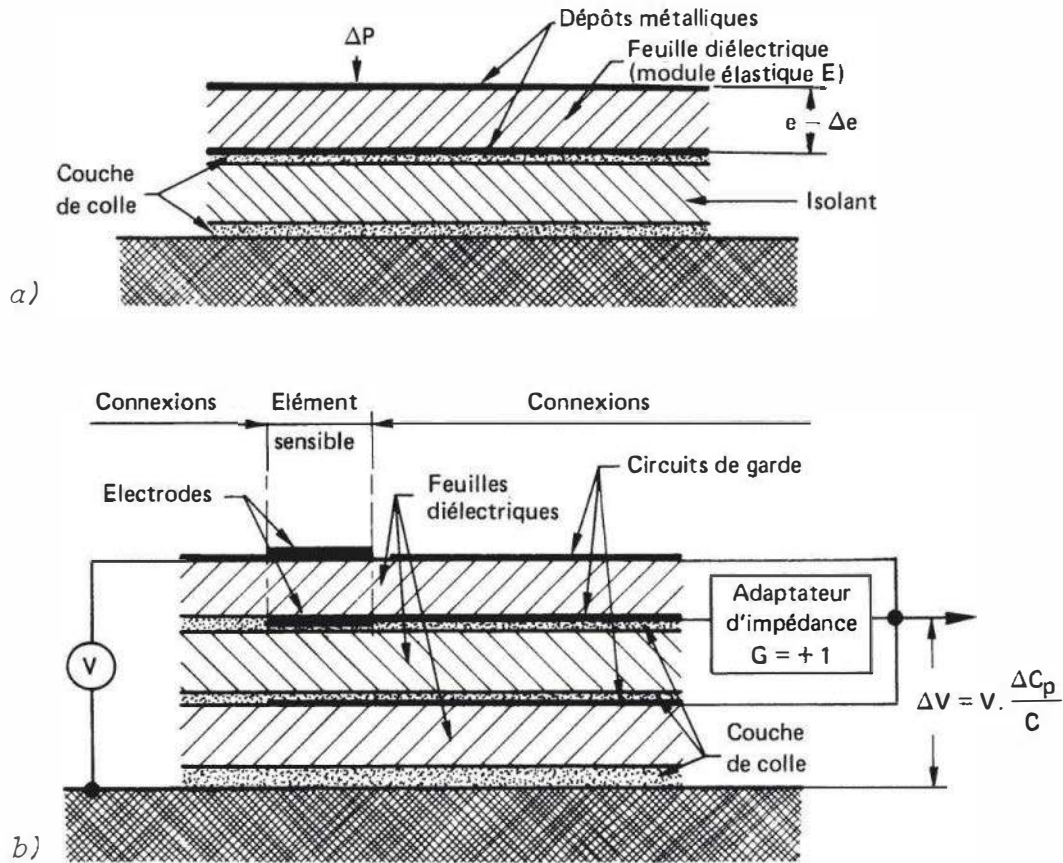


Figure 13.18 – Capteur pelliculaire de pression vu en coupe : a) structure simplifiée ; b) montage électrique (Doc. ONERA).

Une catégorie particulière de capteurs capacitifs évite l'emploi d'une source extérieure d'alimentation grâce à l'utilisation d'une membrane conservant une polarisation électrique constante (effet électret). Une telle membrane, une feuille mince de polyester, de 15 μm d'épaisseur, par exemple, et dont on a métallisé la face extérieure, peut être placée sur une électrode métallique présentant des irrégularités superficielles contenant de l'air (figure 13.19). Leur sensibilité, qui est variable en fonction de la température, se situe entre 1 et 20 mV/mbar pour divers modèles réalisés, également, par l'ONERA, et dont le diamètre ne dépasse pas 5 mm pour une épaisseur de 1,5 mm. De tels capteurs doivent être associés à des adaptateurs d'impédance comportant, par exemple, des transistors à effet de champ.

Caractéristiques métrologiques des capteurs capacitifs de pression.

- Linéarité : 0,5 à 2 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Hystérésis : inférieure à 0,02 % de E.M.
- Résolution : meilleure que 0,1 % de E.M.
- Fidélité : 0,1 à 2 % de E.M.
- Précision : 0,2 à 0,5 % de E.M.

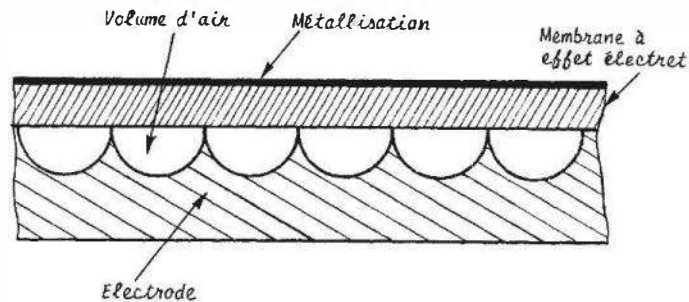


Figure 13.19 – Capteur à effet électret : principe de la réalisation.

- Rapidité : fréquence propre : 50 à 200 kHz selon le diamètre et l'épaisseur de la membrane.
- Signal de sortie : 20 à 200 mV.
- Avantages : faible masse, peu sensibles aux accélérations.
- Inconvénients : sensibilité à la température, sauf en montage différentiel ; sortie haute impédance.

13.5.3 Conversion par variation d'inductance et de mutuelle inductance

Dans les capteurs de pression à variation d'inductance on utilise, essentiellement, la variation de la réluctance d'un circuit magnétique, par modification, suivant le cas, d'un ou de plusieurs entrefers.

La *figure 13.20a* montre l'association d'un tube de Bourdon vrillé avec un circuit magnétique. L'armature de ce circuit, étant liée à l'extrémité libre du tube, tourne autour de son point de fixation lorsqu'on applique une pression. Cette rotation entraîne une variation différentielle des entrefers $+\Delta e$ et $-\Delta e$ (de 0,05 mm à 0,1 mm, par exemple). La variation des inductances L_1 et L_2 qui en résulte (*figure 13.20 b et c*) peut être convertie en signal de mesure au moyen d'un montage en pont associant ces inductances avec deux inductances ou deux résistances fixes ou simplement avec deux demi-secondaires d'un transformateur d'entrée d'un équipement à courant porteur (§ 3.2.2 et § 3.3.2.3).

En utilisant les propriétés magnétiques d'un matériau constituant un corps d'épreuve, il est également possible d'obtenir une variation de réluctance d'un circuit magnétique ; le corps d'épreuve joue alors le rôle d'une armature mobile. C'est notamment le cas d'une membrane dont la déformation modifie l'entrefer « air » d'un circuit magnétique.

Un circuit symétrique, composé de deux demi-circuits magnétiques en M , ayant une armature mobile commune, peut être adapté également pour l'exploitation d'une variation d'induction mutuelle (*figure 13.21*).

Un tel circuit comporte deux primaires en série, et deux secondaires, en série également, avec toutefois une prise médiane. Le courant primaire i reste pratiquement constant car les entrefers « air », de l'ordre de 150 μm , varient en sens inverse respectivement de $+\Delta e$ et de $-\Delta e$. Les f.é.m. induites dans les secondaires, soit v_1 et v_2 , dépendent alors uniquement des coefficients d'induction mutuelle, inversement proportionnels aux réluctances des circuits magnétiques, c'est-à-dire, en première approximation, à leurs entrefers respectifs $e + \Delta e$ et $e - \Delta e$. Les tensions v_1

et v_2 étant opposées, on a aux bornes des secondaires un signal v_m :

$$v_m = v_1 - v_2 = f \left(\frac{2\Delta e}{e^2 - (\Delta e)^2} \right) \quad \# \quad f \left(\frac{2\Delta e}{e^2} \right)$$

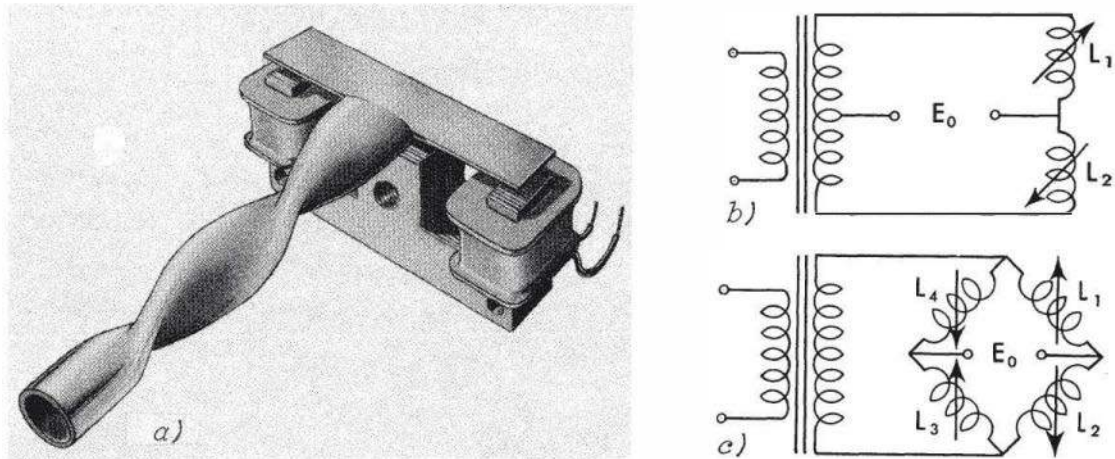


Figure 13.20 – Capteur de pression à conversion par variation de réluctance : a) constitution ; b) montage de mesure en demi-pont ; c) montage en pont complet par association de deux circuits magnétiques fonctionnant en push-pull.

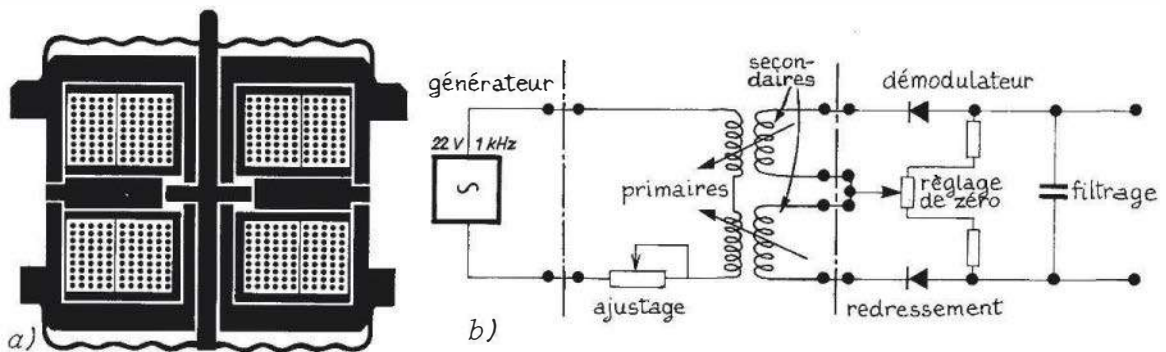


Figure 13.21 – Capteur de pression différentielle à conversion par variation de mutuelle induction : a) constitution ; b) circuit de mesure (Doc. Enertec-Schlumberger).

Caractéristiques métrologiques des capteurs de pression à variation d'inductance :

- Linéarité : $\pm 0,5$ à 3 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Hystérésis : $\pm 0,1$ à 1 % de E.M.
- Résolution : $0,01$ % de E.M.
- Précision : $0,5$ à 2 %.
- Rapidité : bande passante limitée à quelques kHz.
- Signal de sortie : 100 à 400 mV.
- Avantage : signal de sortie important.
- Inconvénients : sensible aux vibrations, chocs, champs magnétiques : l'alimentation doit être stabilisée en amplitude et fréquence.

Une certaine simplification du mode de réalisation des capteurs à variation d'inductance et, surtout, une amélioration de leur linéarité compatible avec des déformations du corps d'épreuve pouvant atteindre un millimètre par exemple, peuvent être obtenues avec des transformateurs différentiels (§ 7.2.3).

Le signal traduit l'amplitude et le sens du déplacement Δx du noyau, ce dernier pouvant être lié à une membrane, une capsule ou un soufflet soumis à une pression ou à une différence de pressions (figure 13.22).

Caractéristiques métrologiques des capteurs de pression à transformateur différentiel :

- Linéarité : 0,5 à 1 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Hystérésis : inférieure à 0,05 % de E.M.
- Résolution : 0,001 % de E.M.
- Rapidité : fréquence propre : 5 à 250 kHz.
- Signal de sortie : 50 à 500 mV.
- Avantages : faible hystérésis, très bonne résolution, signal de sortie relativement élevé, utilisable en environnement hostile, nucléaire par exemple.
- Inconvénient : sensibilité aux vibrations et chocs.

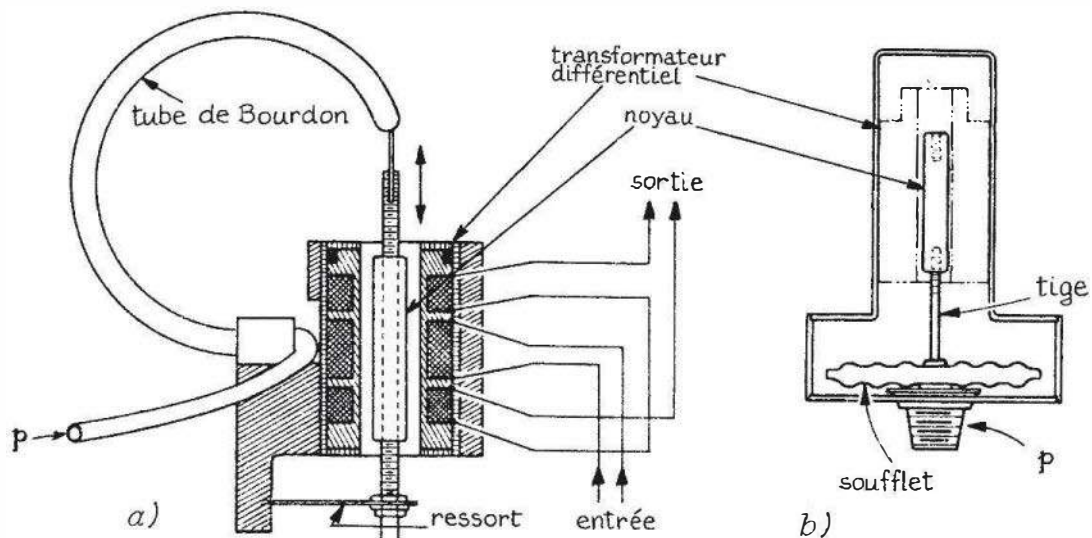


Figure 13.22 – Capteurs de pression avec différents corps d'épreuve et conversion par transformateur différentiel : a) tube de Bourdon ; b) soufflet (Doc. Schaevitz).

13.5.4 Conversion par effet piézoélectrique

Les structures piézoélectriques utilisées comme corps d'épreuve assurent directement la transformation de la contrainte, produite par l'application d'une force F , en un signal électrique Q (§ 10.1.1). Ainsi, une lame, découpée dans un cristal de quartz, perpendiculairement à l'un de ses trois axes électriques, munie d'armatures métalliques, développe par compression (ou extension) une polarisation diélectrique se traduisant par l'apparition sur les armatures d'une charge Q :

$$Q = kF$$

k étant la constante piézoélectrique et F la force appliquée. Dans le cas du quartz, $k = 2,32 \cdot 10^{-12}$ coulomb/newton.

La surface des rondelles ou des lames est déterminée en fonction de la contrainte maximale admissible. Celle-ci est de 95 hbar pour le quartz, de 80 hbar pour le titanate de baryum et de 14 hbar pour le sel de Seignette. Toutefois, la contrainte limite applicable dépend essentiellement de la qualité du contact cristal-électrodes. À cet effet, le parallélisme des faces doit être assuré à mieux que $10 \mu\text{m}$ et leur planéité à mieux que $1 \mu\text{m}$. Seuls, le poli optique et le rodage soigné des surfaces suppriment les irrégularités – points saillants – pouvant entraîner une concentration, même ponctuelle, des contraintes dépassant la charge de rupture. Il est donc prudent de limiter les contraintes effectivement appliquées au dixième et même au vingtième du maximum admissible.

La forme tubulaire permet d'accroître la charge en simplifiant le mode d'association des éléments. Pour une telle structure :

$$Q = kF \frac{4dh}{D^2 - d^2}$$

où d et D sont les diamètres interne et externe du tube et h la hauteur de sa partie métallisée. Le tube, comme le bilame, est formé par l'association de deux éléments de polarité opposée par rapport à son plan de symétrie (*figure 13.23a*).

Les structures tubulaires sont, en particulier, utilisables pour la réalisation de capteurs de pression refroidis par une circulation d'eau en contact avec la métallisation du cristal et la membrane d'étanchéité (*figure 13.23b*). À noter, également, que dans un tel capteur la transmission de la pression est assurée par une pièce métallique rigide servant, par ailleurs, à la fixation de la membrane d'étanchéité. Cette pièce est prolongée par une tige, un tirant assurant, avec un fort ressort de rappel, une tension initiale, ou précontrainte, compensant tous les jeux et améliorant la linéarité. Grâce à cette tension initiale, on peut mesurer également les pressions inférieures à la pression atmosphérique.

Des structures piézoélectriques tubulaires particulières ont été développées par SODERN sous forme d'un câble coaxial blindé, de 1 à 3 mm de diamètre, dont l'âme et la gaine métalliques sont isolées l'une de l'autre par une céramique piézoélectrique polarisée radialement (vibrocoax). Soumis à une pression extérieure, un tel câble permet d'obtenir une charge Q proportionnelle à cette pression ; il peut être utilisé pour la mesure des faibles variations de pression en milieu à haute pression, pour le contrôle de trafic, etc. (*figure 13.24*)

Les capteurs piézoélectriques peuvent être assez facilement miniaturisés. Leur diamètre, dans le cas d'une forme cylindrique, peut être abaissé à quelques millimètres et leur membrane, affleurante, avoir s'il y a lieu un diamètre inférieur au millimètre. D'une manière générale, les étendues de mesure des capteurs piézoélectriques vont de quelques millibars à quelques milliers de bars, 5 000 bars, par exemple et même plus. En outre assez souvent, le même capteur permet de couvrir un domaine de pressions d'un rapport de un à cent. La sensibilité de ces capteurs peut varier de 0,05 pC/bar à 1 pC/bar suivant le mode de réalisation et l'étendue de mesure ou, encore, de 1 à 25 mV/bar dans le cas de capteurs à électronique incorporée.

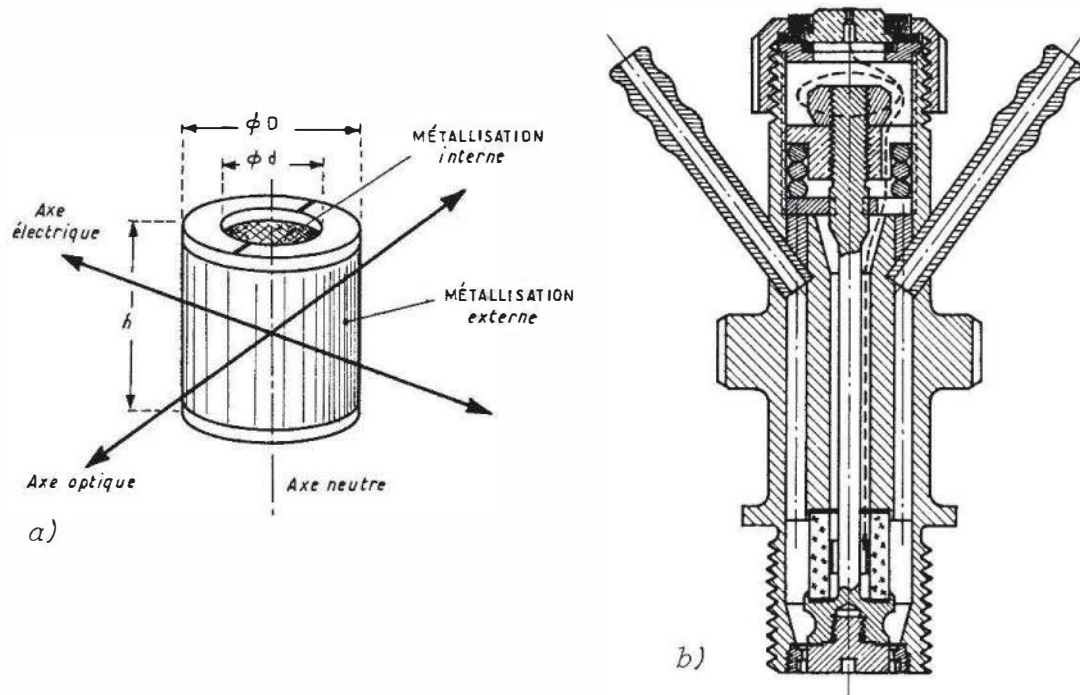


Figure 13.23 – Capteur de pression avec conversion par élément piézoélectrique tubulaire : a) structure d'un élément tubulaire en quartz ; b) constitution du capteur.

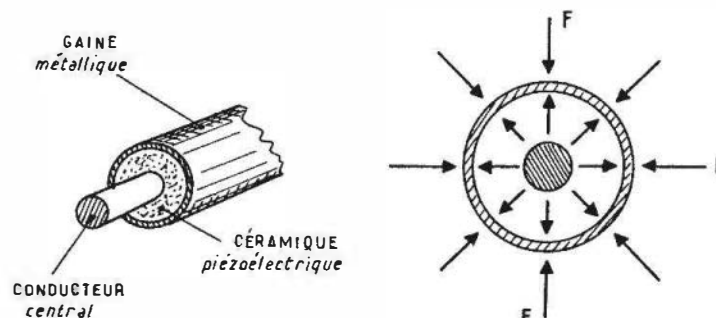


Figure 13.24 – Câble piézoélectrique Vibrocoax : structure du câble et répartition des forces (Doc. SODERN).

La constante de temps dépend des capacités parallèles, des résistances d'isolement et de l'électronique associée. Pratiquement, on arrive à maintenir les charges développées durant 1 à 24 heures, cependant la constante de temps de certains capteurs ne dépasse pas la seconde. En effet, la résistance d'isolement doit être supérieure à $10^{10} \Omega$, ce qui n'est pas toujours réalisé. Dans tous les cas, le conducteur de sortie doit être isolé avec du téflon ou, encore, du quartz fondu ou une céramique de grande résistivité.

Le conditionnement des signaux des capteurs piézoélectriques est réalisé à l'aide d'amplificateurs de tension ou de charge (§ 10.1.5)

Caractéristiques métrologiques :

- Linéarité : $\pm 0,1$ à ± 1 % de l'étendue de mesure (E.M.).
- Hystérésis : inférieure à 0,0001 % de E.M.
- Résolution : 0,001 % de E.M.

- Rapidité : fréquence propre : 50 kHz à 1 MHz suivant la réalisation.
- Signal de sortie : 5 à 100 mV.
- Avantages : excellente réponse en fréquence, convenant à la mesure de pressions rapidement variables; miniaturisation; très faible sensibilité à l'accélération : < 0,001 % par g ; absence d'alimentation du capteur.
- Inconvénients : sensibilité à la température, nécessite un câble de liaison spécial, de faible bruit en particulier.

13.5.5 Conversion par oscillateurs électromécaniques

Ce type d'oscillateur comporte un élément qui est le siège de vibrations mécaniques dont la fréquence dépend, entre autres, des forces qui lui sont appliquées. La force de pression agissant directement ou indirectement sur l'élément vibrant, en fonction de sa valeur, modifie la fréquence des vibrations qui est aussi celle du signal émis par l'oscillateur. L'information étant liée à la fréquence, il en résulte des avantages qui peuvent être appréciables dans de multiples situations : meilleure immunité aux bruits et parasites, protection de l'information vis-à-vis de l'atténuation de transmission, facilité de conversion sous forme numérique.

■ Oscillateurs à corde, lame ou tube vibrants

Le corps d'épreuve soumis à la pression à mesurer est soit associé à l'élément vibrant, c'est le cas de la corde ou de la lame d'acier qui vibrent tendues entre un point fixe du boîtier d'une part, et une membrane ou un soufflet d'autre part (*figure 13.25a et b*), soit l'élément vibrant lui-même : c'est le cas du tube vibrant qui est en fait un tube borgne (§ 13.2.1.3) (*figure 13.25c*).

Les vibrations sont entretenues grâce à deux bobines : la bobine de détection délivre une tension induite par l'élément vibrant qui est en acier ; cette tension est amplifiée et alimente la bobine d'excitation (*figure 8.24*).

La fréquence f des vibrations mécaniques dépend :

- de la forme et des dimensions (longueur ℓ , section s) de l'élément vibrant,
- des propriétés physiques du matériau utilisé : masse volumique ρ par exemple,
- des forces qui lui sont appliquées.

Ainsi, dans le cas de la corde vibrante, on a :

$$f = \frac{1}{2\ell} \sqrt{\frac{F}{\rho s}} \quad F \text{ étant la tension de la corde;}$$

pour le tube vibrant, la relation est de la forme :

$$p = A (f - f_0) + B (f - f_0)^2 + C (f - f_0)^3$$

f_0 et f étant respectivement les fréquences de vibration pour une pression nulle et pour la pression p de mesure; A , B , C sont des constantes caractéristiques du capteur.

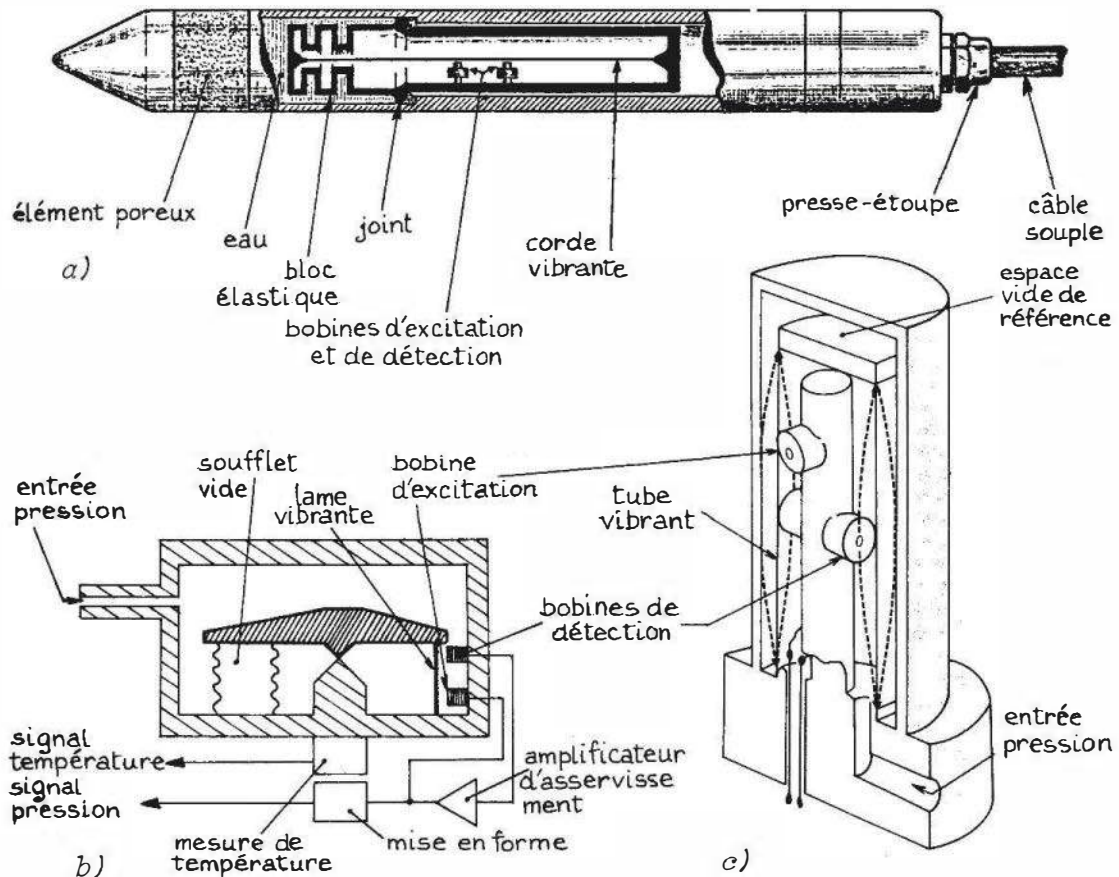


Figure 13.25 – Capteurs de pression avec conversion par oscillateur électromécanique : a) corde vibrante (Doc. Telemac) ; b) lame vibrante (Doc. Crouzet) ; c) tube vibrant (Doc. Bell et Howell).

Exemples de réalisation :

Capsule manométrique CL1 (fabricant Télémac) (figure 13.25 a)

Elle est utilisée en travaux publics pour la mesure de pression de fluides, interstitiels en particulier. La pression, transmise à travers l'élément poreux, déforme longitudinalement le bloc élastique ce qui modifie la tension de la corde et donc sa fréquence de vibration.

- Étendues de mesure (E.M.) : 0-2, 0-5, 0-10, 0-20 bars.
- Résolution : 0,1 % de E.M.
- Précision : 0,3 % de E.M.

Capteur de pression type 50 (fabricant Crouzet) (figure 13.25 b)

Il s'agit d'un capteur de pression absolue à lame vibrante destiné, en particulier, à des applications aéronautiques. La tension de la lame est assurée par un soufflet scellé dont le vide fournit la référence pour la mesure de pression absolue. La fréquence de vibration dépend de la température qui est donc également mesurée : la valeur exacte de la pression est calculée automatiquement à partir des valeurs de la fréquence de vibration et de la température à l'aide d'une expression polynomiale dont les coefficients sont stockés dans une mémoire associée.

- Étendue de mesure (E.M.) : 0 - 1100 à 0 - 3 000 mb.

- Précision : $\pm 0,01$ à $\pm 0,02$ % de E.M.
- Bande passante : 15 Hz (à -3 dB).
- Avantages des capteurs à corde, lame ou tube vibrants :
 - Information portée par la fréquence.
 - Niveau de sortie élevé.
 - Répétabilité, résolution et précision sont excellentes.
- Inconvénients :
 - Non-linéarité.
 - Bande passante limitée.
 - Sensibilité à la température, aux vibrations, aux chocs.
 - Encombrement important.

■ Oscillateurs à quartz

En rendant variable l'épaisseur de la lame d'air entre un quartz oscillant et l'une de ses électrodes, on peut modifier la fréquence d'oscillation jusqu'à environ 0,1 %. Ainsi, par exemple, pour un déplacement d'une électrode de 20 μm , la fréquence d'un cristal oscillant à 2 MHz varie de 1 000 Hz. Le déplacement de l'électrode est obtenu par une liaison rigide à la membrane ou à la capsule qui se déforme sous l'action de la pression. Le signal de fréquence variable peut être mélangé au signal de fréquence fixe d'un quartz de référence : la fréquence de battement traduit alors la grandeur pression.

Un autre principe de mesure exploite la variation de fréquence de résonance du quartz sous l'influence d'une force qui lui est appliquée. Dans un capteur réalisé suivant ce principe (fabricant Gould) la force F est appliquée sur la tranche d'un disque de quartz de faible épaisseur. Deux plots déposés en deux points de ce disque permettent chacun l'entretien d'une oscillation de haute fréquence. L'un de ces plots est placé dans la zone soumise à contrainte par l'application de la force, l'autre, utilisé comme point de référence est situé dans un domaine non contraint (*figure 13.26a*). Le signal de sortie (*figure 13.26b*) résulte d'une part du battement des deux fréquences d'oscillation et d'autre part, afin d'accroître la résolution, de la multiplication de la fréquence de battement par un facteur n entier ($2 < n < 32$).

L'étendue de mesure (E.M.) est de 0 – 1 bar ; l'erreur de linéarité, d'hystérésis et de répétabilité est inférieure à $\pm 0,025$ % de E.M. ; la dérive du zéro et celle de la sensibilité sont très faibles : 0,009 % de E.M. par $^{\circ}\text{C}$; en effet entre -25 $^{\circ}\text{C}$ et $+85$ $^{\circ}\text{C}$ les dérives se trouvent être pratiquement compensées, les deux oscillateurs étant implantés sur le même cristal.

C'est, également, la traduction au moyen d'un cristal de quartz oscillant qui est mise en œuvre dans une série de capteurs (fabricant Paroscientific Inc.) destinés à l'aéronautique et dont les étendues de mesure vont de 0 – 0,413 bar à 0 – 62 bars. La *figure 13.27*, représentant un capteur de pression absolue (le vide poussé réalisé dans le corps sert de référence zéro) montre les particularités de sa conception. La force développée par la pression appliquée à un soufflet, dont la surface externe se trouve dans le vide, est transmise, par l'intermédiaire d'un fléau, articulé en O , à

une lame de quartz. Ce fléau est équilibré au moyen de deux masselottes mobiles, ce qui permet de ramener le centre de la masse de l'ensemble du système en O . De ce fait, on arrive à éliminer pratiquement les forces dues aux vibrations et accélérations dont l'effet est ramené à 0,0008 % par g pour l'étendue de mesure.

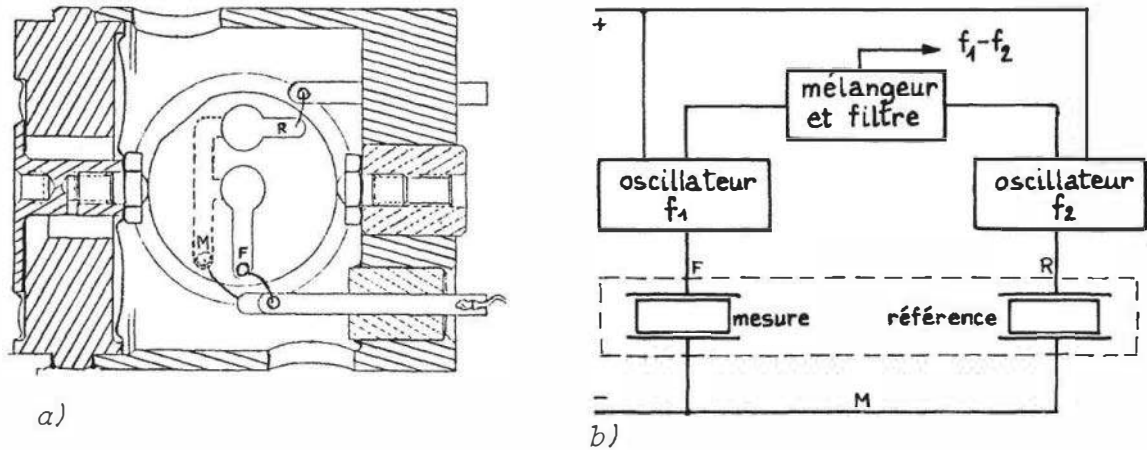


Figure 13.26 – Capteur de pression à conversion par quartz oscillant : a) implantation des électrodes ; b) circuit de mesure (Doc. Gould).

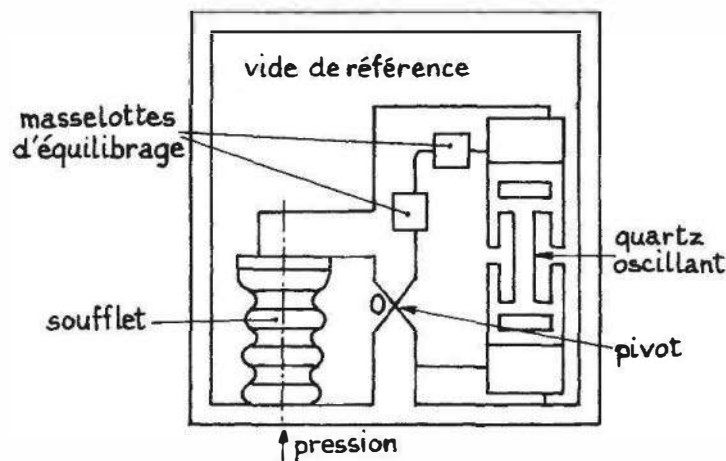


Figure 13.27 – Capteur de pression à conversion par quartz oscillant (Doc. Paroscientific).

La compression axiale du quartz diminue sa fréquence de résonance : elle passe de 40 kHz, à pression nulle, à 36 kHz pour une pression correspondant à l'étendue nominale du capteur.

La fréquence d'oscillation f est liée à la pression p par une relation de la forme :

$$p = A (f_0 - f) - B (f_0 - f)^2$$

f_0 étant la fréquence d'oscillation pour $p = 0$ et A, B étant des coefficients caractéristiques du cristal.

En utilisant une horloge de 10 MHz et un microprocesseur, on détermine la durée de 1 000 périodes de l'oscillation du quartz, ce qui permet d'atteindre une résolution d'environ 0,003 % de la pleine échelle en 25 millisecondes.

Les extrémités de la lame de quartz formant un filtre mécanique passe-bas, éliminent tout transfert d'énergie de la lame vers la structure. Par cet artifice et, aussi, du fait

que la lame est placée dans le vide, l'amortissement des vibrations est réduit au minimum (Q mécanique élevé).

La répétabilité et l'hystérésis sont de 0,005 % de l'étendue de mesure (E.M.) ; les dérives en fonction de la température sont respectivement de 0,0002 % de E.M. par °C pour le zéro et de 0,0014 % de la valeur lue par °C pour la sensibilité.

Un autre type d'oscillateur électromécanique utilisable à la mesure de pression est basé sur la propagation d'ondes élastiques à la surface d'un substrat de quartz. On a montré au § 7.5.1 que la propagation d'une onde élastique permet la réalisation d'une ligne à retard T tel que :

$$T = \frac{\ell}{V}$$

où ℓ est la distance entre émetteur et récepteur de l'onde, et V est la vitesse de propagation de l'onde.

L'insertion de la ligne à retard dans la boucle de réaction d'un amplificateur permet de constituer un oscillateur sinusoïdal dont la fréquence f a pour valeur :

$$f = n \frac{1}{T} = n \frac{V}{\ell}$$

n étant un nombre entier déterminé par les dimensions du substrat et les non-linéarités de l'amplificateur.

Un capteur de pression est réalisé en constituant sa membrane par une lame de quartz sur laquelle est déposée la ligne à retard (*figure 13.28a*).

La déformation de la membrane sous l'effet de la pression entraîne une variation de ℓ et par conséquent de la fréquence f d'oscillation. La sensibilité $S = \Delta f / \Delta p$ est de l'ordre de 20 kHz/bar pour f voisin de 100 MHz. Cependant la sensibilité thermique de ce mode de réalisation est importante : elle peut être réduite considérablement par un fonctionnement de type push-pull. À cette fin, deux lignes à retard associées chacune à un oscillateur sont implantées sur le diaphragme dans deux zones dont les déformations sous l'effet de la pression sont de signe contraire : les variations correspondantes des fréquences des oscillateurs sont donc aussi de signe opposé : 18 kHz/bar et - 22 kHz/bar par exemple. Le mélange des fréquences f_1 et f_2 délivrées par les deux oscillateurs fournit une fréquence de battement $f = f_1 - f_2$ dont la variation avec la pression est donc de 40 kHz/bar dans le cas de l'exemple précédent ; la linéarité est excellente (*figure 13.28b*). L'influence de la température qui est sensiblement identique sur les fréquences f_1 et f_2 est considérablement réduite sur la fréquence f de battement.

13.5.6 Autres procédés de conversion

■ Photoélectricité

Le déplacement ou la déformation du corps d'épreuve peuvent être transformés en une variation d'intensité lumineuse par diffusion ou par interception progressive des rayons lumineux issus d'une source de lumière. L'interception peut être réalisée au moyen d'un volet mobile lié à une membrane ou à un soufflet ; la diffusion résulte, par exemple, de la déformation d'une surface réfléchissante du corps d'épreuve (face polie d'une membrane) ou d'un miroir lié à ce dernier. Dans le cas d'une membrane,

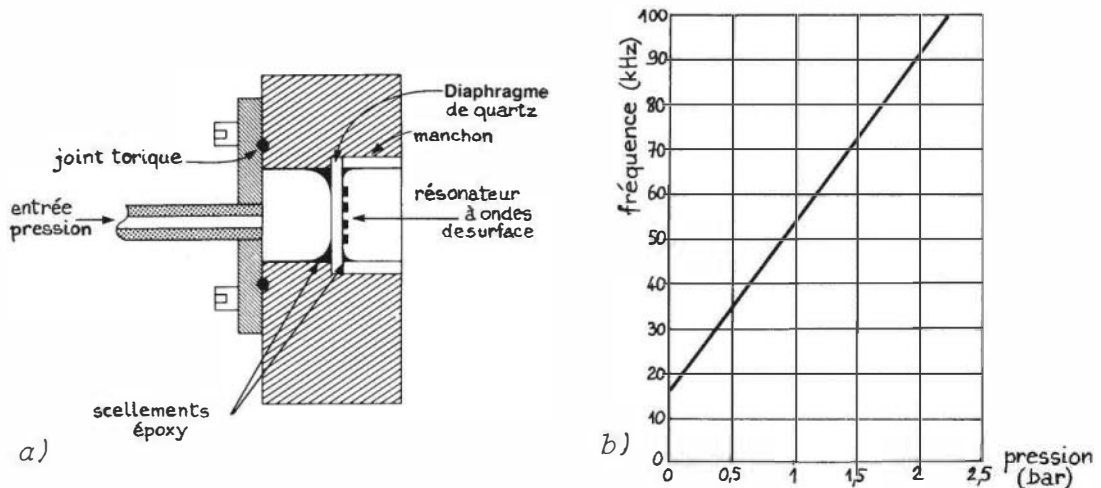


Figure 13.28 – Capteur de pression à conversion par ondes de surface : a) constitution (Doc. Hewlett Packard); b) montage en push-pull de deux lignes à retard : fréquence de battement en fonction de la pression (Doc. Thomson).

la précision peut être affectée par la variation de l'albédo, variation due à l'oxydation éventuelle de la surface polie ou, encore, à des effets thermiques.

La lumière, ainsi modulée, est reçue par une photodiode soit directement, soit par l'intermédiaire d'un guide de lumière (fibre optique, par exemple).

En polarisant au moyen d'un nicol les rayons d'un faisceau, on peut également moduler son intensité lumineuse, en le faisant passer à travers un bloc de verre qui, sous l'action d'une pression, devient biréfringent. Le détecteur optique recevant les rayons transmis est précédé d'un second nicol analyseur. Ce principe a été, en particulier, utilisé à l'ONERA.

■ Piézotransistors

Dans les piézotransistors NPN, en appliquant sur l'émetteur, par l'intermédiaire d'une pointe, une force F on modifie la conduction dans la jonction émetteur-base sous jacente. Ceci permet d'obtenir, dans le cas d'un circuit amplificateur, utilisant un de ces transistors, un signal électrique proportionnel à la force F appliquée. Un capteur de pression à piézotransistor comporte, outre ce dernier, une membrane solidaire de la pointe agissant sur l'émetteur (*figure 13.29*).

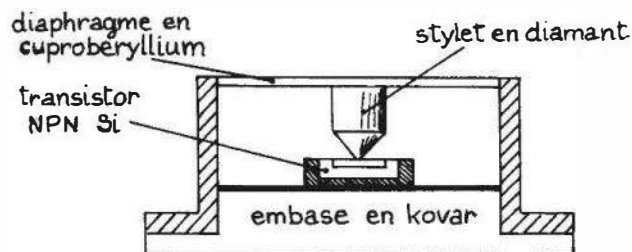


Figure 13.29 – Capteur de pression à conversion par piézotransistor (Doc. Stow. Lab.).

Des capteurs de ce type permettent de couvrir un domaine allant de quelques millibars à 1,5 bar. Leur sensibilité moyenne est de 0,1 volt pour un millibar pour une tension d'alimentation de 10 volts. La dérive du zéro, suivant les modèles est de

± 50 à ± 400 mV par $^{\circ}\text{C}$, l'erreur de linéarité et d'hystérésis étant de 1 % pour un signal de sortie de 1 Volt, et le coefficient de température de $-0,2$ % par $^{\circ}\text{C}$ (la température d'utilisation ne devant pas dépasser 40°C) ; leur fréquence propre peut atteindre 0,15 MHz.

Des transistors à effet de champ, spécialement conçus pour cette application (piézofets) permettent, également, la réalisation de transducteurs comparables aux jauges à semi-conducteurs. En effet, lorsqu'ils sont soumis à des contraintes uniaxiales le courant de saturation qui les traverse varie proportionnellement à leur allongement relatif $\Delta\ell/\ell$.

13.6 Systèmes asservis à équilibre de force

Dans les capteurs de pression à asservissement, le signal de mesure est utilisé, après amplification, pour engendrer une force F' équilibrant la force $F = ps$, appliquée au corps d'épreuve.

La *figure 13.30* représente un capteur de ce type. La pression p provoque la déformation d'une capsule, ce qui entraîne le déplacement d'un fléau (5), lié à la capsule et portant à son autre extrémité le noyau d'un capteur de déplacement inductif (7) utilisé comme détecteur de zéro c'est-à-dire de la position d'équilibre du fléau, comme dans une balance. Le signal de ce capteur est amplifié, démodulé (2 et 3) et appliqué à un moteur électrodynamique. Il produit par l'intermédiaire de ce moteur une force de rééquilibrage $F' = a \cdot B \cdot \ell \cdot i$, B étant l'induction de l'aimant permanent du moteur (10), ℓ la longueur du fil de la bobine mobile de rappel (9) et i l'intensité du courant parcourant cette bobine, intensité proportionnelle au signal délivré par le capteur de déplacement.

À l'équilibre, c'est-à-dire quand $F' = F$, on a :

$$ps = a B \ell i \text{ d'où } i = bp$$

a et b étant des constantes de la construction.

Grâce à l'asservissement, la déformation du corps d'épreuve est très faible (allongement inférieur à $0,2 \mu\text{m}$) ce qui entraîne une hystérésis négligeable, de $5 \cdot 10^{-6}$ à $2 \cdot 10^{-4}$ de l'étendue de mesure. La linéarité, également bonne, est de l'ordre de 0,05 % de l'étendue de mesure.

Malgré ces qualités, et d'autres aussi, comme une excellente fidélité dans le temps ou encore, une excellente précision, pouvant atteindre 10^{-4} de l'étendue de mesure, les dispositifs asservis à équilibre de force cèdent le pas, du moins pour la réalisation de transmetteurs de pression, devant les capteurs capacitifs élaborés ou à couche mince, comportant, également, une électronique intégrée. Moins coûteux, moins encombrants ces derniers sont, surtout, plus robustes que les capteurs à équilibre de force, sensibles, de par leur principe même, aux chocs et aux vibrations.

Deux domaines, cependant, restent encore concernés par les systèmes asservis. Le premier est celui des mesures précises, au point fixe, des pressions quasi stationnaires. On peut, en effet, utiliser dans ce cas un dispositif à poids mobile, déplacé par l'intermédiaire d'une vis micrométrique. Ainsi dans le mesureur numérique Desgranges et Huot, la force développée par la pression agissant sur un piston,

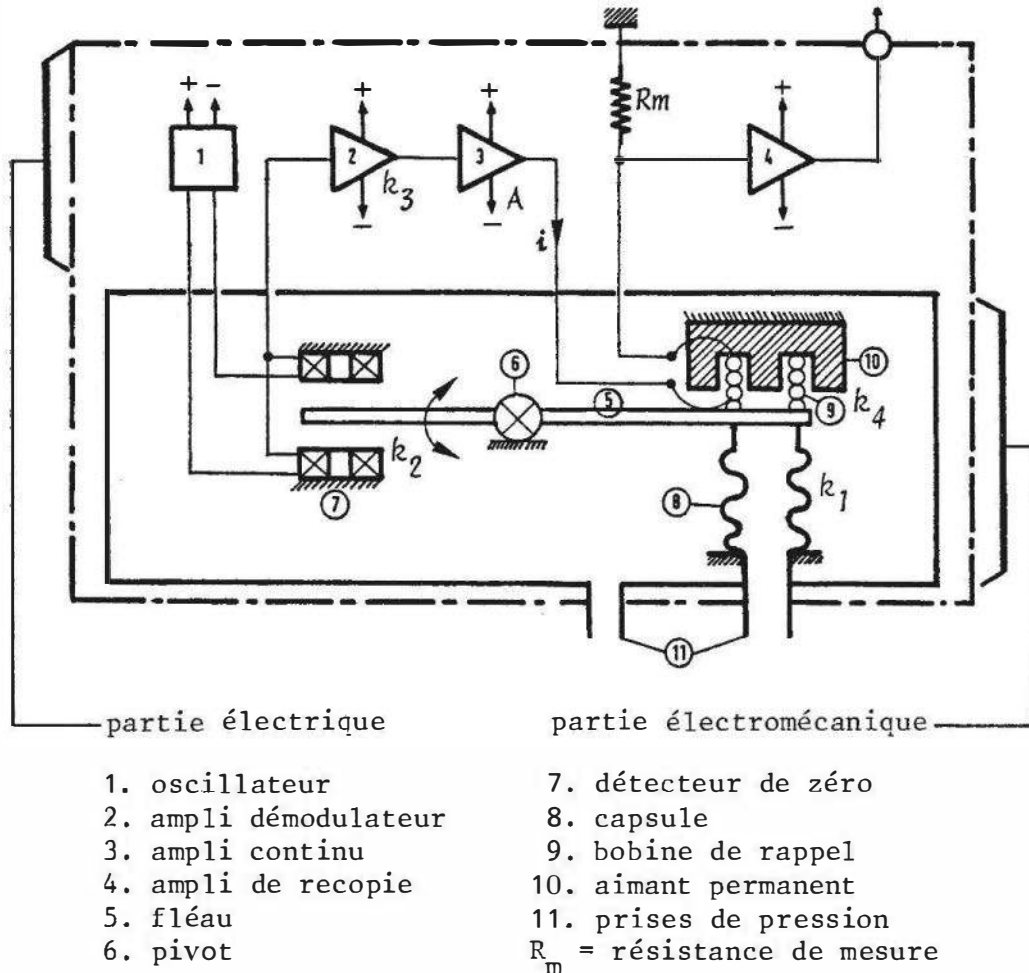


Figure 13.30 – Capteur de pression à équilibre de force (Doc. Crouzet).

contenu dans un cylindre, est équilibrée par la poussée d'une balance à fléau, munie d'une masse mobile. En déplaçant cette masse au moyen d'un moteur, jusqu'à ce que l'équilibre soit atteint, on entraîne un dispositif codeur convertissant en indication numérique la force produite, force qui équilibre la force due à la pression. Le second domaine est celui des capteurs de pression à lecture directe.

Dans un capteur à transformateur différentiel, par exemple, le déplacement du noyau mobile engendre, bien entendu, un signal analogique. Ce signal peut cependant, être utilisé, après amplification, pour entraîner un servomoteur qui, à son tour, peut déplacer le support portant les bobines du transformateur. Ce déplacement par rapport au noyau entraîne l'annulation du signal. C'est, somme toute, une application de la méthode de zéro à la mesure du déplacement du noyau. Mais, par ailleurs, en liant au servomoteur un dispositif indicateur à ruban gradué, on peut disposer d'une échelle défilante, procédé effectivement utilisé dans certains altimètres barométriques.

13.7 Étalonnage

L'étalonnage d'un capteur de pression se fait par application d'une pression de valeur connue et un relevé précis des signaux de sortie. Cet étalonnage peut s'effectuer au

moyen d'un banc d'étalonnage à charge de poids (*figure 13.31*) ou par comparaison avec un instrument étalon.

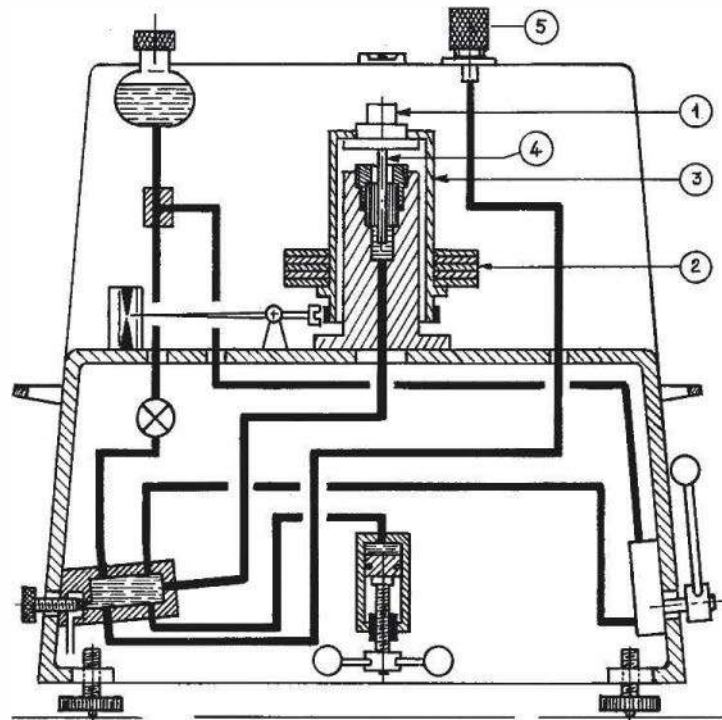


Figure 13.31 – Représentation simplifiée d'une balance manométrique à poids (Doc. Desgranges et Huot). La masse globale M (masses variables (1) et (2) et porte-masse (3)) exerce sur le piston (4), de section s , une force Mg , g étant l'accélération de la pesanteur. Cette force est équilibrée par la force ps due à la pression p du liquide hydraulique :

$$p = \frac{Mg}{s}. \text{ Le capteur à étalonner est branché en (5).}$$

Les balances manométriques permettent d'atteindre des précisions au moins égales à 0,001 %. Cette précision ne concerne que les valeurs stationnaires d'une pression. Quelle que soit la précision d'une courbe d'étalonnage, l'indication obtenue ensuite avec des pressions variables dépend de la réponse en fréquence des capteurs. Il faut donc pouvoir relever cette réponse en fonction de la fréquence d'une pression variable. On peut utiliser pour ce faire des générateurs de pression variable. Des distributeurs tournants (à plateaux ou à tambours) délivrent des impulsions à créneaux ne dépassant guère deux à trois cents impulsions à la seconde. Le spectre réel dépend de la montée en pression. Pour des fréquences plus élevées, on peut utiliser des générateurs à excitation sinusoïdale pouvant monter jusqu'à quelques milliers de hertz mais on est, alors, limité en amplitude et cette méthode ne s'applique, in fine, qu'aux capteurs basse pression.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Andreeva L.E., *Elastic elements for precision instrumentation*, Moscou, Machgiz, 1966.
- Barat M., *Les mesures de pression à l'aide de prises à la paroi dans « Techniques de mesure dans les écoulements »*, Paris, Eyrolles, 1974.

Combe M., *La mesure des fluctuations de pression : capteurs à faible temps de réponse et leur étalonnage dans « Techniques de mesure dans les écoulements »*, Paris, Eyrolles, 1974.

Tandeske Duane, *Pressure Sensors : Selection and Application*, New York, Marcel Dekker Inc., 1991.

■ Périodiques et publications diverses

Dudaicevs H. et al., « Surface micromachined pressure sensor with integrated CMOS readout electronics », *Sensors and Actuators A*, 43, 1994, p. 157.

Greenwood J., Satchel D., « Miniature silicon resonant sensor », *IEE Proceedings D*, 16, 1988, p. 369.

Karrer E., Ward R., « A low range quartz resonator pressure transducer », *ISA Transact.*, 16, 1977, p. 91.

Kim H. et al., « Improvement of the linearity of a capacitive pressure sensor using a interdigitated electrode structure », *Sensors and actuators A*, 62, 1997, p. 586.

Kress H. et al., « Silicon pressure sensor with integrated CMOS signal conditioning circuit and compensation of temperature coefficient », *Sensors and Actuators A*, 25-27, 1991, p. 21.

Li Xinxin et al., « Study on linearization of silicon capacitive pressure sensors », *Sensors and Actuators A*, 58, 1997, p. 1.

Portat M. et al., « Les capteurs pelliculaires et leurs applications », *Mesures*, 11, 1981, p. 65.

Sugiyama S. et al. « Surface micromachined microdiaphragm pressure sensors » *Sensors and Materials*, 4, 1993, p. 265.

Tanigawa H. et al., « MOS integrated silicon pressure sensor », *IEE Trans. Electron. Devices ED* 32, 1985, p. 1191.

14 • CAPTEURS DE MESURE DU VIDE

On désigne sous le terme de jauges à vide, les capteurs destinés à la mesure de la pression d'un gaz lorsque celle-ci est inférieure à la pression atmosphérique normale. La notion de pression est habituellement envisagée sous son aspect mécanique macroscopique de force pressante exercée sur une surface. Cette façon de voir, bien que toujours valable, perd son intérêt, dans le domaine des basses et très basses pressions, la grandeur intéressante étant le nombre moyen de molécules contenues dans l'unité de volume de gaz, considéré comme homogène. En effet, ce qui importe généralement à l'utilisateur des techniques du vide c'est la diminution du nombre de molécules gazeuses susceptibles :

- d'interagir avec des faisceaux de particules : atomes, électrons, protons, hélions, etc. comme dans la soudure sous vide, la microscopie électronique ou ionique, les accélérateurs en recherche et industrie nucléaires ;
- d'entrer en collision avec une surface, pour minimiser l'adsorption, l'oxydation, la corrosion, afin d'obtenir des surfaces propres comme lors de l'élaboration de films très minces en micro-électronique par exemple.

14.1 Rappel sur les propriétés physiques des gaz

Selon la théorie cinétique, les molécules d'un gaz se meuvent de manière continue et aléatoire et se heurtent entre elles. La trajectoire d'une molécule entre deux chocs est un segment de droite parcouru à vitesse constante et la direction d'un segment après un choc n'a pas de corrélation avec la direction du segment avant le choc. La trajectoire d'une molécule est donc une ligne brisée, la valeur moyenne λ de la longueur de ses segments étant le libre parcours moyen. Lorsque le gaz est contenu dans une enceinte, les molécules ont également des chocs avec les parois et la pression qu'elles exercent sur celles-ci résulte de l'effet moyen de ces chocs. Un vide est souvent caractérisé par le nombre de Knudsen : $K = \lambda/\ell$ qui compare le libre parcours moyen λ à la dimension moyenne ℓ de l'enceinte.

14.1.1 Pression d'un gaz

On considère un élément ΔS d'une surface placée dans un gaz de masse molaire M et une molécule gazeuse, supposée ponctuelle, de masse m , heurtant cet élément de surface avec la vitesse \vec{v} sous une incidence i (*figure 14.1*).

On admettra ici que cette molécule n'étant ni condensée ni absorbée sur la surface (le coefficient de collage est nul) elle est alors réfléchiée sans perte d'énergie ciné-

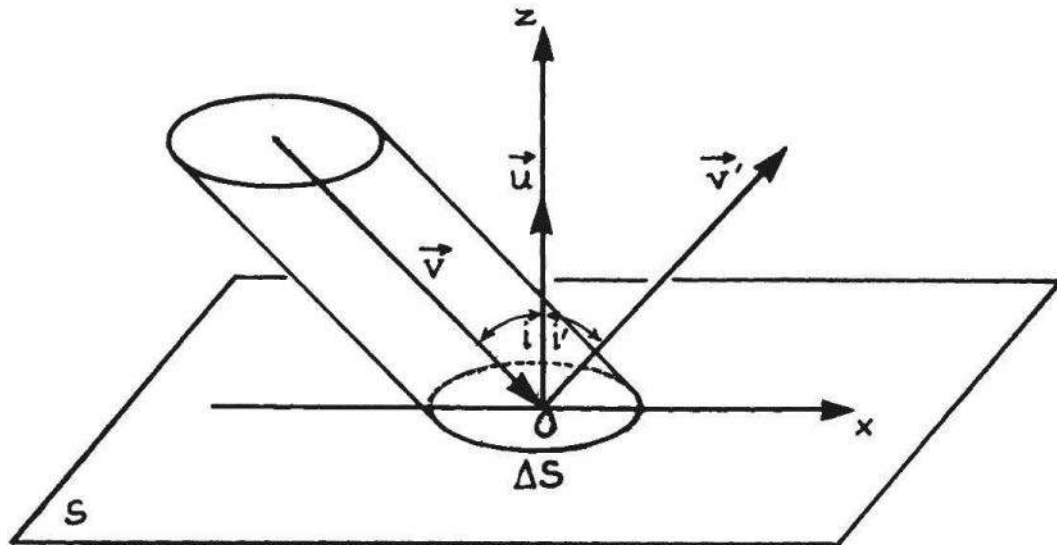


Figure 14.1 – Illustration du choc élastique d'une molécule sur une surface.

tique. De l'application des principes de conservation de l'énergie et de la quantité de mouvement à l'ensemble molécule/surface, il résulte que :

- la molécule est réfléchiée par la surface selon la première loi de Descartes $i = i'$;
- la vitesse \vec{v}' après le choc est telle que $|\vec{v}| = |\vec{v}'| = v$ car la masse de la molécule est très petite devant celle de la paroi.

La variation $\delta\vec{P}$ de la quantité de mouvement de la molécule au cours du choc se réduit à la variation de sa composante suivant la direction Oz perpendiculaire à ΔS , soit :

$$\delta\vec{P}_z = -2 \cdot m \cdot v_z \cdot \vec{u} \quad (v_z < 0)$$

S'il y a Δv molécules ayant la même vitesse \vec{v} qui heurtent la surface ΔS pendant l'unité de temps, la variation correspondante de la quantité de mouvement est alors :

$$\frac{\Delta\vec{P}_z}{\Delta t} = -2 \cdot \Delta v \cdot m \cdot v_z \cdot \vec{u}$$

D'après le principe fondamental de la dynamique, la surface ΔS subit de la part de ces molécules incidentes une force $\Delta\vec{F}$ dirigée dans le sens opposé à \vec{u} et telle que :

$$\Delta\vec{F} = 2 \cdot \Delta v \cdot m \cdot v_z \cdot \vec{u}$$

Si le gaz contient en moyenne n molécules par unité de volume, et si on suppose, dans un premier temps, qu'elles sont monocinétiques, il y en aurait alors $n/2$ qui auraient la vitesse \vec{v} et $n/2$ qui auraient la vitesse $-\vec{v}$; les Δv molécules ayant heurté la surface durant une seconde étant préalablement contenues dans le cylindre de base ΔS et de génératrice \vec{v} , on a :

$$\Delta v = -\frac{n}{2} \cdot \Delta S \cdot v_z \quad (v_z < 0)$$

La force $\vec{\Delta F}$ peut donc s'écrire :

$$\vec{\Delta F} = -n \cdot m \cdot v_z^2 \cdot \Delta S \cdot \vec{u}$$

La pression correspondante qui s'exerce sur la paroi est :

$$p = \frac{|\vec{\Delta F}|}{\Delta S} = n \cdot m \cdot v_z^2.$$

En fait, toutes les molécules n'ont pas la même vitesse v , et l'on doit remplacer v_z^2 par sa valeur moyenne qui est $\overline{v^2}/3$; l'expression de la pression p devient alors :

$$p = \frac{1}{3} \cdot n \cdot m \cdot \overline{v^2} = \frac{2}{3} \cdot n \cdot \frac{1}{2} \cdot m \cdot \overline{v^2}$$

Le terme $\frac{1}{2} \cdot m \cdot \overline{v^2}$ représente l'énergie cinétique moyenne de translation des molécules qui est reliée, par définition, à la température absolue T du gaz par la relation :

$$\frac{1}{2} m \overline{v^2} = \frac{3}{2} kT$$

où k est la constante de Boltzmann : $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J.K}^{-1}$.

La pression peut donc finalement s'écrire :

$$p = n \cdot kT$$

La détermination de la pression d'un gaz revient au dénombrement du nombre n de molécules contenues dans le volume unité.

D'après la loi d'Avogadro, une mole d'un gaz quelconque, c'est-à-dire $N_A = 6,023 \cdot 10^{23}$ molécules (nombre d'Avogadro), occupe à pression et à température données, un volume V_A indépendant de sa nature ;

on a donc :

$$n = \frac{N_A}{V_A} \quad \text{et} \quad p = \frac{N_A}{V_A} kT$$

d'où :

$$pV_A = N_A \cdot kT = RT$$

$R = N_A k$ est la constante des gaz parfaits, $R = 8,314 \text{ joules.mole}^{-1} \text{ K}^{-1}$.

Si N moles occupent à la température T un volume V , on a donc :

$$pV = N \cdot R \cdot T$$

qui est l'équation d'état des gaz parfaits.

14.1.2 Libre parcours moyen

La distance moyenne que parcourt une molécule entre deux chocs dépend d'une part de ses dimensions, donc de sa nature, et d'autre part de la masse volumique du gaz donc de la pression. On définit un volume effectif de la molécule en faisant l'approximation qu'elle est sphérique ; dans cette sphère, de rayon σ , appelée sphère de protection, une autre molécule ne peut pénétrer. On montre facilement qu'une molécule de vitesse v subit v_c chocs par seconde où $v_c = \pi \cdot \sigma^2 \cdot v \cdot n$ et que son libre parcours est donc :

$$\lambda_o = \frac{v}{v_c} = \frac{1}{\pi \sigma^2 n}$$

n étant le nombre de molécules contenues dans l'unité de volume.

En tenant compte de la distribution des vitesses (loi de Maxwell – Boltzmann) le libre parcours moyen s'exprime alors sous la forme :

$$\lambda = \frac{1}{\pi \sqrt{2} \sigma^2 n} = \frac{kT}{\pi \sqrt{2} \sigma^2} \cdot \frac{1}{p}$$

Pour un gaz donné à la température T , le libre parcours moyen est donc inversement proportionnel à la pression. Dans le cas d'une molécule d'oxygène prise dans les conditions normales, le calcul effectué en prenant un rayon σ de 3,16 Å donne un libre parcours moyen de 600 Å. Le nombre de chocs par seconde, calculé en prenant une vitesse moyenne de 450 m.s⁻¹, est de l'ordre de 10¹⁰. Si l'on diminue la pression dans un rapport de 10⁵ le nombre de chocs est encore de 10⁵ par seconde ; ceci explique la rapidité avec laquelle un équilibre statistique peut s'établir au sein d'un gaz.

14.1.3 Phénomènes de sorption

On regroupe sous le vocable de sorption d'une part l'**absorption**, qui est la fixation d'atomes ou de molécules dans le volume d'un solide et d'autre part, l'**adsorption** qui est la fixation d'atomes ou de molécules à la surface du solide. On peut inclure dans l'absorption la présence d'impuretés ou d'atomes étrangers au solide considéré : occlusion gazeuse, piégeage aux défauts cristallins, solution solide... Dans ces deux processus de sorption, la capacité de fixation d'atomes ou de molécules dépend de la nature de leur liaison avec le solide c'est-à-dire des caractéristiques physico-chimiques du couple ab – ou ad – sorbat et substrat. Ces phénomènes sont d'une importance considérable dans la technique du vide, où ils peuvent être la source de perturbations importantes. En effet, des impuretés contenues dans un solide peuvent, par chauffage, diffuser dans son volume, se ségréger à la surface et être désorbées dans le milieu gazeux à caractériser, au même titre d'ailleurs que les impuretés adsorbées sur la surface. Ce dégazage peut modifier d'une part la pression du milieu gazeux et d'autre part l'état de surface des capteurs.

Exemple : la désorption complète d'une couche monoatomique (environ 10¹⁹ atomes/m²) à partir d'une surface d'environ 1 m² enveloppant un volume d'une centaine de litres conduit à un dégazage correspondant à une pression partielle de l'ordre de 4.10⁻¹ Pa à la température ambiante.

Le dégazage peut être induit par chauffage (étuvage des installations) et également par impact d'atomes, d'ions ou d'électrons, qui peuvent conduire en outre à une évaporation du solide (pulvérisation).

L'état d'adsorption d'une surface conditionne :

- sa capacité d'adsorption ultérieure : elle est définie par son **coefficient de collage** qui est le rapport entre le nombre de molécules qui restent piégées sur la surface et le nombre de celles qui y arrivent ;
- son aptitude à échanger de la chaleur avec un gaz ; elle est caractérisée par le **coefficient d'accommodation** β d'expression :

$$\beta = (T' - T_o)/(T - T_o)$$
 où T est la température de la molécule incidente, T_o la température du solide, T' la température de la molécule après réémission, la température d'une molécule étant liée à sa vitesse par la relation $kT = 1/2 mv^2$;
- sa capacité d'émettre des électrons :
 - par effet thermoionique ou par photoémission : elle est spécifiée par le travail d'extraction électronique et ses variations en fonction de l'adsorption,
 - par émission secondaire sous l'effet d'impact d'ions, ou d'électrons, caractérisée par le coefficient d'émission secondaire.

14.2 Différents domaines du vide – Types de jauges

On distingue traditionnellement et de manière assez grossière quatre domaines dans l'échelle du vide, c'est-à-dire quatre gammes de pression (*tableau 14.1*) ; à l'intérieur de chacun de ces domaines, certaines caractéristiques ou propriétés des gaz peuvent varier de manière différente et il leur correspond plus spécialement une catégorie de jauges basée sur une propriété physique particulière.

Tableau 14.1 – Différents domaines du vide.

		Vide primaire (ou grossier)	Vide intermédiaire (ou moyen)	Vide élevé (ou poussé)	Ultra- vide
Domaine approximatif de pression	en Pa	10^5 à 10^2	10^2 à 10^{-1}	10^{-1} à 10^{-5}	$< 10^{-5}$
	en mbar	10^3 à 1	1 à 10^{-3}	10^{-3} à 10^{-7}	$< 10^{-7}$
Nombre de molécules par cm^3 (ordre de grandeur)		10^{19} à 10^{16}	10^{16} à 10^{13}	10^{13} à 10^9	$< 10^9$
Libre parcours moyen (ordre de grandeur en cm)		10^{-6} à 10^{-3}	10^{-3} à 1	1 à 10^4	$> 10^4$
Régime d'écoulement		laminaire (ou visqueux)	intermédiaire	moléculaire	–

Les équivalences entre certaines unités de pression, encore généralement employées et le Pascal (Pa) qui est l'unité légale du Système International MKSA, sont indiquées dans le *tableau 13.1*.

On peut classer les jauges à vide en trois groupes principaux selon l'effet physique ou la propriété en rapport avec la pression qui est à la base de leur principe :

- les jauges à effet mécanique ;
- les jauges à effet thermique ;
- les jauges utilisant une caractéristique électrique du gaz.

Le premier groupe comprend les jauges comportant un corps d'épreuve qui se déforme sous l'effet d'une pression différentielle ; la déformation est un mesurande secondaire qui est traduit en signal électrique à l'aide d'un capteur de déplacement ou de déformation.

Le deuxième groupe comprend les jauges ayant pour corps d'épreuve un élément chauffé dont la température d'équilibre dépend de la pression environnante ; le mesurande secondaire est alors la température.

Dans le troisième groupe de jauges, la mesure porte directement sur le gaz : les molécules sont dénombrées à partir du comptage du nombre d'ions qu'elles sont susceptibles de fournir sous la forme d'un courant électrique.

Dans le *tableau 14.2* sont indiqués les types les plus courants de jauges délivrant un signal électrique fonction de la pression ainsi que leur domaine d'utilisation possible.

14.3 Jauges à déformation

On se restreint ici à la description des capteurs de ce type utilisés dans le domaine des basses pressions. Il convient cependant de noter que cette famille de capteurs est également utilisable dans le domaine des hautes pressions (§ 13.4).

14.3.1 Capteurs à tube de Bourdon

Le corps d'épreuve est un tube à section circulaire ou aplatie, à paroi mince en métal ou en quartz, enroulé en spirale ou en hélice. L'intérieur du tube est relié à l'enceinte dans laquelle on mesure la pression tandis que l'extérieur du tube est soit à l'air libre, soit plongé dans un milieu fermé dont la pression reste constante (pression de référence) ; lorsque ce milieu est le vide ($\cong 10^{-1}$ Pa) le capteur est alors dit de pression absolue. La différence de pression entre l'intérieur et l'extérieur du tube produit une déformation de celui-ci ; l'une des extrémités de la spirale étant maintenue fixe, sa déformation élastique entraîne le déplacement de l'autre extrémité, qui est couplée à un capteur de déplacement : potentiomètre, inductance variable... (§ 13.5).

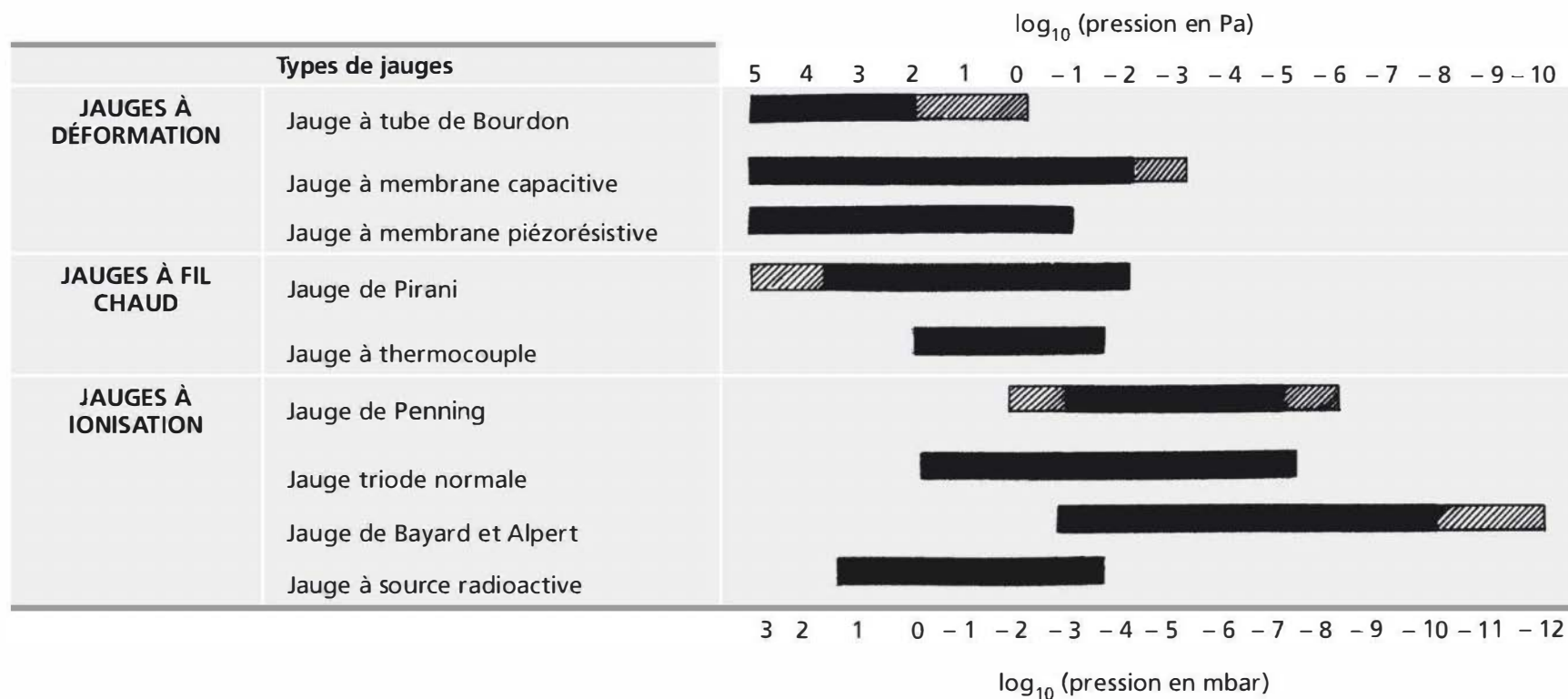
■ Capteur monospire

Le capteur est constitué d'une spire métallique en acier inoxydable ou en inconel, couplée à un capteur de déplacement.

Sa gamme d'utilisation possible va de 10^5 à 10^2 Pa avec une classe de précision pouvant atteindre 1 % et un temps de réponse de l'ordre de 0,2 s. C'est un appareil robuste et relativement peu coûteux qui permet la mesure de la pression absolue de gaz secs ou humides et de certaines atmosphères corrosives. Il présente cependant des phénomènes de vieillissement et d'hystérésis non négligeables ; il doit, en outre, être compensé ou corrigé en fonction de sa température d'utilisation. Le capteur de déplacement qui lui est associé est souvent un capteur inductif.

Tableau 14.2 – Domaine d'utilisation des différents types de jauges à vide.

Les zones sombres correspondent aux domaines courants d'utilisation des types de jauges considérés ; les zones claires correspondent à l'extension de ces domaines pour certains modèles de structure particulière.



■ Capteur multispire

Il est composé d'un tube de Bourdon comportant une trentaine de spires hélicoïdales en quartz fondu (*figure 14.2*). La multiplicité des spires lui confère une sensibilité très supérieure au capteur précédent ce qui permet d'étendre la gamme de mesure depuis 10^5 Pa jusqu'à 1 Pa, avec une hystérésis négligeable et un écart de linéarité de l'ordre de 1 %. Il exige une régulation ou une correction de température lorsqu'il est employé à haute température (jusqu'à 500 °C). En outre, l'extrémité libre du tube ne devant pas subir de contrainte mécanique autre que celle due à la pression, la mesure de la déformation est faite optiquement.

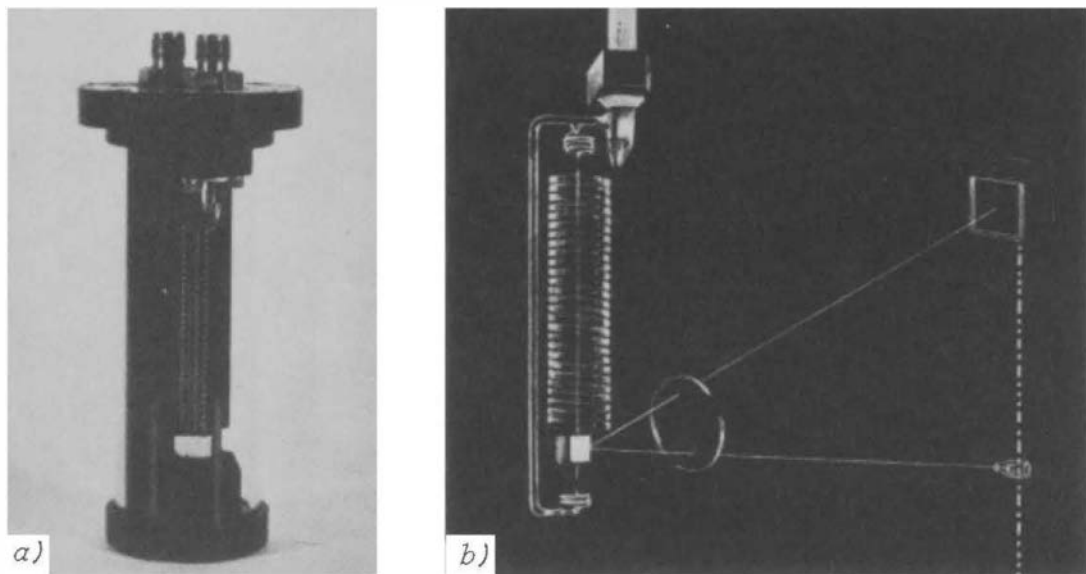


Figure 14.2 – Jauge de Bourdon à tube multispire : a) capsule ; b) détail du tube avec mesure optique de sa déformation (Doc. Texas Instruments – Techmation).

14.3.2 Capteurs à membrane

Le fonctionnement de ce type de capteur repose sur la déformation élastique d'une membrane hermétique (ou diaphragme) plane ou ondulée sous l'action de la pression différentielle existant entre ses deux faces ; une face est soumise à la pression du gaz à mesurer tandis que l'autre se trouve dans un milieu de référence qui peut être soit le même gaz, soit un autre gaz à une pression donnée ou encore un vide poussé. La membrane est en général une feuille mince en acier inoxydable, inconel, palladium ou silicium traitée de manière à diminuer son hystérésis mécanique. L'ensemble des caractéristiques géométriques du capteur est choisi de telle manière qu'il y ait une relation linéaire entre sa déformation réversible et la contrainte appliquée (§ 13.2.1.3).

■ Capteur à jauges piézorésistives

Dans ce type de capteur, la déformation de la membrane est traduite sous forme électrique au moyen de jauges de déformation piézorésistives (§ 8.6) appliquées sur l'une de ses faces. La membrane est constituée soit d'une feuille mince d'acier inoxydable de diamètre 12 à 15 mm dont l'épaisseur, de l'ordre de 10^{-2} à 10^{-1} mm,

est fonction de l'étendue de mesure, soit d'une plaquette de silicium. Dans le premier cas, les jauges piézorésistives sont rapportées et collées sur la membrane ; dans le second cas, les jauges sont déposées directement par évaporation sous vide. Ces deux types de réalisation permettent un large éventail d'étendues de mesure du côté des hautes pressions ($> 10^5$ Pa). Cependant, il existe des modèles ayant des performances très intéressantes du côté des basses pressions comme, par exemple, des étendues de mesure (E.M.) de $2 \cdot 10^{-1}$ à $2 \cdot 10^5$ Pa avec un écart de linéarité voisin de 0,5 %, une résolution de 10^{-6} et une erreur d'hystérésis inférieure à 0,2 % de l'E.M. Comme les jauges à tube de Bourdon, ce type de jauge présente un coefficient de température qui peut être compensé dans une plage de température standard (+ 10 à + 50 °C). Ce sont des capteurs robustes et peu sensibles aux vibrations : leur temps de réponse, fonction de la fréquence propre de vibration de la membrane est souvent de l'ordre de 20 à 50 μ s. Ils peuvent être employés en atmosphère corrosive pour la mesure des pressions absolues ou relatives. Leur volume mort et leur volume de respiration sont faibles : de l'ordre du cm^3 et une fraction de mm^3 , respectivement.

Les jauges de déformation piézorésistives sont en général au nombre de quatre, deux d'entre elles travaillent en compression et les deux autres en extension ; elles constituent les branches d'un pont alimenté à tension ou à courant constants (§ 13.8.9.1).

■ Capteur capacitif

Une membrane métallique M , circulaire, plane, est précontrainte radialement de façon à minimiser son hystérésis mécanique ; elle fait face dans chacun des deux milieux (milieu de mesure p_x et milieu de référence p_r) à des armatures fixes A_1 et A_2 symétriques par rapport à M à une distance D_0 ; sa déformation sous l'effet de la pression différentielle $\Delta p = p_x - p_r$ se traduit par un déplacement d de son centre qui est proportionnel à Δp ; ceci a pour effet de faire décroître la capacité C_1 entre A_1 et M et de faire croître corrélativement la capacité C_2 entre A_2 et M ou inversement selon le signe de Δp (figure 14.3a). C_1 et C_2 constituent un condensateur différentiel que l'on excite à l'aide d'un transformateur à point milieu délivrant les tensions sinusoïdales : $\pm e = \pm E \cdot \cos \omega t$ (par exemple : $E = 15$ V, $f = \omega/2\pi = 10$ kHz).

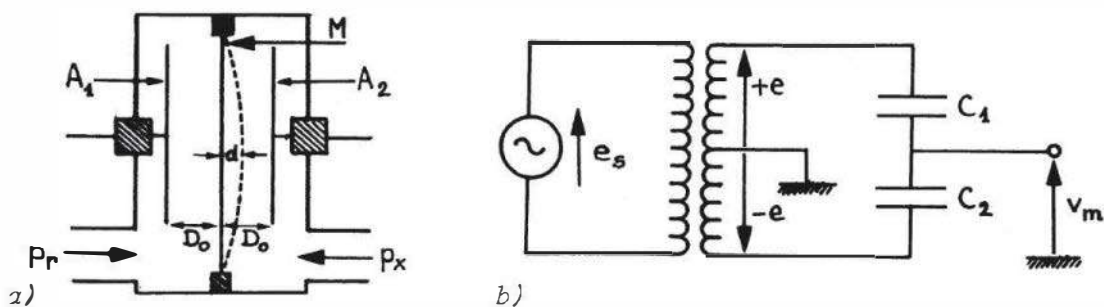


Figure 14.3 – Capteur capacitif à armatures symétriques :
a) schéma de principe ; b) montage électrique.

Le signal de sortie v_m est pris directement sur la membrane selon le schéma de la figure 14.3b et a pour valeur :

$$v_m = e \cdot \frac{C_1 - C_2}{C_1 + C_2}$$

Pour un déplacement d de la membrane à partir de sa position initiale dans le plan de symétrie, les capacités C_1 et C_2 sont respectivement proportionnelles à $1/(D_0+d)$ et $1/(D_0 - d)$; le signal électrique est alors :

$$v_m = -e \cdot \frac{d}{D_0} = -E \cdot \frac{d}{D_0} \cdot \cos \omega t$$

v_m est proportionnel au déplacement d de la membrane, donc à la pression différentielle. Dans la réalité, cette expression n'est pas rigoureuse en raison de la courbure de la membrane. La linéarité peut être améliorée en donnant aux armatures A_1 et A_2 une forme légèrement concave ; d'autres techniques de linéarisation sont également adoptées au niveau du conditionneur (§ 4.2.1). Par ailleurs, comme la constante diélectrique d'un gaz est généralement indépendante de la pression dans le domaine d'emploi de la jauge, le signal électrique v_m est indépendant de la nature du gaz pourvu que ce soit le même de chaque côté de la membrane. Par contre, si le gaz objet de la mesure est de nature différente du gaz de référence, le signal v_m peut en être affecté, en particulier, lorsqu'il s'agit d'un gaz partiellement ionisé ; dans ce cas le capteur ne fonctionne plus correctement.

Compte tenu du fait que la mesure de la pression repose sur la détection de très faibles déplacements de la membrane, les stabilités du zéro et de l'étalonnage sont affectées par les dilatations thermiques de la membrane et de son support. Ce type d'inconvénient est résolu soit par le choix approprié de matériaux ayant des coefficients de dilatation opposés soit par l'adjonction d'une armature de garde, concentrique à une armature de mesure, qui joue le rôle de capteur de position et dont le signal sert à corriger la dérive thermique. Une autre solution consiste en la régulation de la température du corps du capteur à l'aide d'un petit four thermostaté adjoint.

L'ensemble des caractéristiques techniques décrites confère au capteur capacitif une grande sensibilité et une excellente résolution. Il exige cependant le traitement du signal par détection synchrone (§ 4.4.2).

Le domaine d'utilisation de ce type de capteur s'étend de 10^{-2} Pa à $10^5 - 10^6$ Pa, un modèle pouvant couvrir une étendue de mesure de 4 à 5 décades environ, avec une précision voisine de 0,1 à 0,03 % de la lecture, un écart à la linéarité de l'ordre de 0,02 %, la résolution pouvant atteindre 10^{-5} de l'étendue de mesure. Le temps de réponse, qui est en particulier conditionné par les dimensions du canal de prise de pression, va de quelques ms à 100 ms. Certains modèles sont construits avec des matériaux tels que : céramique, acier inoxydable, inconel, nickel, palladium, ce qui leur confère une bonne tenue aux gaz corrosifs et à la chaleur (étuvage possible jusqu'à 450 °C) et la possibilité de mesure de pression de gaz chauds (jusqu'à 150 °C).

L'ensemble de ces performances font du capteur capacitif un appareil très performant qui a cependant l'inconvénient d'être relativement fragile et d'un coût élevé ; cependant il existe certains modèles à structure simplifiée de coût moindre, mais à performances plus modestes.

Un inconvénient du capteur à armatures symétriques réside dans le fait que l'une d'entre elles se trouve au contact du gaz dont on veut mesurer la pression. Dans le cas de gaz particulièrement corrosifs (composés fluorés par exemple) elle peut être endommagée si elle n'est pas constituée d'un matériau approprié ; en outre, le comportement du capteur est affecté par la présence d'un gaz conducteur : ces deux raisons ont conduit à la réalisation d'un capteur dans lequel les deux armatures A_1 et A_2 sont d'un même côté de la membrane (*figure 14.4*). Les deux capacités, C_1 (entre A_1 et M) et C_2 (entre A_2 et M), varient alors dans le même sens ; par contre, leurs variations ne sont pas égales du fait qu'elles n'occupent pas des positions symétriques par rapport à l'axe de révolution de la membrane, celle-ci se déformant plus au centre qu'à la périphérie. Le signal électrique correspond à cette différence et il est indépendant de la constante diélectrique du gaz étudié, même à pression élevée, en présence d'humidité, de vapeurs organiques, de gaz ionisés (plasma) ou radioactifs.

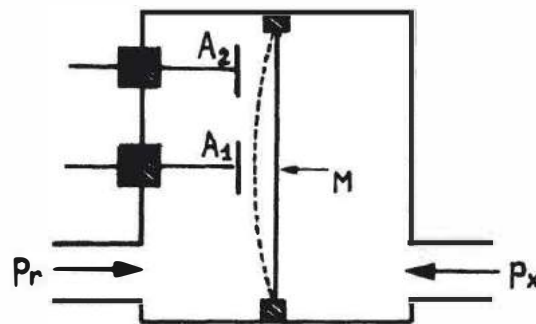


Figure 14.4 – Capteur capacitif à armatures dissymétriques : schéma de principe.

L'alimentation et le conditionneur du capteur sont analogues à ceux du capteur à armatures symétriques ; les performances sont sensiblement comparables excepté qu'à dimensions similaires le temps de réponse est plus court. En outre, pour la mesure des pressions absolues le capteur est scellé du côté des armatures.

14.4 Jauges à fil chaud

Le fonctionnement de ce type de capteur repose sur la variation de la conductibilité thermique du gaz avec la pression lorsque celle-ci est comprise dans un domaine s'étendant approximativement de 10^3 à 10^{-1} Pa.

14.4.1 Transfert thermique dans un gaz

Certaines propriétés des gaz comme la viscosité et la conductibilité thermique sont liées aux transferts d'énergie et de quantité de mouvement. Puisque ces transferts s'opèrent par chocs entre molécules, on conçoit aisément que ces propriétés vont

dépendre des valeurs relatives du libre parcours moyen λ des molécules et de la distance ℓ entre la zone d'émission de la perturbation et sa zone de détection. En effet, si dans une zone donnée, on augmente l'énergie (ou la quantité de mouvement) d'un certain nombre de molécules, celle-ci va se redistribuer dans tout le gaz de manière à ce qu'un nouvel équilibre thermodynamique s'établisse, correspondant à une nouvelle distribution maxwellienne des vitesses. La perturbation va se diluer dans l'ensemble du gaz si le nombre de chocs intermoléculaires est grand c'est-à-dire si le libre parcours moyen λ est petit ($\lambda \ll \ell$), donc si la pression est élevée. Par contre lorsque λ est de l'ordre de grandeur de ℓ ou $\lambda > \ell$, les molécules issues de la zone d'émission et porteuses de la perturbation abordent la zone de détection sans interaction appréciable avec les autres molécules de gaz : la perturbation est donc transmise presque directement. On conçoit alors que l'énergie transférée est proportionnelle au nombre de molécules perturbées c'est-à-dire à la pression. Lorsque $\lambda \gg \ell$, il n'y a plus assez de molécules porteuses de la perturbation et l'importance de ces phénomènes devient négligeable.

Lorsqu'un gaz est le siège d'un gradient de température dans une direction Ox , il s'établit un flux de chaleur Q dans le sens contraire du gradient de température dT/dx et tel que :

$$Q = -K \frac{dT}{dx}$$

K étant le coefficient de conductibilité thermique du gaz.

Si le libre parcours moyen λ est très inférieur à la distance ℓ séparant la source de chaleur (paroi chaude) de l'élément qui la reçoit (paroi froide), K est indépendant de la pression.

Lorsque λ devient de l'ordre de 10^{-2} à $10^{-3} \ell$ ce qui correspond souvent à des pressions voisines de quelques 10^3 Pa, K commence à dépendre de la pression et décroît avec elle suivant une loi qui n'est pas simple ; lorsque $\lambda \sim \ell$, il y a pratiquement proportionnalité entre K et p .

Il convient cependant de remarquer que l'exploitation de cette dépendance pour la mesure de la pression, est fortement conditionnée lors des calculs des transferts de chaleur par les conditions aux limites, c'est-à-dire par la géométrie du capteur et également par les échanges thermiques du gaz avec la surface des matériaux (coefficient d'accommodation). Tout capteur dont le principe est basé sur la conductibilité thermique du gaz nécessite donc un étalonnage.

14.4.2 Principe des jauges à fil chaud

L'élément de base du capteur est un filament métallique rectiligne, chauffé par effet Joule, qui est disposé dans une enveloppe cylindrique coaxiale dont la face externe est en contact avec l'atmosphère ambiante (*figure 14.5*).

La température du filament dépend principalement des pertes thermiques par conduction dans le gaz qui sont d'autant plus grandes que la pression est plus importante : la température du filament ou la puissance nécessaire pour maintenir cette température constante constituent donc des moyens de mesure de la pression. La température du filament peut être déterminée soit par la mesure de sa résistance,

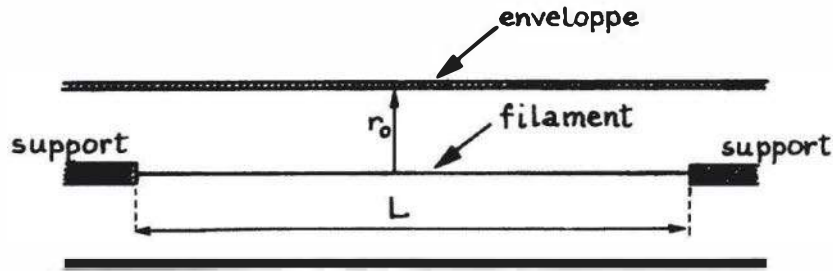


Figure 14.5 – Jauge à fil chaud : structure de principe.

comme dans la jauge de Pirani, soit au moyen d'un thermocouple fixé sur le filament (ou constituant lui-même le filament), comme dans la jauge dite thermocouple. Lorsqu'un régime stationnaire de transfert de chaleur est établi, la puissance P_J fournie par effet Joule au filament se répartit en :

- la puissance P_{c1} dissipée par conduction dans le gaz ;
- la puissance P_{c2} perdue par conduction par les supports du filament ;
- la puissance P_r , rayonnée, d'où l'équation :

$$P_J = P_{c1} + P_{c2} + P_r$$

La puissance dissipée par conduction dans le gaz est fonction de la distribution transversale de température qui dépend du rayon r_0 de l'enveloppe, de sa capacité calorifique et de sa température, cette dernière dépendant en outre de l'environnement extérieur. En régime stationnaire, la température T_0 du tube et la température T_f du filament étant constantes, la puissance P_{c1} peut en première approximation s'écrire :

$$P_{c1} = a \cdot K \cdot (T_f - T_0) = a' \frac{p}{\sqrt{M}} \cdot (T_f - T_0)$$

où p et M sont respectivement la pression et la masse molaire du gaz, et a' est une constante qui dépend de la surface externe du fil (c'est-à-dire de son rayon r et de sa longueur L) et de son coefficient d'accommodation.

En admettant que la température des supports est uniforme et égale à T_0 et que le filament est isotherme, le gradient de température $T_f - T_0$ s'étendant sur une longueur du filament négligeable vis-à-vis de sa longueur totale L , les pertes par conduction peuvent s'exprimer par une relation de la forme :

$$P_{c2} = b \cdot K_f (T_f - T_0)$$

dans laquelle K_f est la conductibilité thermique du métal du filament et b une constante pour un fil et des supports donnés.

La puissance rayonnée P_r est donnée par la loi de Stefan-Boltzman

$$P_r = c \cdot \sigma \cdot (e_f T_f^4 - e_o T_o^4) \quad (T \text{ en K})$$

où e_f et e_o sont respectivement les émissivités du fil à la température T_f et de l'enveloppe à la température T_o , σ la constante de Stefan du corps noir ($\sigma =$

$5,7 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}$) et c une constante qui dépend de l'aire de la surface externe du fil.

Dans le bilan énergétique, seul P_{c1} dépend de la pression du gaz : on a donc intérêt à minimiser les termes P_{c2} et P_r , ce que l'on obtient en particulier en diminuant r , K_f et e_f . Le capteur est d'autant plus sensible que P_{c1} , c'est-à-dire l'écart ($T_f - T_o$) est plus grand ; cependant, comme la puissance rayonnée P_r varie très vite avec cet écart, la température T_f du filament est limitée à une valeur relativement basse, entre 100°C et 200°C , T_o étant habituellement la température ambiante.

14.4.3 Jauge de Pirani

La jauge de Pirani classique est souvent réalisée avec un filament comportant une ou plusieurs parties rectilignes insérées dans une enveloppe cylindrique en métal ou en verre dont l'extérieur se trouve au contact de l'atmosphère ambiante. Le capteur étant d'autant plus sensible que le filament est plus long et plus fin, il est constitué de fil de petit diamètre, de l'ordre de $10 \mu\text{m}$, éventuellement enroulé en hélice, ou de ruban très mince en métal peu oxydable tel que le platine pur ou allié, le tungstène, le nickel (*figures 14.6a et b*).

Le conditionneur associé au capteur de Pirani est un pont de Wheatstone dont le filament chaud constitue l'une des branches ; il peut être alimenté selon l'un des deux modes suivants :

- sous tension constante, le signal est alors la tension de déséquilibre du pont ; celui-ci est préalablement équilibré pour une pression de référence qui est soit la pression ambiante, soit le plus souvent un vide correspondant à une pression inférieure à celle de fonctionnement du capteur,
- sous tension variable, de telle sorte que la température du filament soit maintenue constante ; le pont est alors un pont autorégulé par l'intermédiaire d'un amplificateur différentiel à grand gain (*figure 14.6c*).

Dans ce type de montage, fréquemment utilisé, le signal de mesure v_m est la variation de la tension d'alimentation du pont à partir de l'équilibre réalisé sous bon vide. Afin de minimiser l'influence de la température T_o de l'enveloppe qui est au contact du milieu extérieur, la résistance contiguë R_1 est parfois remplacée par un capteur de compensation, identique au précédent, mais scellé sous bon vide. Une autre possibilité est d'associer au capteur de mesure, constitué de deux filaments chauds au contact du gaz, un élément compensateur constitué également de deux filaments identiques montés dans une enveloppe pareille à celle du capteur précédent mais scellée sous bon vide. Deux filaments appartenant à la même enveloppe sont alors montés dans deux branches opposées du pont, ce qui a pour effet non seulement de minimiser l'influence de la température extérieure mais aussi de doubler la sensibilité. Une troisième possibilité, souvent employée, consiste à insérer en série dans la branche du pont contenant le capteur simple de la *figure 14.6a*, une thermistance à la température ambiante et dont la variation thermique compense celle du filament. Diverses variantes ont été développées à partir de la structure de base afin d'augmenter l'étendue de mesure. La sensibilité est augmentée :

- du côté des basses pressions en employant un filament le plus long possible avec un diamètre le plus petit possible ;

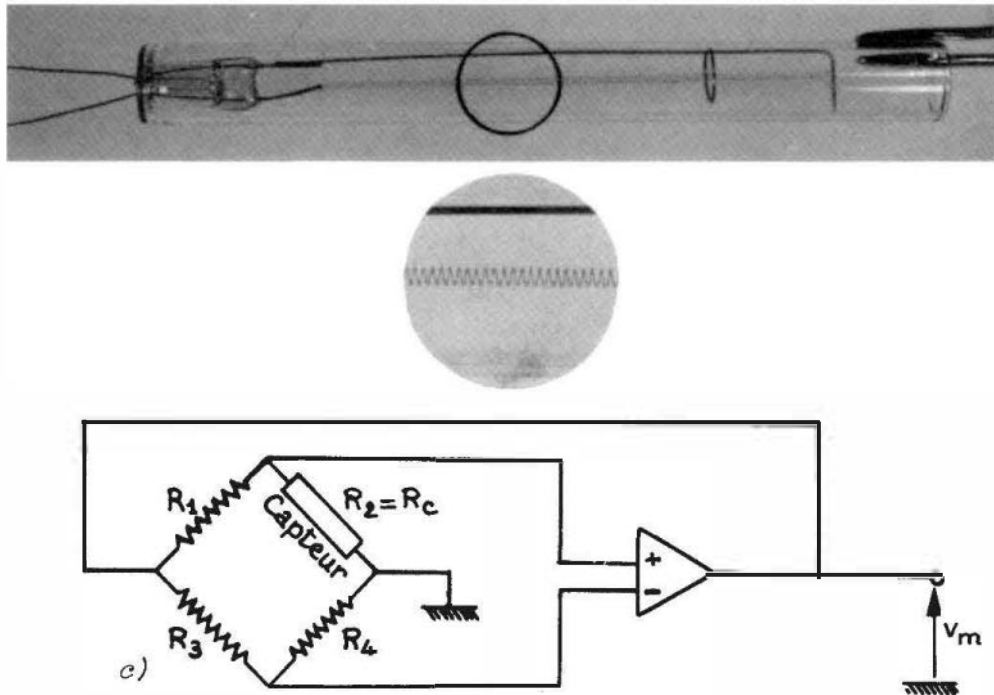


Figure 14.6 – Jauge de Pirani : a) exemple de réalisation (x1) (Doc. Edwards/Zivy) ; b) vue grossie du fil (x2,5) ; c) principe du montage de mesure avec filament à température constante.

- du côté des hautes pressions en diminuant au maximum la distance filament-enveloppe, mais également en favorisant les courants de convection existant au sein du gaz ; pour ce faire le capteur est placé de telle manière que son filament soit horizontal ; du gaz chauffé au contact du filament monte par convection vers la partie supérieure de l'enveloppe, alors que du gaz refroidi au contact de celle-ci redescend vers le filament et a tendance à refroidir ce dernier. Dans le bilan des échanges thermiques, il y a lieu de tenir compte de la puissance échangée par ce mécanisme, celui-ci n'intervenant de manière appréciable que dans le domaine 10^4 à 10^5 Pa (figure 14.7).

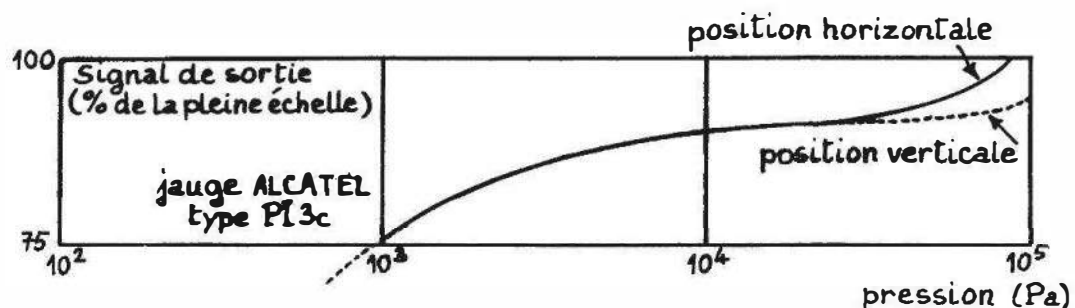


Figure 14.7 – Jauge de Pirani : influence de la position du filament sur la sensibilité au voisinage de la pression atmosphérique (Doc. Alcatel).

Pour une température T_f du filament, cette puissance, et par conséquent l'accroissement corrélatif de sensibilité, augmente avec la distance filament enveloppe, ce qui est contradictoire avec la première condition. Un compromis est réalisé avec

une distance filament-enveloppe de l'ordre de 10 mm pour une température du filament voisine de 150 °C.

Certains modèles comportent quelques simplifications intéressantes ; par exemple, on peut utiliser comme fil chaud un filament spiralé de tungstène monté dans une petite ampoule en verre (type éclairage), au lieu de la géométrie rectiligne coaxiale ; le traitement théorique des transferts de chaleur est alors complexe, compte tenu des conditions aux limites : ceci n'a, en définitive, que peu d'importance en raison de la nécessité impérieuse d'étalonner le capteur.

La jauge à filament chauffé du type Pirani est généralement robuste et peu onéreuse, conditionneur compris ; son domaine d'utilisation possible va pratiquement de la pression ambiante, 10^5 Pa, à 10^{-2} Pa : l'étendue de mesure d'un modèle s'étendant couramment sur 3 décades de pression. Le signal de sortie n'est pas fonction linéaire de la pression, la sensibilité la plus grande se situant dans la zone médiane de l'étendue de mesure (*figure 14.8a*) ; certains conditionneurs comportent un dispositif de linéarisation. En outre le capteur doit être étalonné pour chaque gaz (*figure 14.8b*).

Le temps de réponse est relativement court : de 0,02 s à 0,2 s. La précision, variable selon le modèle, est souvent de l'ordre de 10 % à 20 % de la lecture ; la reproductibilité peut être relativement bonne dans le cas d'un fonctionnement en vide propre. Cependant, compte tenu de son domaine d'utilisation (vide primaire) cela n'est souvent pas le cas et la présence d'huile de pompe primaire ou secondaire, de mercure, de vapeurs condensables... peut modifier de manière assez importante les échanges thermiques par la variation du coefficient d'accommodation et rendre illusoire la précision du capteur. De plus, la présence du filament chauffé rend le capteur inutilisable pour la mesure de la pression de certains gaz susceptibles de se décomposer.

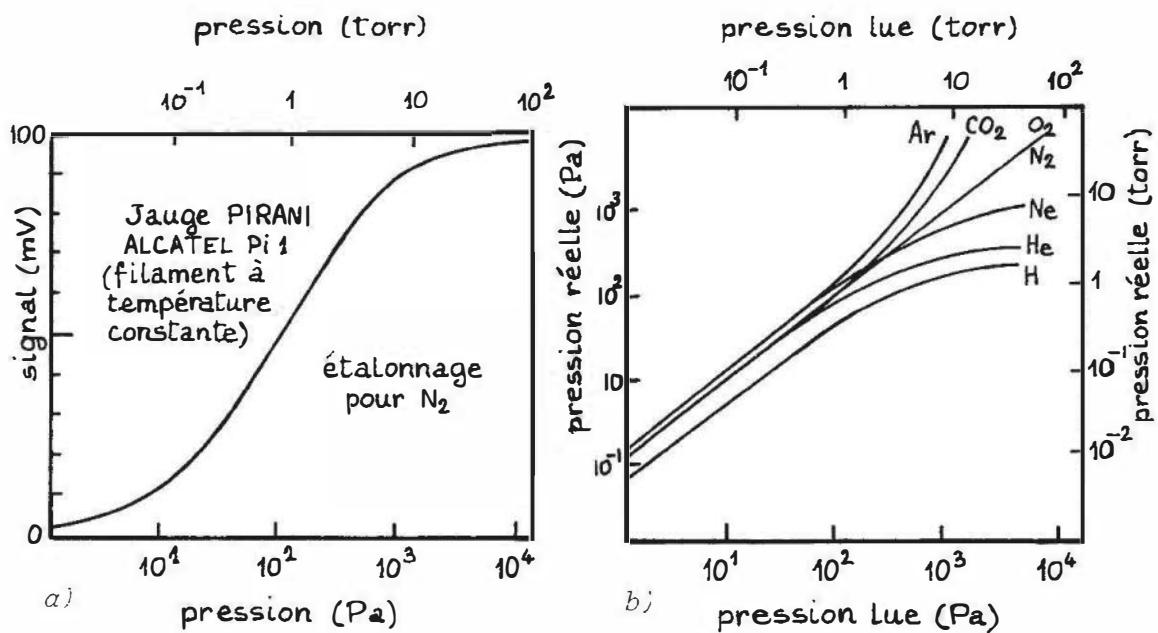


Figure 14.8 – Jauge de Pirani : a) exemple de courbe d'étalonnage dans le cas de l'azote ; b) influence de la nature du gaz : relation entre pression lue et pression réelle. (Doc. Alcatel).

14.4.4 Jauge à thermocouple

La température du filament, chauffé à courant constant, est mesurée à l'aide d'un thermocouple fixé au filament par une perle isolante.

Le domaine de variation de la température du filament étant limité à une centaine de degrés, entre 100 °C et 200 °C, la variation de la f.é.m. thermoélectrique est relativement faible et l'on utilise donc des thermocouples à fort pouvoir thermoélectrique et présentant une très faible capacité calorifique. Comme la jauge de Pirani proprement dite, la jauge à thermocouple est sensible aux variations de la température de son enveloppe; c'est pourquoi, on introduit couramment un thermocouple de compensation (soudure froide) fixé à cette dernière. L'étendue de mesure et les caractéristiques de ce type de capteur sont sensiblement analogues à celles décrites au paragraphe précédent.

Une structure très employée utilise un ou plusieurs thermocouples qui sont directement chauffés par le passage d'un courant alternatif. Différents montages sont possibles pour extraire le signal thermoélectrique continu superposé au courant de chauffage : un exemple est présenté sur la *figure 14.9*. Il comporte deux thermocouples identiques M_2/M_1 , associés en série, de telle manière que les branches CS_1 et CS_2 soient de même nature, et chauffés en courant alternatif par l'intermédiaire d'un transformateur basse tension à point milieu. Un troisième thermocouple de même nature que les précédents est fixé sur l'enveloppe du capteur et sert de compensateur de température ambiante (soudure froide). Il est interposé entre le point C commun à S_1 et S_2 et la sortie du signal de telle manière que sa f.é.m. $e(T_0)$ se soustrait de la f.é.m. des deux thermocouples chauffés : le signal v_m a alors, en première approximation, l'expression suivante :

$$v_m = \frac{e_1(T_1) + e_2(T_2)}{2} - e(T_0) = e(T_f) - e(T_0)$$

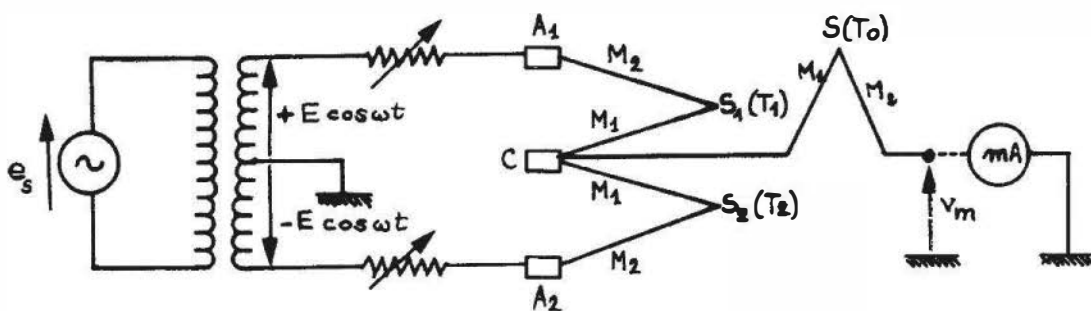


Figure 14.9 – Jauge à thermocouple : exemple de montage électrique.

Pour avoir une bonne sensibilité on emploie des thermocouples à fort pouvoir thermoélectrique comme le chromel-alumel ($40 \mu\text{V.K}^{-1}$) ou le cuprontophet ($34 \mu\text{V.K}^{-1}$). Le domaine de mesure de ce type de capteur se situe couramment entre quelques 10^2 et 10^{-1} Pa; sa réponse en fonction de la pression n'est pas linéaire et sa sensibilité décroît aux limites du domaine de mesure : le capteur doit nécessairement être étalonné pour chaque gaz (*figure 14.10*).

La valeur du signal de sortie, fonction de l'excursion en température du thermocouple et de sa nature est d'environ de 5 à 10 mV pour l'E.M. Pour améliorer la

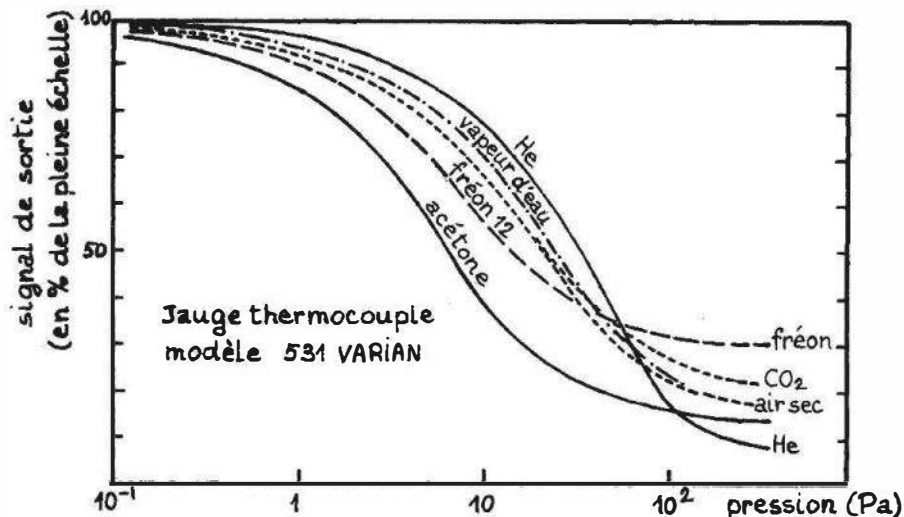


Figure 14.10 – Jauge à thermocouple : exemple de courbes d'étalonnage pour différents gaz (Doc. Varian).

sensibilité, certains d'entre eux sont constitués par l'association en série de plusieurs thermocouples. La précision de la jauge à thermocouple chauffé est moins bonne que celle de la jauge de Pirani et dépend également des conditions d'utilisation (vide propre). Son temps de réponse, de l'ordre de 1 s, est sensiblement plus long que celui de la jauge de Pirani.

14.5 Jauges à ionisation

Le principe de ce type de capteur repose sur la possibilité d'ionisation des molécules ou des atomes d'un gaz par impact d'électrons ou d'ions. Le nombre d'ions formés dépend de la nature et de la pression du gaz : le courant d'ions collectés par une électrode adéquate constitue un mesurande secondaire de la pression.

On distingue trois types de jauges à ionisation :

- la **jauge à cathode froide** ou jauge de Penning dans laquelle l'ionisation s'amorce spontanément et s'autoentretient (décharge dans le gaz) ;
- la **jauge à cathode chaude** dans laquelle l'ionisation induite par des électrons émis par un filament chauffé, reste contrôlée : on distingue la jauge triode simple et la jauge Bayard-Alpert (B.A.) ;
- la **jauge à source radioactive** dans laquelle l'ionisation contrôlée est produite par le rayonnement d'une source radioactive.

14.5.1 Ionisation des gaz

Lorsqu'on apporte à un atome neutre supposé isolé de l'énergie par chauffage, choc, irradiation, tout ou partie de cette énergie peut être absorbée par l'atome et induire le transfert d'un électron à un niveau d'énergie supérieur : l'atome est excité. Lorsque l'énergie est suffisante, l'atome peut perdre un électron et devenir un ion positif : l'énergie correspondante W_i est l'énergie d'ionisation et s'exprime couramment en électron-volt (eV) ; elle dépend de la nature de l'atome et s'échelonne entre 24,5 eV

pour l'hélium et 3,9 eV pour le césium. En outre, un atome ayant déjà perdu un électron peut en perdre un deuxième, un troisième..., l'atome est dit deux fois, trois fois ionisé... Les énergies correspondantes sont d'autant plus grandes que les électrons expulsés appartiennent à un niveau plus profond dans l'atome.

■ Ionisation par chocs électroniques

Lors d'un choc inélastique entre un électron d'énergie W et un atome isolé, supposé immobile et dans son état fondamental (non excité), une partie W_i de cette énergie peut être absorbée pour ioniser l'atome, l'autre partie se retrouvant sous forme d'énergie cinétique de l'électron ionisant et de la paire ion-électron formée. La condition d'ionisation est donc $W \geq W_i$. Cependant tous les chocs intervenant entre un faisceau d'électrons primaires et des atomes isolés, comme c'est le cas en général dans les gaz raréfiés, ne sont pas forcément efficaces : en effet, même si la condition ci-dessus est réalisée, le partage de l'énergie peut se faire différemment, l'atome passant alors seulement dans un état excité et l'énergie restante se retrouvant sous forme cinétique. La probabilité d'obtention d'ions positifs est fonction de la nature du gaz et de l'énergie des électrons primaires. Pratiquement, on définit le coefficient d'ionisation spécifique S_i d'un gaz comme étant le nombre de paires ion-électron créées par un électron primaire d'énergie donnée, le long d'un parcours unitaire, pour la pression unité. La courbe de la *figure 14.11a* montre l'allure générale de variation du coefficient d'ionisation en fonction de l'énergie des électrons primaires.

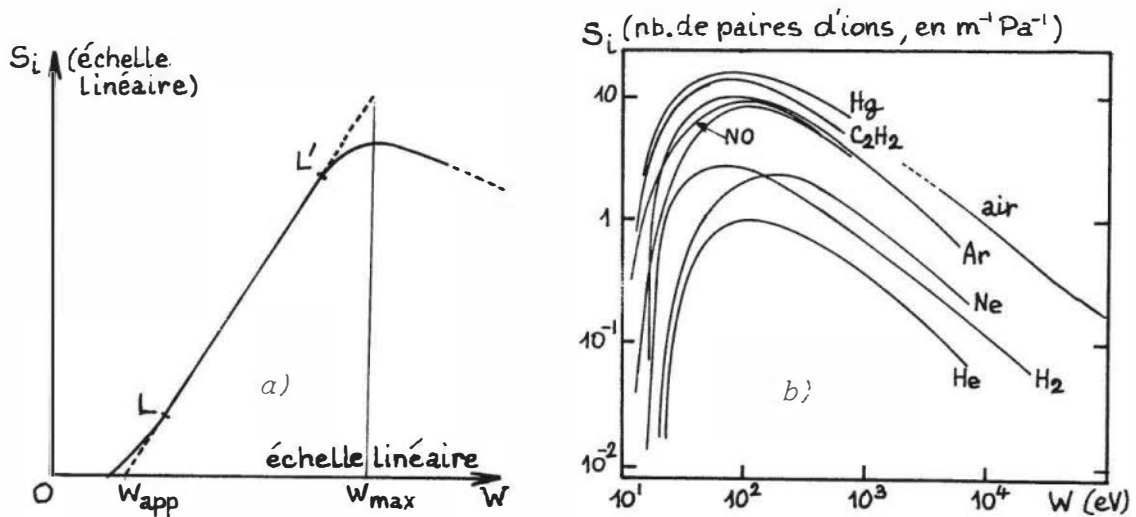


Figure 14.11 - Coefficient d'ionisation : a) allure de variation en fonction de l'énergie des électrons primaires ; b) influence de la nature du gaz (d'après Von Engel et Steenbeck - Référence en Bibliographie).

L'extrapolation à basse énergie de la partie approximativement rectiligne LL' de la courbe définit l'énergie d'apparition W_{app} qui est légèrement plus faible que l'énergie d'ionisation W_i ; ceci provient de ce que tous les atomes du gaz ne sont pas forcément dans l'état fondamental avant l'ionisation. Par ailleurs, au-delà d'une certaine énergie W_{max} variable avec la nature du gaz et de l'ordre de 50 à 100 eV, l'efficacité des chocs diminue et le nombre d'ions formés aussi. Dans la gamme d'énergie

correspondant à la partie LL' de la courbe, le coefficient spécifique d'ionisation a une variation sensiblement proportionnelle à la variation de l'énergie des électrons primaires. Pour une énergie donnée, le courant d'ions formés est proportionnel au nombre d'électrons primaires et au nombre d'atomes neutres présents dans l'unité de volume du gaz, c'est-à-dire à sa pression. L'allure de la courbe d'ionisation est sensiblement identique pour les gaz usuels (*figure 14.11b*), elle peut être cependant plus complexe pour certaines molécules polyatomiques organiques. En outre, les conditions d'obtention de la courbe de la *figure 14.11a* supposent qu'il n'y a pas d'interaction entre les autres atomes neutres du gaz et les ions et électrons secondaires. Dans la réalité, ceux-ci sont drainés par le champ électrique : ainsi accélérés, ils peuvent créer de nouvelles paires ion-électron et donner un effet de cascade. Ceci est le cas lorsque la pression est suffisamment élevée : $p \geq 1$ Pa ; il s'établit alors un régime de décharge pour lequel la relation entre la pression et le courant d'ions n'est pas simple mais est cependant utilisable pour la mesure de p . Par contre, pour des pressions $p \leq 10^{-1}$ Pa, le libre parcours moyen des atomes du gaz est suffisamment grand pour que les effets décrits ci-dessus puissent en première approximation être négligés et le courant ionique est alors une fonction linéaire de la pression.

■ Ionisation par des rayonnements d'origine nucléaire

Des particules d'origine nucléaire, comme par exemple le rayonnement α de certaines substances radioactives, ont un pouvoir ionisant sur les atomes et les molécules. L'énergie de telles particules est très grande par rapport à celle des électrons envisagés précédemment (5,3 MeV pour les α du polonium, 4,8 MeV pour les α du radium) : ceci explique qu'une particule α peut produire un grand nombre de paires ion-électron par collisions inélastiques avec les molécules d'un gaz avant d'avoir perdu une fraction notable de son énergie et d'être capturée par la paroi de la cellule contenant le gaz. Le nombre de paires créées par une particule α est environ 10^4 fois plus grand que celui dû à un électron. Le nombre total de paires produites par une source radioactive α dépend de l'activité de la source, et du parcours des particules α dans le gaz, qui est fonction de sa nature, et évidemment de sa pression. Le courant résultant est une fonction linéaire de la pression si celle-ci ne dépasse pas quelques 10^3 pascals. Pour des pressions plus élevées l'efficacité de l'ionisation diminue en raison de l'importance croissante du phénomène de neutralisation des ions par recombinaison avec des électrons.

14.5.2 Jauge à cathode froide : jauge de Penning

Ce capteur est constitué, schématiquement (*figure 14.12a*), d'un tube contenant une cathode K et une anode A , métalliques, planes et parallèles, aux bornes desquelles est appliquée une différence de potentiel V élevée, d'environ 2 000 V ; une résistance limitatrice du courant, de l'ordre du $M\Omega$ est placée en série dans le circuit de polarisation.

Pour des pressions supérieures à environ $5 \cdot 10^{-1}$ Pa, une décharge autonome s'établit dans le gaz, accompagnée d'une luminescence caractéristique. Cette décharge est amorcée par quelques électrons libérés soit par la photoionisation de molécules du gaz due aux rayonnements pénétrant dans le tube soit par l'émission électronique

de champ de très petites aspérités de la cathode. Les électrons libérés par l'ionisation par chocs ainsi que ceux émis par l'impact des ions sur la cathode maintiennent le régime de décharge.

Lorsque la pression est inférieure à environ $5 \cdot 10^{-1}$ Pa, la décharge autonome cesse et le courant ionique devient très faible car le libre parcours moyen des électrons dans le gaz devenant de l'ordre de grandeur de la distance interélectrode, ceux-ci ne créent plus assez de paires ion-électron. Afin d'augmenter le parcours des électrons dans le gaz et par conséquent le coefficient spécifique d'ionisation S_i , Penning a placé autour du tube à décharge un aimant permanent créant une induction magnétique \vec{B} de l'ordre de 0,1 Tesla, perpendiculaire aux électrodes. Les électrons ont alors des trajectoires hélicoïdales ou spirales axées sur \vec{B} et leur parcours est augmenté dans des proportions très importantes, permettant ainsi un maintien du régime de décharge autonome jusqu'à des pressions de l'ordre de 10^{-5} Pa ; cette dernière valeur, approximative, dépend de nombreux paramètres de constitution du capteur. La figure 14.12b montre un schéma de principe de la jauge de Penning symétrique : elle comprend deux cathodes K_1 et K_2 ayant la forme de disques plans se faisant face entre lesquels est insérée une anode cylindrique A où la décharge est confinée. L'induction magnétique \vec{B} est dirigée selon l'axe de révolution du système. Le signal électrique, qui est le courant i circulant dans le circuit de polarisation entre anode et cathode, est le résultat du courant d'électrons captés à l'anode et du courant d'ions captés à la cathode. La relation entre le courant i et la pression p n'est pas simple et dépend de la constitution du capteur et de la nature du gaz. Cependant la sensibilité $S = \Delta i / \Delta p$ peut être relativement constante sur deux ou trois décades de pression et de l'ordre de $5 \cdot 10^{-2} \text{ A} \cdot \text{Pa}^{-1}$. Le temps de réponse est de l'ordre de 0,5 s lorsque le capteur est déjà en fonctionnement (décharge amorcée).

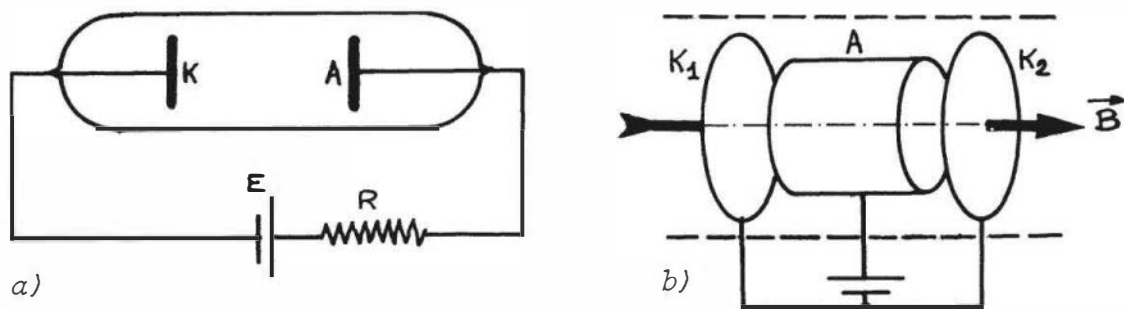


Figure 14.12 – Jauge à ionisation à cathode froide :
a) tube à décharge ; b) jauge de Penning.

Diverses autres géométries et structures ont été étudiées et réalisées afin de remédier aux défauts du modèle de base qui sont entre autres :

- la présence d'oscillations de moyenne fréquence dans le plasma ionisé ;
- un effet de pompage, de type pompe ionique, dû à la pulvérisation de la cathode par les ions ;
- la difficulté d'amorçage de la décharge autonome lors de la mise en fonctionnement en basse pression.

Les figures 14.13 et 14.14 présentent deux modèles dérivés de la structure originale ; le premier comporte en fait deux cellules d'ionisation identiques et couplées ; cette structure présente l'avantage de corriger les instabilités électriques des deux plasmas obtenus ; en outre, l'un des plasmas sert de piège antipollution vis-à-vis de l'autre.

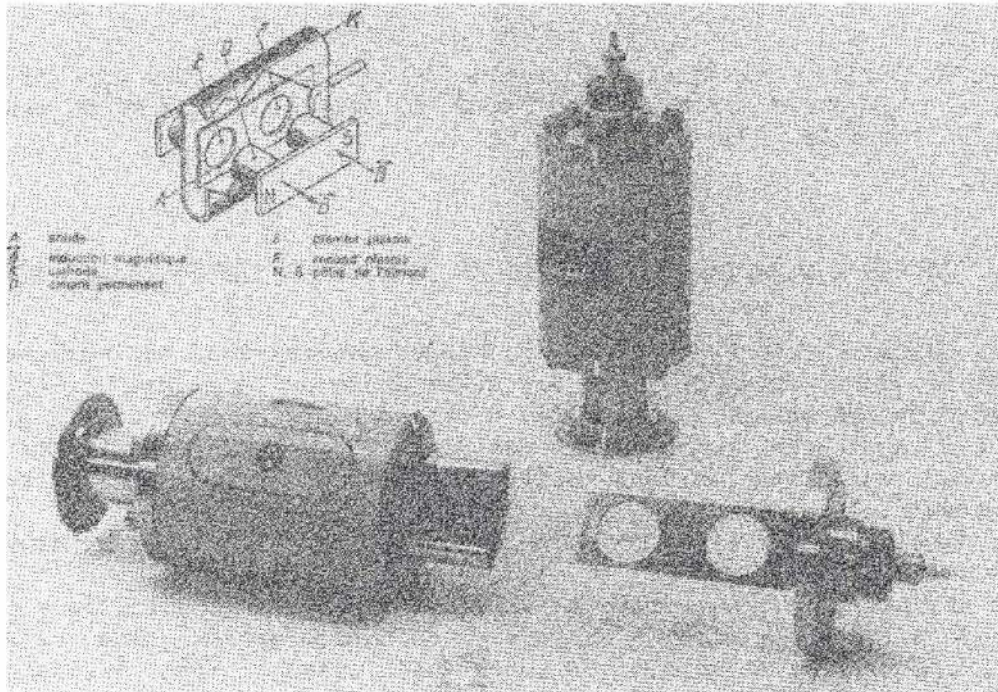


Figure 14.13 – Jauge à ionisation à cathode froide à deux plasmas (Doc. Alcatel).

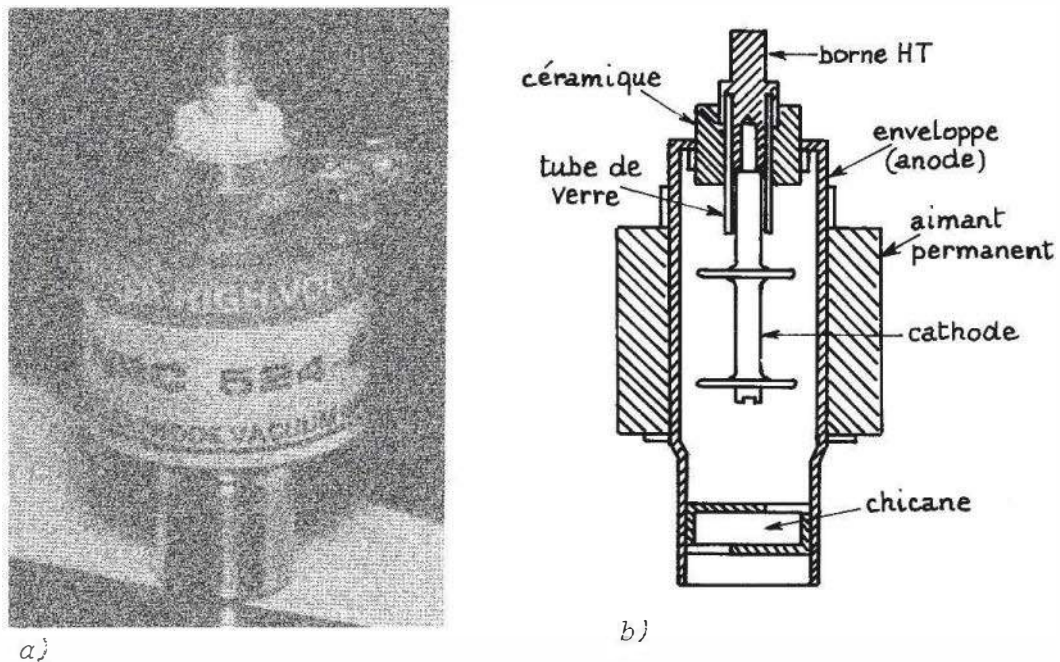


Figure 14.14 – Jauge à ionisation à cathode froide de structure type magnétron : a) vue d'ensemble du corps de la jauge ; b) schéma en coupe axiale (Doc. Varian).

Dans le second modèle, le champ magnétique est perpendiculaire au champ électrique (figure 14.14) ; cette structure qui se rapproche de celle du magnétron à

cathode froide de Readhead, permet d'augmenter très sensiblement le domaine de mesure du côté des basses pressions, jusque vers 10^{-7} Pa, avec une sensibilité qui est pratiquement constante et voisine de $4 \cdot 10^{-4} \text{ A} \cdot \text{Pa}^{-1}$ à partir de 10^{-2} Pa.

14.5.3 Jauges à cathode chaude : triode normale et triode Bayard-Alpert

Ces capteurs comportent trois électrodes généralement cylindriques et coaxiales : une cathode chauffée par effet Joule qui émet des électrons par effet thermoionique ; une anode, portée à un potentiel positif par rapport à la cathode, qui accélère les électrons et qui les collecte ; un collecteur, qui capte les ions positifs formés par impact des électrons sur les molécules gazeuses.

On distingue deux types de structure selon la disposition relative des électrodes ; ce sont :

- la structure triode normale dans laquelle une grille métallique cylindrique, jouant le rôle d'anode, entoure la cathode, disposée selon son axe, et le collecteur, un tube métallique entourant l'ensemble (*figure 14.15a et b*) ; une géométrie plane est également employée comme dans le capteur de type Schultz et Phelps ;
- la structure triode, à géométrie inversée, de Bayard et Alpert (B.A) dans laquelle les positions respectives de la cathode et du collecteur par rapport à la grille-anode sont permutées : le collecteur est alors un fil métallique fin disposé selon l'axe de la grille (*figure 14.16a et b*). Le second type de structure constitue une amélioration du premier, certaines perturbations y ayant été minimisées.

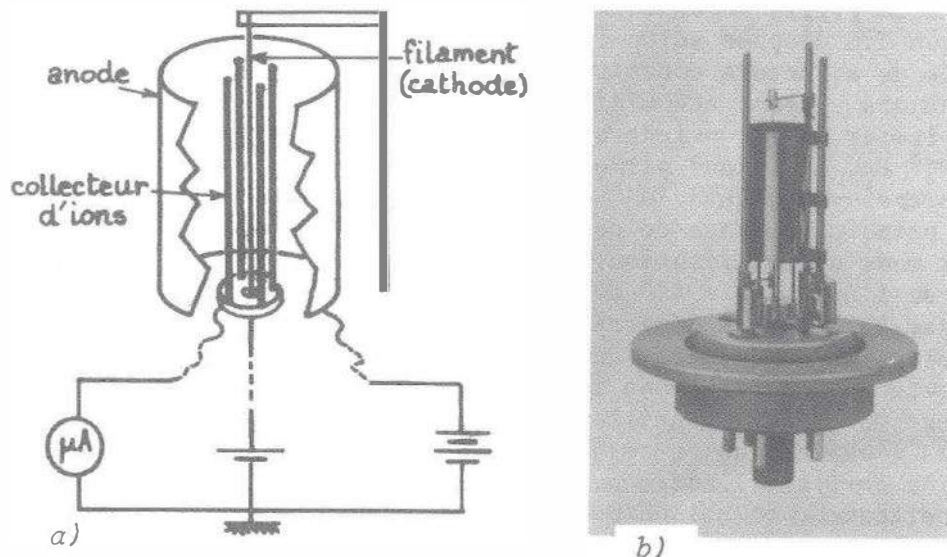


Figure 14.15 – Jauge à ionisation à cathode chaude : triode normale : a) structure de principe ; b) exemple de réalisation (Doc. Balzers).

Le premier type convient pour des mesures de pression supérieure à environ 10^{-5} Pa, le second permet d'étendre la gamme de mesure vers les très basses pressions jusqu'à 10^{-8} – 10^{-9} Pa et même au-delà pour certains modèles. Le principe de base de ces deux types reste cependant le même ainsi que leur mode de polarisation. La grille-anode est portée à un potentiel positif de l'ordre de + 150 à 200 V par rapport au collecteur relié à la masse à travers l'appareil de mesure et la cathode est

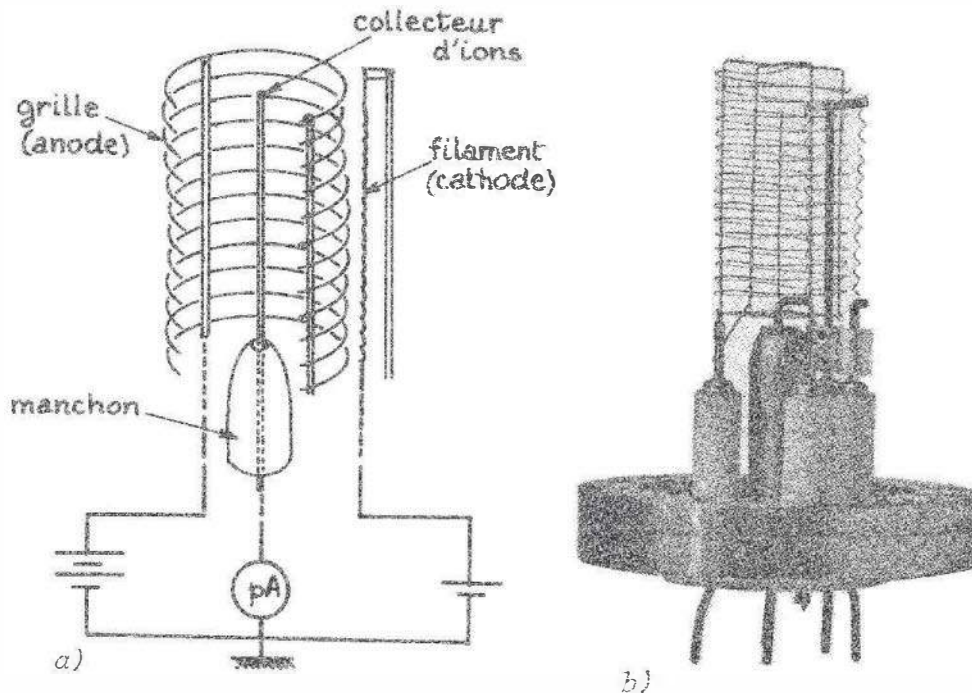


Figure 14.16 – Jauge à ionisation à cathode chaude : triode Bayard-Alpert : a) structure de principe ; b) exemple de réalisation (Doc. Varian).

portée à un potentiel également positif de l'ordre de + 30 à + 50 V par rapport au collecteur. Les électrons issus de la cathode sont accélérés par la différence de potentiel grille-cathode. Une partie d'entre eux crée des ions dans l'espace grille-cathode, perdant ainsi de l'énergie, et est captée par la grille ; l'autre partie plus énergétique pénètre dans l'espace grille-collecteur en raison de la transparence de la grille et ionise également le gaz en perdant de l'énergie ; ceux d'entre eux qui n'ont pas subi de chocs et qui possèdent donc l'énergie maximale ne peuvent aller au-delà de l'équipotentielle correspondant au potentiel de la cathode et rebroussement chemin ; ils peuvent ainsi participer à l'ionisation du gaz et effectuer un certain nombre d'oscillations d'amplitude décroissante (oscillations de Barkhausen) de part et d'autre de la grille avant d'être captés par cette dernière. Ceci a pour effet d'accroître le parcours des électrons et d'augmenter ainsi le nombre de paires ion-électron créées. Les ions formés dans l'espace grille-collecteur sont captés par ce dernier et constituent le courant collecteur i_i . Les électrons sont captés par la grille et constituent le courant i_e qui est pratiquement égal au courant d'émission de la cathode. Le nombre d'ions formés étant proportionnel au nombre d'électrons ionisants et au nombre de molécules gazeuses rencontrées c'est-à-dire à la pression p du gaz, on peut écrire :

$$i_i = S \cdot i_e \cdot p$$

Le rapport i_i/i_e , appelé facteur de vide dans une triode normale, est toujours très petit par rapport à l'unité. Le coefficient S qui est la sensibilité du capteur s'exprime couramment en Pa^{-1} (ou en mbar^{-1}) ; il dépend de ses caractéristiques géométriques (distances inter-électrodes, transparence de la grille, etc.) et également de la nature du gaz par son coefficient spécifique d'ionisation (§ 14.5.1.1). La valeur de référence de S , souvent donnée pour l'azote, est, selon les différents modèles, de l'ordre de 10^2

à $5 \cdot 10^2 \text{ Pa}^{-1}$ pour les capteurs à géométrie normale et de 10^3 à $3 \cdot 10^3 \text{ Pa}^{-1}$ pour les capteurs de type B.A. : ces deux types de capteurs ne sont donc pas absolus et ils nécessitent un étalonnage.

En ce qui concerne les capteurs à géométrie normale (souvent appelés « haute pression ») la sensibilité est assez constante sur plus de quatre décades de pression avec une précision d'environ 15 %. L'étendue de mesure est limitée du côté des hautes pressions (au voisinage de 1 à 10 Pa selon les modèles) par le régime de décharge dans le gaz et du côté des basses pressions par l'apparition d'un courant résiduel, dans le collecteur, de même sens que le courant d'ions. Ce courant résiduel indépendant de la pression, a pour origine l'extraction de photoélectrons du collecteur par le rayonnement X mou produit par l'impact des électrons sur la grille métallique. La limite de pression correspondante est souvent de l'ordre de 10^{-4} à 10^{-5} Pa .

Dans les jauges de type B.A. cet effet est fortement minimisé par la diminution de la surface du collecteur qui est réduit à un fil de tungstène de petit diamètre (de l'ordre de 0,1 mm et même moins dans certains modèles) : ceci permet de repousser la limite de mesure des basses pressions jusqu'à 10^{-9} Pa environ. La sensibilité S étant plus grande pour ces capteurs que pour les capteurs précédents, environ 10 fois, la limite supérieure des pressions mesurables avec une réponse linéaire se situe dans la gamme 10^{-1} à 10^{-2} Pa .

Compte tenu des larges gammes de pression couvertes par ces capteurs, le courant d'ions dans le collecteur est susceptible de varier dans une plage étendue; afin de réduire celle-ci et de se limiter à la mesure de courants ioniques supérieurs à 10^{-12} A , l'excitation du capteur se fait par l'intermédiaire d'une alimentation de chauffage de la cathode qui stabilise son courant d'émission électronique à des valeurs nominales commutables (manuellement ou automatiquement) selon la gamme de pression à mesurer. Ordinairement, ce courant d'émission est limité à environ 100 μA pour un capteur triode normal (typiquement deux valeurs : 5 et 50 μA) et à environ 10 mA pour une jauge B.A. (typiquement trois valeurs : 4 ; 0,4 ; 0,04 mA). Le conditionneur du courant collecteur est un convertisseur courant-tension à sortie linéaire ou logarithmique. La réponse de la jauge B.A. est en principe linéaire sur une grande gamme de pression ; cependant comme il existe de nombreux phénomènes perturbateurs, spécialement dans le domaine des basses pressions, qui ont été plus ou moins minimisés selon les modèles, ce capteur se présente sous deux formes : l'ensemble des structures du capteur est soit enfermé dans une ampoule en verre raccordable à l'enceinte à vide, soit porté par une bride et immergé totalement dans l'enceinte. Le second modèle est souvent préférable au premier car il évite l'effet perturbateur dû aux charges électrostatiques portées par le verre et également le dégazage des parois (un dépôt de platine sur l'ampoule est parfois employé) ; il minimise également l'effusion gazeuse, déplacement des molécules dû au gradient thermique, provoqué par le chauffage du gaz de l'ampoule par la cathode chaude. En outre, les matériaux constitutifs de la cathode, de la grille et du collecteur sont choisis de telle manière qu'ils présentent des phénomènes de sorption (pompage) et de désorption (dégazage) minimisés. Cependant, tous les capteurs à ionisation doivent être dégazés avant utilisation : la grille et le collecteur peuvent être bombardés simultanément par un courant intense d'électrons issus de la cathode. Compte tenu de la petitesse du courant ionique à mesurer (jusqu'à 10^{-12} A) le maintien

d'un bon isolement électrique du collecteur est très important : c'est pourquoi afin d'éviter les dépôts métalliques à la base du collecteur, celle-ci est masquée optiquement par rapport à la cathode et à la grille par un manchon métallique coaxial (*figure 14.16a et b*).

Dans le domaine extrême des très basses pressions, au-delà de 10^{-8} Pa, l'influence de l'émission de photoélectrons par le rayonnement X issu de la grille, déjà minimisée par l'emploi d'un collecteur de constitution spéciale (iridium thorié), redevient sensible; elle peut être soit éliminée comme dans la jauge à collecteur caché de Groszkowski soit prise en compte comme dans la jauge à modulateur de Readhead. Dans le premier cas, la grille a la forme d'une cage cylindrique comportant un orifice d'échappement des ions, et ceux-ci sont captés par le collecteur qui est pratiquement immergé dans son manchon protecteur. Dans le deuxième cas, une électrode filiforme analogue au collecteur appelée électrode de modulation est placée dans le volume intérieur de la grille; elle est portée alternativement au potentiel de la grille et à celui du collecteur : la soustraction des courants collecteur obtenus avec ces deux polarisations permet d'éliminer le courant électronique dû aux photoélectrons, lorsqu'on connaît la fraction du courant ionique capté par le modulateur (environ 40 %).

Les deux variantes du capteur B.A. décrites ci-dessus ont permis de reculer la limite des pressions mesurables jusque dans la gamme de 10^{-11} Pa.

14.5.4 Jauges à ionisation par source radioactive

La source radioactive émettrice de particules α ionisantes est constituée d'un sel de radium ou par du polonium ayant une activité de l'ordre de 100 μCi . La substance est déposée en couche mince sur une plaque métallique et recouverte d'un film mince également métallique qui prévient le danger de perte de matière radioactive par corrosion chimique et évite la diffusion nocive dans l'enceinte à vide du radon résultant de la désintégration radioactive. La plaque est fixée au fond d'une boîte métallique cylindrique qui constitue la chambre d'ionisation (*figure 14.17*).

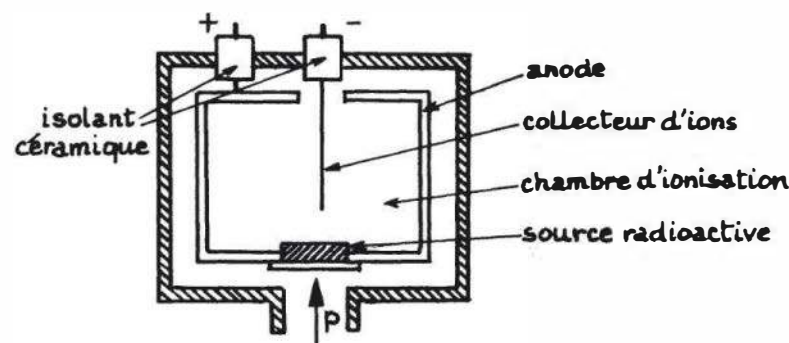


Figure 14.17 – Jauge à ionisation par source radioactive : principe de construction.

Le collecteur d'ions, filiforme ou à ailettes est polarisé négativement par rapport à la chambre (de l'ordre de 50 à 100 V) et il doit être très bien isolé électriquement de cette dernière en raison de la faible valeur des courants d'ions obtenus. La plage de mesure de la pression avec une réponse linéaire va de quelques 10^3 Pa à quelques 10^{-2} Pa; la limite supérieure est liée à l'augmentation notable de la recombinaison

ion-électron et la limite inférieure est due à l'existence d'un courant résiduel d'électrons secondaires produits par le bombardement du collecteur par les particules α . Afin de se limiter à la détection de courants ioniques pas trop faibles ($> 10^{-15}$ A) les dimensions de la chambre d'ionisation sont choisies en fonction du domaine de pression d'utilisation du capteur (environ 3 décades de pression pour un capteur) de manière à avoir une sensibilité de l'ordre de 10^{-12} A · Pa⁻¹. La sensibilité dépend de la nature du gaz (elle peut varier d'un facteur 10) et le capteur doit être étalonné. L'étalonnage reste valable pour une durée importante en raison de la période radioactive longue du radium (1 600 ans). D'autres rayonnements ionisants issus de sources radioactives, comme les particules β du tritium, sont utilisés avec des activités importantes. Il faut noter, cependant, que malgré sa relative simplicité (absence de cathode chauffée) et sa linéarité, ce type de capteur n'est que peu employé actuellement, à cause des dangers inhérents à la manipulation de substances radioactives.

14.6 Appareils pour l'étalonnage des jauges à vide

Aucune des jauges présentées dans ce chapitre ne permet de mesurer la pression de manière directe et absolue : elles nécessitent donc impérieusement un étalonnage. En outre, à l'exception des jauges faisant appel à une déformation mécanique, les indications données par les autres types de jauges dépendent de la nature du gaz.

Dans le domaine du vide grossier, l'instrument de base le plus simple et le plus pratique reste la manomètre hydrostatique à liquide en forme de tube en U. Il permet la mesure facile des pressions de 10^5 à 10^2 Pa avec une précision de l'ordre de quelques %.

Dans le domaine du vide intermédiaire, entre 10^2 et 10^{-2} à 10^{-3} Pa, on utilise couramment la jauge de Mac-Leod dont le principe repose sur la compression isotherme d'un certain volume V du gaz, pris sous la pression p à mesurer, jusqu'à un volume V' sous une pression p' telle que :

$$p' = \frac{V}{V'} \cdot p = c \cdot p$$

$c = \frac{V}{V'}$ étant le rapport de compression, spécifique de la jauge utilisée.

La pression p étant *a priori* petite, si c est suffisamment grand, p' redevient mesurable par l'intermédiaire d'une dénivellation hydrostatique. La *figure 14.18* montre un schéma de principe de la jauge de Mac-Leod : elle comprend un tube manométrique T , vertical, en relation avec le gaz à la pression p à déterminer et avec un réservoir de mercure R . Initialement, le mercure est au niveau N et la hauteur H correspond à la différence de pression entre l'atmosphère ambiante et le gaz. Le réservoir R est ensuite relevé : le volume V , d'abord emprisonné dans le bulbe B , est ensuite comprimé dans le capillaire C_1 ; sa nouvelle pression p' est mesurable par l'intermédiaire de la dénivellation h entre le niveau N' du mercure dans la dérivation capillaire C_2 et son niveau dans C_1 . Connaissant c , on peut en déduire la pression initiale p du gaz.

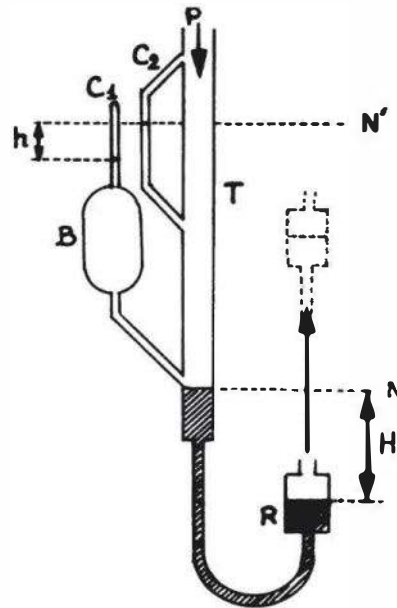


Figure 14.18 – Jauge de Mac-Leod : schéma de principe.

Ce type de jauge est d'un emploi commode pour les gaz non condensables (gaz permanents) qui suivent la loi des gaz parfaits. La mesure de la dénivellation peut être affinée par interférométrie. La précision varie selon le modèle de jauge et est de 1 % à 10 % environ.

En raison de leurs performances, la jauge capacitive et la jauge à tube de Bourdon multispire peuvent servir d'étalons secondaires, indépendants de la nature du gaz, dans les domaines respectifs : 10^5 à 10^{-2} Pa et 10^5 à 10^1 Pa.

Dans le domaine du vide poussé (10^{-1} à 10^{-5} Pa), on utilise la jauge radiométrique de Knudsen (figure 14.19). Elle comporte un équipage mobile suspendu par un fil de torsion et dont la position est repérée à l'aide d'un petit miroir M . L'équipage comprend deux plaques verticales P_1 et P_2 qui font face à deux plaques fixes P'_1 et P'_2 . Initialement le système, en équilibre mécanique, est isotherme à la température du gaz dont on veut mesurer la pression. Lorsqu'on chauffe par effet Joule les plaques P'_1 et P'_2 l'équipage mobile tourne sous l'effet d'un couple de forces de répulsion et prend une nouvelle position d'équilibre. Chacune de ces forces est la différence entre :

- la force due à l'impact des molécules « chaudes » sur la face de la plaque mobile en regard d'une plaque fixe ;
- et la force due aux molécules « froides » heurtant la face opposée. L'angle de rotation est proportionnel à la pression p du gaz. Cette jauge permet des mesures de pression absolue avec une précision de l'ordre de 2 %.

Dans le domaine de 1 à 10^{-8} Pa, on utilise également la jauge thermo-moléculaire à suspension diamagnétique (figure 14.20) d'Evrard et Beauvils, qui est une variante de la jauge de Knudsen. La mesure de la pression repose sur la décroissance de la vitesse angulaire d'un petit disque de graphite mis en rotation et maintenu en lévitation par l'intermédiaire d'un système électromagnétique. Le disque, qui tourne autour d'un axe fictif, confondu avec un de ses diamètres, est soumis à un couple de

forces de freinage. L'origine de ces forces résulte, comme dans la jauge de Knudsen, de l'impact de molécules « chaudes » sur une demi-face du disque et de molécules « froides » sur la demi-face opposée. La source chaude est l'enveloppe de la jauge à la température ambiante et la source froide est un ensemble de chicanes refroidies (par exemple avec de l'azote liquide) et dont les directions sont telles que les molécules refroidies ne frappent qu'une des demi-faces. Ce type de jauge est en particulier utilisé comme étalon au Laboratoire National d'Essais (L.N.E. 1 rue Gaston Boissier 75015 Paris).

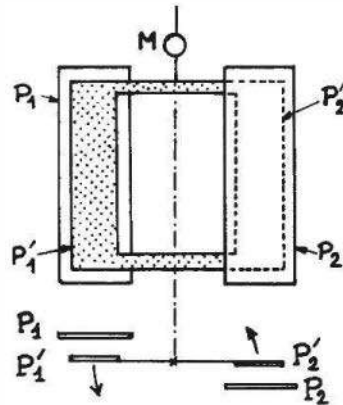


Figure 14.19 – Jauge de Knudsen : schéma de principe.

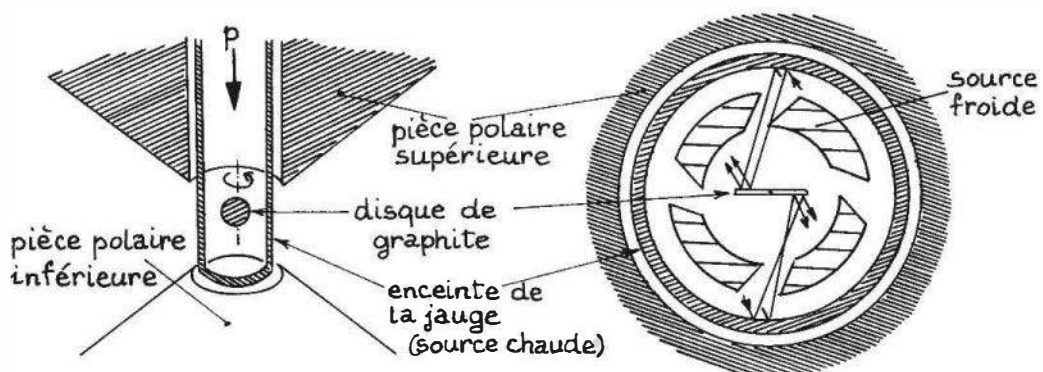


Figure 14.20 – Jauge thermo-moléculaire à suspension diamagnétique (d'après Evard et Beaufils, référence en Bibliographie).

On peut enfin noter que dans le domaine du vide poussé on utilise également pour l'étalonnage des jauges la méthode dite « de la conductance réglable » avec une précision de l'ordre de 5 % (référence en Bibliographie).

Bibliographie

■ Ouvrages

Brown S.C., *Basic data of plasma physics*, New-York, J. Wiley & Sons, 1959.

Delafosse J., Mongodin G., *Les calculs de la technique du vide*, Le Vide, n° 92, p. 1061.

Lafferty J.M., *Foundations of Vacuum Science and Technology*, New York, John Wiley & Sons, 1998.

Massey H.S.W., Burhop E.H.S., Gilbody H.B., *Electronic and ionic impact phenomena*, Vol. I et II, Oxford, Clarendon Press, 1969.

O'Hanlon J.F., *A Users Guide to Vacuum Technology*, New York, John Wiley & Sons, 2003.

Trapnell B.M.W., *Chemisorption*, London, Butterworths, 1964.

■ Périodiques

Bedö G., Krauss W., Müller R., « Comparison of different micromechanical vacuum sensors », *Sensors and Actuators A*, 85, 2000, p. 181.

Bernardet H., Choumoff P.S., Mativet J., Sauneuf R., « Étalonnage absolu en ultra-vide par la méthode de la conductance réglable », *Le Vide n° 146*, mars-avril 1970, p. 84.

Evrard R., Beaufiles P., « Étalonnage des jauges à ionisation au moyen de la jauge absolue à suspension diamagnétique », *Le Vide 116*, 1965, p. 116.

Gourjault J.D., Lefevre J., Choumoff P.S., « Search for accuracy in absolute calibration », *J. Vac Sc. and Techn. Vol. 9, n° 1*, 1972, p. 206.

Gourjault J.D., Rubet L., « Mesures dans le domaine du vide », *Bulletin B.N.M.*, juillet 1977, p. 5.

Klaassen E.H., Kovacs T.A., « Integrated thermal conductivity vacuum sensor », *Sensors and Actuators A*, 58, 1997, p. 37.

Wang Y., Esashi M., « The structures for electrostatic servo capacitive vacuum sensors », *Sensors and Actuators A*, 66, 1998, p. 213.

15.1 Choix des grandeurs à mesurer

15.1.1 Méthodes d'étude suivant les différents types de champ

Les ondes acoustiques se manifestent principalement par les variations de pression et de vitesse qu'elles engendrent. Dans de nombreux cas, le champ acoustique en un point résulte de la superposition d'ondes sonores qui ont subi des réflexions multiples : on a donc un champ diffus dont les caractéristiques moyennes dépendent peu de la position du point d'écoute, mais surtout de la puissance des sources et des possibilités d'absorption par le milieu et par les parois. Comme la vitesse des particules fluides change constamment de sens, la grandeur acoustique la plus caractéristique est la pression, quantité scalaire additive à laquelle l'oreille est sensible. L'acousticien utilise les propriétés des champs diffus pour l'évaluation globale de la puissance d'une source (méthode des chambres réverbérantes).

Dans d'autres cas, l'idéal étant celui de la chambre anéchoïque, il y a une zone dite de champ libre dans laquelle les réflexions des parois sont peu sensibles. Cette zone est caractérisée par des ondes progressives, se déplaçant de la source vers l'observateur. Dans de tels cas, on verra que la pression contient encore toute l'information nécessaire à l'étude détaillée des sources ou à leur enregistrement, à condition d'éviter la zone de champ proche située au voisinage immédiat de la source. Le champ proche est en effet le siège de phénomènes interférentiels résultant de la combinaison des contributions des différentes zones d'émission.

Les progrès en matière de capteurs (miniaturisation) et d'instrumentation permettent maintenant d'accéder à la mesure de grandeurs énergétiques. On verra dans le cas simple des ondes planes que, contrairement à la mesure de la pression en un point, la mesure d'intensité ou flux d'énergie acoustique est significative, même dans une zone interférentielle. Les mesures d'intensité ne sont donc pas soumises à la restriction évoquée plus haut et peuvent être pratiquées dans le champ proche des sources. On peut remarquer qu'en raison de son niveau élevé le champ proche est peu perturbé par les réflexions sur les parois du local de mesure. Le développement des techniques d'intensimétrie devrait donc permettre d'analyser certaines sources dans leur environnement réel.

15.1.2 Étude d'une onde progressive plane

La description physique d'un fluide se fait à l'aide de la loi de conservation de la masse, de la loi fondamentale de la dynamique et d'une relation thermodynamique

ou équation d'état. À l'aide de ces trois relations, on peut montrer qu'une déformation de faible amplitude se propage avec une célérité c_o qui a pour expression :

$$c_o = \sqrt{\frac{\gamma P_o}{\rho_o}}$$

où P_o est la pression moyenne, ρ_o la masse volumique moyenne du fluide et γ le rapport des chaleurs massiques à pression et à volume constants.

À cette propagation, sont associées des variations de pression, vitesse, masse volumique et température.

Pour une onde harmonique plane de pulsation ω , se déplaçant suivant l'axe Ox , la pression $p(x, t)$ peut être représentée, en régime permanent, par l'amplitude complexe :

$$p(x, t) = p_o \exp jk(c_o t - x) \quad \text{où} \quad k = \omega/c_o$$

dont l'expression représente une solution de l'équation des ondes écrite pour la pression.

À l'aide de l'équation dynamique linéarisée :

$$-\frac{\partial p}{\partial x} = \rho_o \frac{\partial u}{\partial t}$$

on peut obtenir la vitesse $u(x, t)$ des particules fluides :

$$u(x, t) = -\frac{1}{j\omega\rho_o} \frac{\partial p(x, t)}{\partial x} = \frac{1}{\rho_o c_o} p_o \exp jk(c_o t - x)$$

Il en résulte que pour l'onde plane, les variations de vitesse et de pression sont en phase.

Par ailleurs, l'intensité acoustique I transportée par l'onde (flux moyen d'énergie par unité de surface) s'exprime à l'aide de la moyenne temporelle du produit de la pression par la vitesse, soit avec la notation complexe utilisée :

$$I = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (p u^*) = \frac{p_o^2}{2\rho_o c_o}$$

On voit donc que l'onde progressive est parfaitement caractérisée par la pression p . En pratique, cette grandeur est exprimée en utilisant l'échelle relative des décibels acoustiques soit :

$$20 \log p_o/P_{\text{ref}} \quad \text{avec} \quad P_{\text{ref}} = 2 \cdot 10^{-5} \text{ Pascal}$$

15.1.3 Étude d'une onde plane quelconque

L'onde plane quelconque peut être obtenue en excitant un tube cylindrique de longueur finie à l'aide d'un piston vibrant ; soit Ox son axe. Il y a réflexion sur l'extrémité et le champ de pression peut être décrit par l'expression :

$$p(x, t) = p^+ \exp jk(c_o t - x) + p^- \exp jk(c_o t + x)$$

p^+ et p^- représentant respectivement les amplitudes complexes de l'onde incidente et de l'onde réfléchi. Le champ de vitesse s'obtient, comme au § 15.1.2., en utilisant l'équation dynamique ; on obtient :

$$u(x, t) = \frac{p^+}{\rho_o c_o} \exp jk(c_o t - x) - \frac{p^-}{\rho_o c_o} \exp jk(c_o t + x)$$

Ces expressions montrent que les amplitudes de p et u ne sont plus en phase, et dépendent de l'abscisse x ; elles passent par des maxima et des minima (ondes stationnaires).

Le calcul de l'intensité I conduit cependant à l'expression :

$$I = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (pu^*) = \frac{|p^+|^2}{2\rho_o c_o} - \frac{|p^-|^2}{2\rho_o c_o}$$

La valeur de I est indépendante de x : elle représente la différence entre le flux incident et le flux réfléchi, c'est-à-dire le flux correspondant au son rayonné à distance. On voit donc que la présence de phénomènes de réflexion donne de l'intérêt aux mesures d'intensité.

15.1.4 Approche du cas tridimensionnel

Lorsque les ondes ne sont plus planes, on observe d'abord une décroissance de l'amplitude avec la distance source-point d'observation (conservation de l'énergie). Au moins dans le cas de l'espace libre, on peut distinguer deux zones dans le champ acoustique : la zone de champ proche dans laquelle la pression et la vitesse ne sont pas en phase, ce qui correspond à la présence de composantes stationnaires non propagatives et la zone de champ lointain dans laquelle pression et vitesse sont de nouveau en phase, comme dans le cas de l'onde progressive plane.

Le cas de la source sphérique de débit pulsatoire $a \cdot \exp j\omega t$ illustre bien cette distinction. Les expressions de la pression, de la vitesse radiale et de l'intensité sont en effet :

$$p = \frac{jk\rho_o c_o}{4\pi r} a \cdot \exp jk(c_o t - r), \quad k = \frac{\omega}{c_o} = \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$u_r = \frac{1}{4\pi r^2} (jkr - 1) a \cdot \exp jk(c_o t - r)$$

$$I_r = \frac{1}{2} \operatorname{Re} (pu_r^*) = \frac{1}{2} \frac{p_o^2(r)}{\rho_o c_o} \quad \text{avec} \quad p_o(r) = \frac{k\rho_o c_o a}{4\pi r}$$

On voit en particulier que :

- la séparation entre champ proche et champ lointain se situe pour $kr \cong 1$ soit $r \cong \lambda/2\pi$, c'est-à-dire une fraction de longueur d'onde,
- la composante radiale de l'intensité I_r décroît comme l'inverse du carré du rayon r quelle que soit sa valeur.

On note que l'intensité est, comme la vitesse, représentée par un vecteur.

15.1.5 Conclusion sur les grandeurs à mesurer

Des deux grandeurs mécaniques fondamentales associées à l'onde acoustique, pression et vitesse, seule la pression est facile à mesurer, les vitesses des particules fluides correspondant aux ondes acoustiques sont trop faibles pour être mesurées par des méthodes anémométriques classiques. De plus, il est très difficile de caractériser un champ diffus à partir de la vitesse. Le principal capteur acoustique est donc le microphone à pression.

Cependant, les composantes de la vitesse acoustique peuvent être mesurées indirectement en utilisant la relation de la Dynamique qui lie le gradient de pression à la dérivée temporelle de la vitesse. Cette opération peut se faire en utilisant un microphone construit de façon appropriée pour répondre à une différence de pression. Ce capteur est appelé microphone à gradient de pression. Une autre méthode très employée consiste à effectuer électroniquement la différence des signaux issus de deux microphones à pression.

Comme il a été expliqué dans ce qui précède, les mesures d'intensité peuvent donner une évaluation en grandeur et en direction des flux d'énergie acoustique au voisinage des sources. Cette méthode d'étude serait la seule valable dans le cas où l'on désire étudier une source dans un environnement bruité (absence de zone de champ libre). On indiquera donc, après l'étude des microphones, les méthodes actuellement développées pour effectuer ces mesures d'intensité.

15.2 Généralités sur les microphones

15.2.1 Principe des microphones

Les microphones sont les capteurs qui assurent la conversion du signal acoustique en signal électrique. Divers principes peuvent être appliqués à leur réalisation ; dans la plupart des cas, il y a combinaison d'une traduction mécanoacoustique et d'une traduction électromécanique : le mouvement des molécules d'air entraîne la mise en mouvement d'un élément solide (membrane) qui, à son tour, est directement à l'origine du signal électrique.

Un microphone très répandu (*figure 15.1*), utilisé dans le combiné téléphonique, repose sur un phénomène irréversible : sous l'influence de la pression, il y a variation de la résistance de contact de grains de charbon remplissant un volume fermé par une membrane. Ce type de microphone, bien que très sensible n'est pas adapté aux mesures physiques : sa bande passante est limitée et il présente des phénomènes d'hystérésis ; sa description et son étude détaillée sont développées dans les ouvrages d'Olson et de Lehmann cités en Bibliographie.

Pour la réalisation de microphones de mesure, il apparaît préférable de choisir des méthodes de conversion reposant sur des phénomènes réversibles de types électromagnétique, électrostatique, piézoélectrique ou magnétostrictif.

15.2.2 Influence des phénomènes de diffraction

Une des exigences applicables à tous les capteurs est l'absence de perturbation apportée au phénomène physique à observer. Or, la gamme des fréquences à mesurer est très étendue (10 octaves) et aux fréquences élevées, les longueurs d'onde peuvent

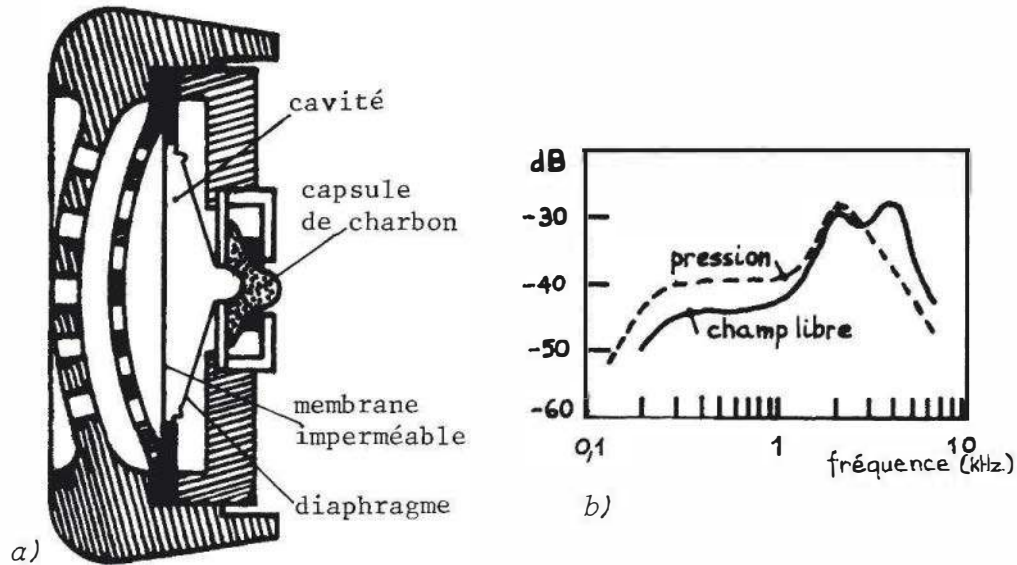


Figure 15.1 – Microphone à charbon : a) constitution ; b) réponse en fréquence : en pression (rapport du signal de sortie à la pression sur le diaphragme) et en champ libre (rapport du signal de sortie à la pression avant interposition du microphone).

être du même ordre de grandeur que les dimensions géométriques des obstacles matériels rencontrés. Dans ce cas, le corps matériel se comporte comme une source sonore fictive qui crée son propre champ acoustique se superposant au champ incident. Un tel phénomène est appelé diffraction acoustique par analogie avec le phénomène connu sous le même nom en optique.

Le calcul théorique des effets de diffraction doit tenir compte d'une part, de la forme et de l'angle d'incidence des ondes acoustiques étudiées, et d'autre part, de la forme et des dimensions du capteur. En effet, l'hypothèse de base est une condition aux limites imposée au champ acoustique, à savoir qu'au voisinage immédiat de la surface du corps solide, les particules de fluide ont une vitesse normale nulle. C'est donc un calcul très complexe et pratiquement inextricable analytiquement lorsqu'on s'éloigne des formes simples.

Le cas du cylindre à base circulaire très proche de celui du microphone a été étudié par Wiener. Les résultats reproduits *figure 15.2* montrent que le rapport p/p_0 de la pression mesurée à la pression en espace libre varie considérablement avec l'incidence.

Ces résultats peuvent être rapprochés des courbes expérimentales obtenues par Brüel & Kjaer, courbes reproduites sur la *figure 15.3*, qui indiquent des tendances similaires : ainsi, la réponse d'un microphone de diamètre d'un pouce (2,4 cm) est sérieusement affectée au-delà de 13 kHz.

On trouve aussi sur la *figure 15.3* une courbe moyenne appelée réponse en champ diffus. Cette courbe correspond à une moyenne (incidence aléatoire) et doit être utilisée comme correction à appliquer dans le cas de réflexions multiples. On verra donc dans la suite que les constructeurs peuvent agir sur l'amortissement du microphone pour ajuster la réponse en fréquence et compenser partiellement les effets de diffraction.

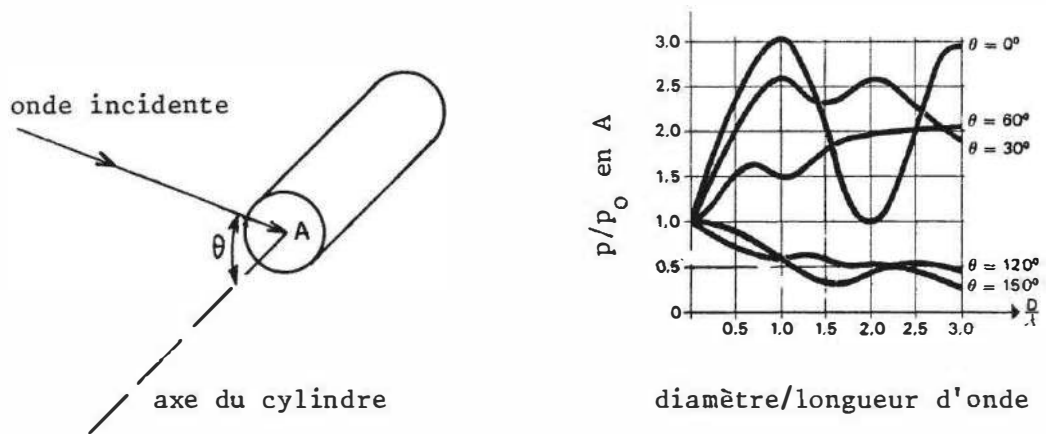


Figure 15.2 – Diffraction par un cylindre à base circulaire.

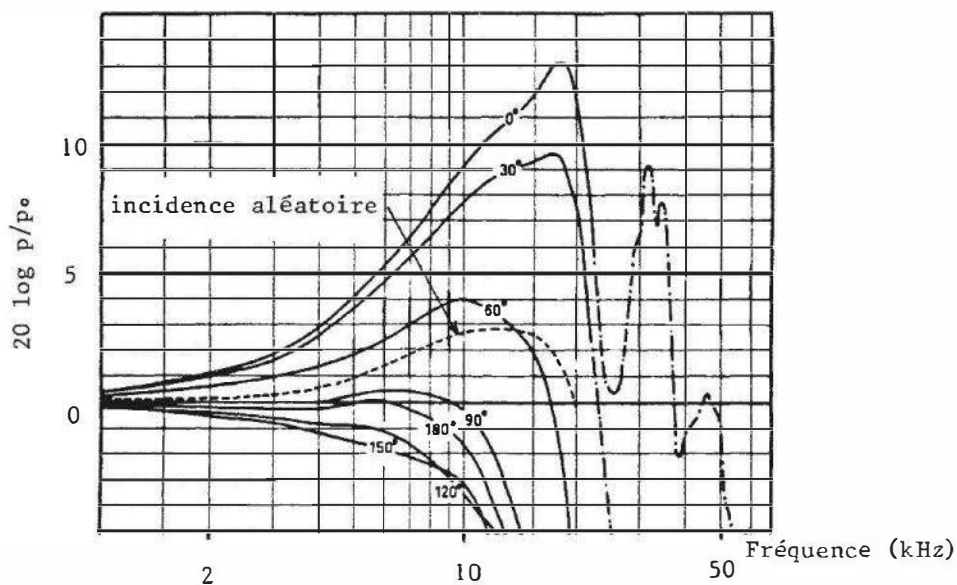


Figure 15.3 – Réponse en fréquence d'un microphone pour différentes incidences (Doc. Brüel et Kjaer).

Trois classes de microphones peuvent être distinguées :

- les microphones optimisés pour le champ libre sont très amortis de façon à obtenir la meilleure bande passante à incidence nulle. Ils sont destinés à être pointés vers les sources ;
- les microphones optimisés pour l'incidence aléatoire doivent être utilisés pour les mesures en milieu réverbérant ;
- les microphones optimisés pour la pression sont réglés pour obtenir la meilleure bande passante lors d'un étalonnage réalisé par simulation, en l'absence de phénomènes de propagation, donc de diffraction. Ils sont à utiliser dans des volumes restreints avec montage en paroi.

Il faut noter que ces distinctions apparaissent sur les courbes d'étalonnage fournies par les constructeurs (*figure 15.4*) et ne concernent que la réponse dans la partie haute fréquence du spectre.

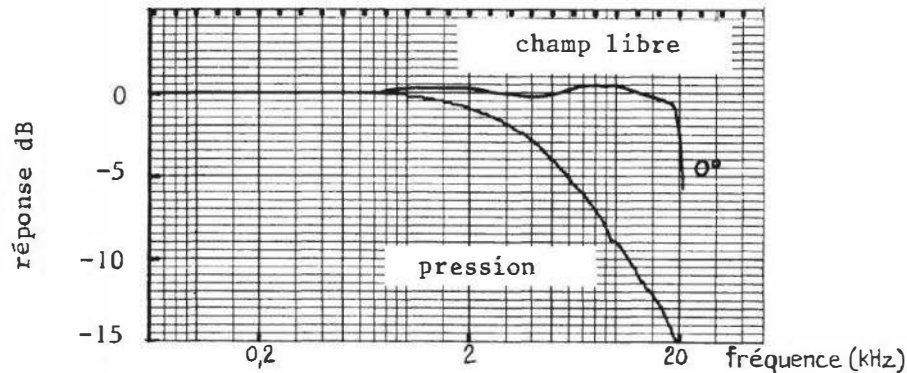


Figure 15.4 – Courbe d'étalonnage d'un microphone (Doc. Brüel et Kjaer).

15.3 Principaux types de microphones

15.3.1 Classification des microphones

Si on laisse de côté les problèmes posés par la diffraction dont les effets ont été examinés au § 15.2.2. dans le cas d'un microphone sensible à la pression, on peut comme le fait Beranek, classer les microphones suivant la grandeur à laquelle ils doivent répondre. On est alors amené à distinguer, comme indiqué au § 15.1.5., les microphones « à pression » et les microphones « à gradient de pression ». Les premiers seraient en principe destinés aux mesures physiques de pression et les seconds aux mesures physiques de vitesse. Mais, un autre intérêt des microphones à gradient de pression est la sensibilité à la direction de l'onde. Les effets directifs correctement dosés étant recherchés dans l'enregistrement des sons (moindre sensibilité aux sons parasites et aux effets de réverbération), on peut également distinguer une catégorie intermédiaire ou mixte destinée à cet effet. On note que pour obtenir des directivités encore plus marquées, on peut également imaginer des microphones sensibles au deuxième gradient.

Dans ce qui suit est expliqué en détail le principe de fonctionnement de ces trois types de microphones dans le cas quasi-général des microphones à diaphragme. Le problème est, dans un premier temps, le calcul de la relation entre le champ acoustique et la force exercée sur le diaphragme, indépendamment du principe utilisé pour traduire cette force en grandeur électrique.

15.3.2 Analogies électromécano-acoustiques

□ Analogie flux de vitesse – courant

En comparant les équations qui régissent les circuits électriques et celles qui servent à décrire certains phénomènes mécaniques et acoustiques, on constate des analogies. On va montrer que l'on peut faire correspondre certaines grandeurs électriques et acoustiques pour que ces équations deviennent identiques.

Soit le circuit acoustique représenté *figure 15.5* et comprenant un tube de section A , un capillaire et une cavité de volume V . On suppose que chacun de ces éléments a des dimensions petites devant la longueur d'onde acoustique $\lambda = c_0/f$, ce qui est le cas pour les éléments de circuit constituant les microphones. Il n'y a donc pas de phénomène de propagation d'onde dans ce circuit. Comme l'égalité des pressions

de part et d'autre des jonctions entraîne celle des masses volumiques, on déduit de la loi de conservation de la masse que le débit $U = Au$, ou flux de vitesse, se conserve à travers les jonctions. Ce flux de vitesse peut être choisi comme l'analogie d'un courant électrique.

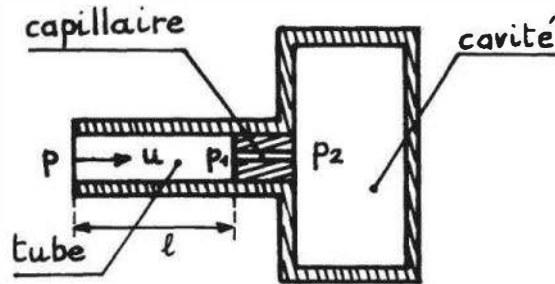


Figure 15.5 – Circuit acoustique simple.

□ Masse acoustique

On examine ici le mouvement alternatif du gaz dans le tube. Il n'y a pas de compression appréciable ($l \ll \lambda$), ce qui signifie que la masse de gaz m contenue à l'intérieur du tube se déplace en bloc, sous l'action de la différence de pression $p - p_1$. La loi fondamentale de la dynamique peut donc s'écrire :

$$p - p_1 = \frac{m}{A^2} \frac{d(Au)}{dt}$$

équation qui est à rapprocher de l'équation mécanique $f = m dv/dt$ et de l'équation électrique $e = L di/dt$. Il apparaît donc une analogie entre la masse mécanique m , la masse acoustique m/A^2 et l'inductance L . Le flux de vitesse joue bien le rôle du courant, la différence de pression celui de la différence de potentiel.

□ Résistance acoustique

Dans le capillaire, la chute de pression due à la viscosité est proportionnelle à la vitesse (écoulement laminaire) ; on a donc :

$$p_1 - p_2 = R (Au)$$

où R est l'analogie d'une résistance qui est dite résistance acoustique.

□ Élasticité acoustique

Du fait des faibles dimensions, la compression dans la cavité se fait sans déplacement du centre d'inertie de la masse d'air. La compression suit une loi thermodynamique ; si on suppose cette compression adiabatique on a :

$$pV^\gamma = \text{Cst} \quad \text{soit} \quad \frac{\Delta p}{p} = -\gamma \frac{\Delta V}{V}$$

d'où :

$$p_2 = \frac{\gamma P_0}{V} \int (Au) dt$$

en posant : $\Delta p = p_2$, $p \cong P_0$ et $\Delta V = - \int (Au) dt$

Le terme $V/\gamma P_0$ apparaît ainsi comme l'analogie d'une capacité : c'est l'élasticité ou capacité acoustique C quelquefois désignée comme compliance.

□ **Équation du circuit acoustique**

Pour le circuit représenté *figure 15.5* l'équation différentielle liant la pression p au flux de vitesse Au s'écrit :

$$p = (p - p_1) + (p_1 - p_2) + p_2$$

soit :

$$p = \frac{M}{A^2} \frac{d(Au)}{dt} + R (Au) + \frac{\gamma P_0}{V} \int (Au) dt$$

Cette équation se compare à l'équation électrique du circuit série R , L , C :

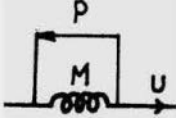
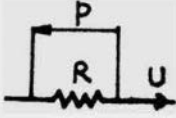
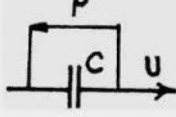
$$e = L \frac{di}{dt} + R i + \frac{1}{C} \int i dt$$

et à l'équation mécanique de l'oscillateur amorti à un degré de liberté :

$$f = m \frac{dv}{dt} + rv + k \int v dt$$

La comparaison de ces trois équations conduit alors à l'analogie du type impédance pour laquelle les correspondances sont indiquées *tableau 15.1*.

Tableau 15.1 – Analogies électromécano-acoustiques.

Grandeur électrique	Grandeur mécanique	Grandeur acoustique	Symbole
force électromotrice e	force mécanique f	pression acoustique p	
courant i	vitesse linéaire v	flux de vitesse $U = Au$	
inductance L	masse m	masse acoustique $M = m/A^2$	
résistance électrique R	résistance mécanique r	résistance acoustique R	
capacité C	élasticité, inverse de la raideur $1/k$	élasticité, capacité acoustique $C = \frac{V}{\gamma P_0} = \frac{A^2}{k}$	

□ Établissement du schéma équivalent d'un microphone

Tout système électroacoustique comprend généralement trois parties plus ou moins distinctes : une partie acoustique, une partie mécanique et une partie électrique. Il est possible grâce à ce qui précède d'établir un schéma électrique équivalent pour l'ensemble des deux premières parties (acoustique et mécanique) qui constituent le corps d'épreuve du capteur acoustique. La méthode à suivre consiste à mettre en série tous les éléments qui sont traversés par le même flux de vitesse et à mettre en parallèle les circuits qui correspondent à une addition de ces flux. On notera que dans la plupart des cas les additions de flux se font dans des capacités. Un exemple simple est donné au § 15.3.3. La cavité du microphone à pression (*figure 15.6a*) est alimentée par le flux de vitesse qui traverse le diaphragme d'impédance Z_D (masse et élasticité) et celui qui traverse la fuite capillaire de résistance R : d'où le schéma équivalent à deux mailles de la *figure 15.6b*.

Lorsque le mouvement du corps d'épreuve est connu (à l'aide du courant traversant son équivalent), il reste à traduire sur le schéma la partie électrique du système. Ce problème est plus simple que le précédent et sera examiné cas par cas suivant le principe de conversion employé. Il suffira généralement d'introduire dans le schéma équivalent du corps d'épreuve un transformateur de rapport approprié.

15.3.3 Microphones « à pression »

Dans ce type de microphone, les fluctuations p de la pression acoustique provoquent les mouvements du diaphragme. Par contre, les changements de la pression atmosphérique sont sans effet en raison de la présence d'une fuite capillaire d'égalisation de pression. Les trois éléments constitutants : cavité, diaphragme, fuite d'air peuvent être représentés respectivement par une capacité C , une impédance de type selfique Z_D et une résistance R . Le schéma équivalent dans l'analogie acoustique du type impédance est donc représenté *figure 15.6b*.

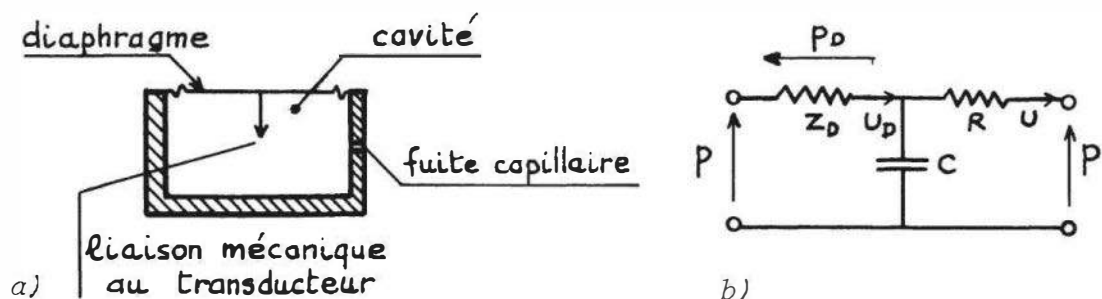


Figure 15.6 – Microphone à pression : a) constitution ; b) schéma équivalent.

On suppose que les pressions s'appliquant sur le diaphragme et l'orifice sont identiques. Compte tenu du fait que la résistance R est petite devant l'impédance Z_D (qui de plus contient un terme proportionnel à la fréquence) on a pratiquement

pour les flux de vitesse : $U \gg U_D$; on en déduit :

$$U \approx -\frac{j C \omega}{1 + j \omega RC} \cdot p$$

La force qui s'exerce sur le diaphragme a pour expression :

$$f_D = A p_D = A [p - (p + RU)] = \frac{jRC\omega}{1 + jRC\omega} Ap$$

Pratiquement, la valeur de R peut être ajustée, tout en restant inférieure à Z_D , pour que la constante de temps RC soit supérieure à $0,1$ s ; il en résulte une fréquence de coupure basse en dessous de laquelle la sensibilité décroît de 6 dB / octave.

15.3.4 Microphones « à gradient de pression »

Le gradient ne peut être obtenu en pratique qu'à l'aide de l'approximation $(p_1 - p_2)/\Delta\ell$, p_1 et p_2 mesurant les pressions relevées en deux points espacés de $\Delta\ell$. Un tel microphone sera donc réalisé à l'aide d'une membrane circulaire maintenue par une armature rigide de forme torique, d'axe Ox (figure 15.7). L'épaisseur de cette armature est approximativement égale à la distance théorique $\Delta\ell$. L'ensemble est suffisamment petit pour éviter les phénomènes de diffraction (§ 15.2.2).

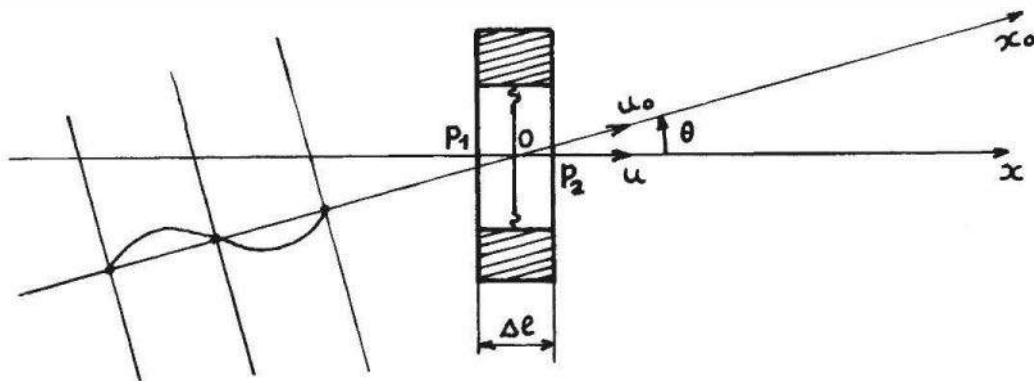


Figure 15.7 – Principe du microphone « à gradient de pression ».

Soit une onde plane se dirigeant suivant un axe Ox_0 et telle que $(Ox, Ox_0) = \theta$.

On a :

$$p = p_0 \exp j(\omega t - kx_0) \quad \text{avec} \quad \omega = kc_0$$

et si $k\Delta\ell \ll \ell$, on a :

$$p_2 - p_1 = \frac{\partial p}{\partial x_0} \Delta\ell \cos \theta = -jkp_0 \Delta\ell \cos \theta \exp j(\omega t - kx_0)$$

La force f_x s'exerçant sur la membrane de surface A est :

$$f_x = -A(p_2 - p_1) = j \frac{\omega p_0}{c_0} A \Delta\ell \cos \theta \exp j(\omega t - kx_0)$$

Pour l'onde plane, on a : $p_o = \rho c_o u_o$ (§ 15.1.2.)

$$\text{d'où } f_x = j\omega u_o \cos \theta \rho_o A \Delta \ell \exp j(\omega t - kx_o)$$

Ce résultat montre que la force exercée sur le diaphragme a une amplitude proportionnelle au produit de la vitesse normale par la pulsation ω .

Ce résultat est indépendant de la forme de l'onde. En effet, la relation fondamentale de la dynamique s'exprime par :

$$\frac{\partial p}{\partial x} = j\omega \rho_o u$$

qui donne donc quel que soit le type d'onde :

$$f_x = -A(p_2 - p_1) = -A \frac{\partial p}{\partial x} \Delta \ell = j\omega u \rho_o A \Delta \ell$$

Par contre, la sensibilité à la pression $S_p = f_x/p$ dépend de la forme de l'onde, au moins en champ proche. Ainsi, pour l'onde plane, d'angle d'incidence θ on a, puisque $u = u_o \cos \theta$ et $p_o = \rho_o c_o u_o$:

$$S_p = j \frac{\omega}{c_o} A \cdot \Delta \ell \cos \theta$$

tandis que pour une onde sphérique de rayon r centrée sur Ox_o et pour laquelle :

$$p = \frac{a_o}{r} \cdot \exp j(\omega t - kr)$$

on a :

$$\frac{\partial p}{\partial r} = -\frac{a_o}{r} \left(\frac{1}{r} + jk \right) \exp j(\omega t - kr)$$

d'où, pour la sensibilité à la pression, compte tenu de $dx = dr \cos \theta$:

$$S_p = \frac{1 + j\omega r/c_o}{r} \cdot A \cdot \Delta \ell \cos \theta.$$

Si donc, on utilise un microphone « à gradient de pression » pour mesurer des pressions, il faut considérer deux particularités :

- la caractéristique bidirectionnelle due au terme en $\cos \theta$ représentée sous forme logarithmique sur la *figure 15.8*;
- le rehaussement des basses fréquences pour $\omega r < c_o$, dans le cas des ondes sphériques ; par rapport aux ondes planes, la sensibilité S_p est donc multipliée par le facteur $-jc_o/\omega$: elle a pour expression $\frac{1}{r} \cdot A \Delta \ell \cos \theta$ qui est à comparer à $j \frac{\omega}{c_o} \cdot A \Delta \ell \cos \theta$. Cet effet est très utilisé lors de l'enregistrement de la voix avec des microphones très proches des lèvres (accentuation des sons graves).

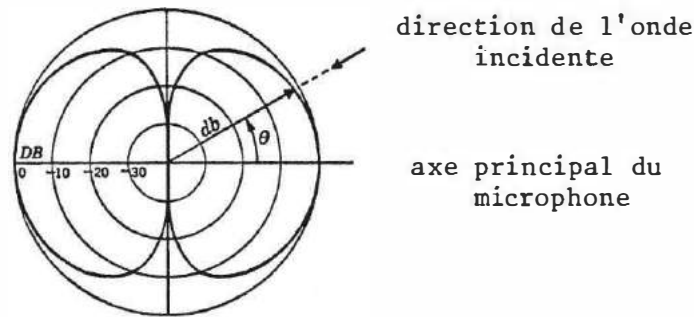


Figure 15.8 – Diagramme de directivité d'un microphone « à gradient de pression ».

15.3.5 Microphones mixtes à pression et à gradient de pression combinés

On considère encore le cas d'un microphone à diaphragme, constitué schématiquement d'une cavité obturée sur une face par le diaphragme et comportant sur la face opposée une ouverture contrôlée par une résistance acoustique (figure 15.9a). Le schéma équivalent d'un tel microphone (figure 15.9b) est très peu différent de celui d'un microphone à pression.

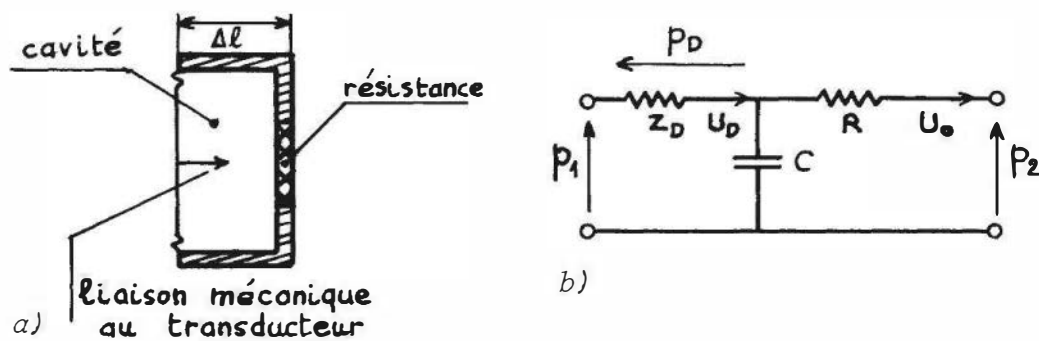


Figure 15.9 – Microphone « à pression » et « à gradient de pression » combinés : a) principe de constitution ; b) schéma équivalent.

On remarquera qu'en raison de la distance $\Delta\ell$ entre les deux faces utiles, il y a une différence entre les pressions p_1 et p_2 qui s'appliquent sur ces deux faces. Dans le cas de l'onde plane monochromatique faisant l'angle θ avec l'axe du microphone, on a :

$$p_2 = p_1 \left(1 - j \frac{\omega}{c_0} \Delta\ell \cdot \cos \theta \right)$$

On remarquera en outre que la résistance acoustique R est beaucoup plus faible que dans le cas étudié au § 15.3.3. puisque celle-ci représente une ouverture et non plus un orifice capillaire.

Utilisant toujours l'analogie acoustique du type impédance, on peut écrire, en considérant les deux mailles du schéma équivalent, les deux équations :

$$p_1 = U_D \left(Z_D + \frac{1}{j\omega C} \right) - \frac{U_o}{j\omega C}$$

$$-p_2 = -\frac{U_D}{j\omega C} + U_o \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right).$$

À l'aide des trois équations précédentes, on obtient l'expression de la force f_D qui agit sur le diaphragme :

$$f_D = p_D A = A U_D Z_D = p_1 A \frac{Z_D \left(R + \frac{\Delta \ell \cos \theta}{c_0 C} \right)}{Z_D R - j [(R + Z_D)/\omega C]}$$

expression qui se simplifie si l'on considère que $R \ll Z_D$:

$$f_D \approx p_1 A \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} (1 + B \cos \theta) \quad \text{avec} \quad B = \frac{\Delta \ell}{c_0 RC}$$

Cette dernière expression se ramène aux deux cas précédents, comme cas particuliers :

- si $B \cong 0$, soit R suffisamment grand, on retrouve le cas du microphone à pression ;
- si $B \gg 1$, soit R suffisamment petit, on retrouve le cas du microphone à gradient de pression.

On remarque que $B \gg 1$ implique $RC\omega \ll 1$ dès que $\omega\Delta\ell/c_0 < 1$, ce qui est une hypothèse d'approximation de la différence de pression à l'aide de la formule du gradient.

Le cas $B = 1$ conduit à la directivité de type cardioïde fréquemment utilisée (figure 15.10).

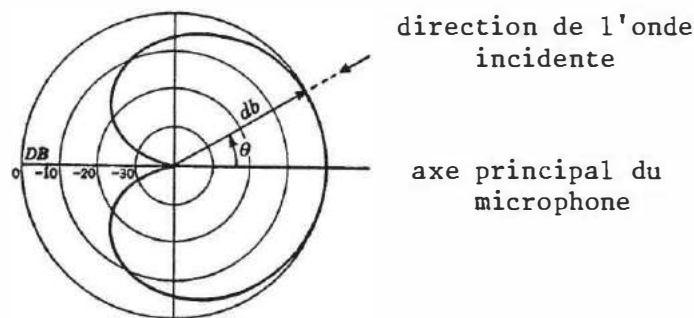


Figure 15.10 – Diagramme de directivité d'un microphone « à pression » et « à gradient de pression » combinés.

15.3.6 Principaux modes de construction des microphones suivant le type de directivité désiré

On a vu que le microphone « à pression » est omnidirectionnel si l'on excepte les effets de diffraction. De plus, son diaphragme est soumis à une force indépendante de la fréquence. C'est donc un transducteur mécanoélectrique donnant une réponse proportionnelle à la force qui convient. C'est le cas pour le microphone à condensateur utilisant comme armature une membrane au-dessous de sa fréquence de résonance (mesure du déplacement de la membrane).

Par contre, dans un microphone directif fonctionnant sur le principe « à gradient » ou « à gradient et à pression combinés », la force exercée sur le diaphragme est, en

plus, proportionnelle à la fréquence : $f_D \sim \omega p_1$ dès lors que $RC\omega \ll 1$. On devra donc compenser cette dépendance. Les microphones directifs sont donc généralement des microphones électrodynamiques dans lesquels la membrane est excitée au-dessus de sa fréquence de résonance, la grandeur à mesurer étant alors la vitesse de la membrane.

15.4 Microphones à condensateur

15.4.1 Principe et classification des microphones à condensateur

De tous les types de microphones actuellement utilisés, le microphone à condensateur est considéré comme le plus performant. La *figure 15.11* représente un schéma de principe de la cartouche d'un microphone à condensateur. La pression à mesurer s'applique sur un diaphragme flexible mince (10 à 20 μm) qui joue le rôle de l'armature mobile dans un capteur de déplacement capacitif. L'autre armature est fixe et percée de trous dans un but d'amortissement : les mouvements du diaphragme provoquent le déplacement de l'air à travers ces trous et donc une dissipation d'énergie par viscosité. Cet amortissement est utilisé pour contrôler l'amplitude de la résonance du diaphragme et permet donc d'apporter une correction à la réponse haute fréquence suivant le type de la réponse à réaliser (pression, champ libre, champ diffus ou incidence aléatoire, § 15.2.2).

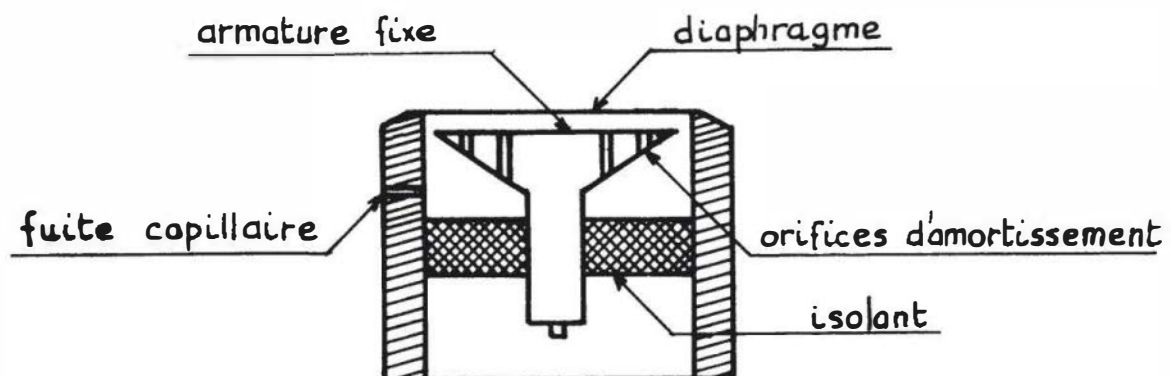


Figure 15.11 – Microphone à condensateur : principe de constitution.

Comme cela a été vu au § 15.3.3, une fuite capillaire permet l'égalisation de la pression moyenne entre les deux faces de la membrane. Elle détermine la réponse mécanique basse fréquence et joue un rôle de protection contre les variations de pression atmosphérique.

Suivant le type de membrane, on distingue trois types de microphones capacitifs : le microphone d'instrumentation à polarisation externe, le microphone d'instrumentation à électret, le microphone d'usage courant à électret.

Les deux premiers types utilisent des membranes métalliques tendues, le dernier une membrane plastique prépolariée. Dans le deuxième type, la feuille d'électret adhère à l'armature fixe et ne joue aucun rôle mécanique. La différence essentielle entre les microphones d'instrumentation et les microphones courants est donc la nature de la force de rappel de la membrane : tension élastique dans le cas des membranes plastiques. On note qu'il est difficile de réaliser à l'heure actuelle des

membranes plastiques qui conservent durablement une tension mécanique élevée. Les microphones à membrane plastique sont donc des microphones courants ayant une réponse en fréquence plus limitée que les microphones à membrane métallique.

15.4.2 Microphones d'instrumentation à polarisation externe

■ Fonctionnement à charge constante

Le circuit électrique équivalent de l'ensemble microphone à polarisation externe et préamplificateur associé est indiqué *figure 15.12* ; les différents éléments sont :

- C_m : capacité de la cartouche microphonique,
- V_o : tension de polarisation,
- R_o : résistance série du circuit de polarisation,
- C_c : capacité de la connexion,
- R_i et C_i : impédance d'entrée du préamplificateur,
- v_o : tension variable aux bornes du microphone,
- v : tension variable à l'entrée de l'amplificateur.

On pose : $R_T = R_o // R_i$ et $C_T = C_m + C_c + C_i$

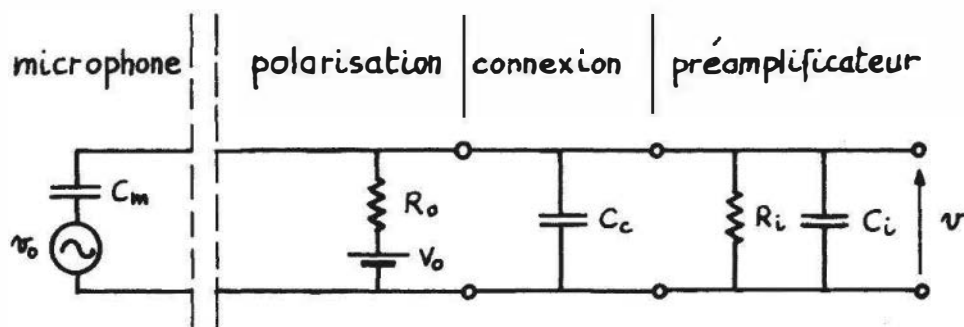


Figure 15.12 – Schéma électrique de la cartouche microphonique.

On réalise généralement des montages tels que la constante de temps $R_T C_T$ soit grande devant la période de variation de la pression sonore : le système fonctionne alors à charge constante. On a ainsi :

$$\frac{v_o}{V_o} = -\frac{\Delta C_m}{C_T} \quad \text{soit} \quad v = -\frac{\Delta C_m}{C_T} V_o \frac{j\omega R_T C_m}{1 + j\omega R_T C_T}.$$

La condition $\omega R_c C_T \gg 1$ entraîne :

$$v = -\frac{\Delta C_m}{C_T} V_o \frac{C_m}{C_T}$$

On voit donc tout l'intérêt de rendre C_T très voisin de C_m , ce qui est réalisé en montant la cartouche microphonique sur le corps de son préamplificateur. On se placera, dans la suite, dans l'hypothèse de la charge constante, et l'on supposera $C_T \cong C_m$. Pour une étude plus approfondie du comportement basse fréquence, on pourra se reporter à l'ouvrage de Doebelin.

■ Schéma électrique équivalent de la cartouche microphonique

On établit ici les relations traduisant le couplage électromécanique dans le condensateur (*figure 15.13*).

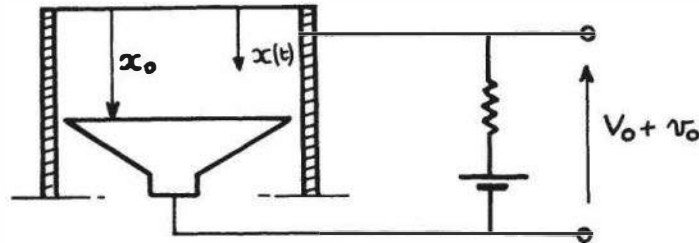


Figure 15.13 – Couplage électromécanique dans un microphone à condensateur.

La charge Q du condensateur, supposé plan, soumis à la différence de potentiel V_o s'écrit :

$$Q = \frac{\epsilon_o A V_o}{x_o}$$

x_o désignant la distance entre les armatures au repos. Soit $x(t)$ un petit déplacement de la membrane à charge constante et v_o la variation de tension correspondante :

$$-\frac{x(t)}{x_o} \cong \frac{v_o}{V_o}$$

En régime sinusoïdal permanent :

$$j\omega x = u \quad \text{et} \quad v_o = -\frac{V_o}{j\omega x_o} u$$

expressions dans lesquelles x , u et v_o sont des quantités complexes.

La force de rappel de la membrane peut être calculée à partir de son énergie potentielle W , somme de deux termes :

$$- \text{l'énergie électrostatique} : W_1 = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{C_m} = \frac{1}{2} \frac{Q^2}{\epsilon_o A} \{x_o - x(t)\},$$

$$- \text{et l'énergie élastique} : W_2 = \frac{1}{2} k x^2(t) = \frac{1}{2} \frac{A^2}{C_D} \cdot x^2(t), \quad k \text{ étant la raideur de la membrane et } C_D \text{ sa capacité acoustique (tableau 15.1).}$$

On en déduit :

$$-\frac{dW}{dx} = \frac{1}{2} \cdot \frac{Q^2}{\epsilon_o A} - \frac{A^2}{C_D} \cdot x(t) = f_1 + f_2(t)$$

$f_2(t)$, force de rappel élastique, étant opposée à la force de pression.

En notation complexe on a :

$$f_2 = -\frac{u}{j\omega} \frac{A^2}{C_D} \quad \text{et} \quad p = \frac{u}{j\omega} \cdot \frac{A}{C_D} = -\frac{Ax_o}{C_D V_o} v_o.$$

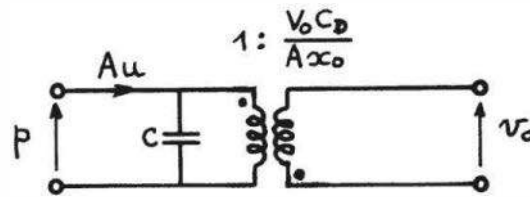


Figure 15.14 – Schéma électrique équivalent traduisant le couplage électromécanique du transducteur capacitif.

La relation entre la pression p et la tension v_o aux bornes du condensateur est donc représentée par le schéma équivalent de la *figure 15.14*.

On considère maintenant le microphone complet, en laissant toutefois de côté le comportement dû à la fuite capillaire vu au § 15.3.3. Il faut tenir compte de l'inertie de la membrane (M_A) et de son impédance de rayonnement (M_D), de l'écoulement d'air à travers les orifices de l'armature fixe ($M_S + R_S$) et de la cavité arrière (C_2). Le schéma équivalent global est alors indiqué *figure 15.15a*. Outre la traduction du couplage électromécanique explicitée précédemment, on remarque sur ce schéma :

- la masse acoustique du diaphragme $M_A + M_D$ (masse apparente + masse de rayonnement) qui est traversée par le même courant $uA = U_D$ que la compliance C_D du diaphragme : M_A , M_D et C_D sont donc en série ;
- la masse acoustique M_S , la résistance R_S correspondant aux orifices de l'armature arrière qui sont traversés par un même courant que la cavité arrière de compliance C_2 : C_2 , M_S , R_S sont donc également en série ;
- la présence du nœud N qui s'explique par le fait que le volume d'air en arrière du diaphragme (C_1) se trouve alimenté à la fois par le déplacement du diaphragme (courant uA) et par le courant provenant de la cavité arrière (C_2).

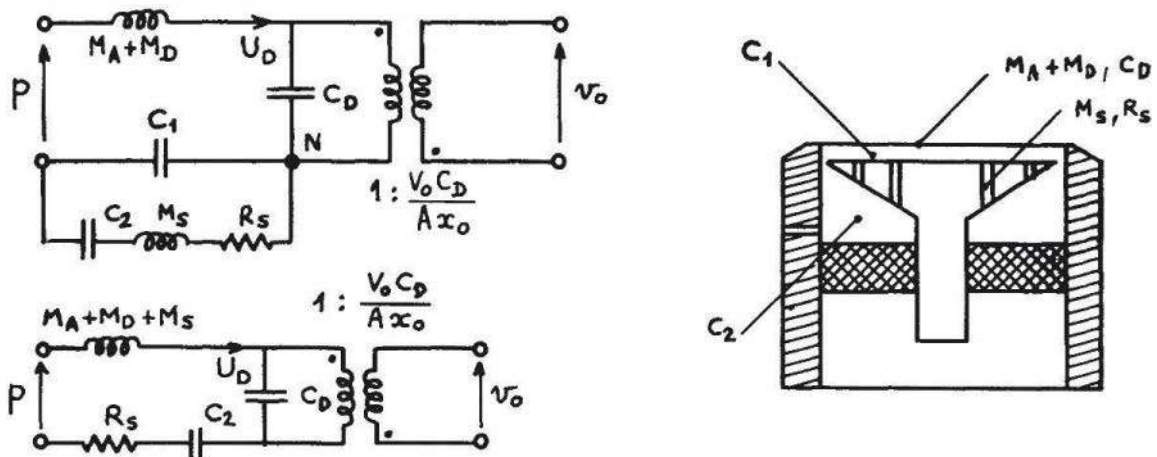


Figure 15.15 – Microphone à condensateur : schéma électrique équivalent de la cartouche microphonique.

■ Courbe de réponse des microphones à condensateur

Si l'on exclut les très basses fréquences, le comportement du microphone à condensateur est marqué principalement par la résonance du système membrane tendue,

cavité arrière (le volume d'air en arrière du diaphragme est petit). Le schéma équivalent se réduit alors au circuit résonnant série représenté sur la *figure 15.15b*. Avec les notations simplifiées :

$$M = M_A + M_D + M_S, \quad C = C_2 C_D / (C_2 + C_D)$$

l'équation pour le courant $Au = U_D$ s'écrit alors :

$$Mj\omega u + Ru + \frac{u}{j\omega C} = \frac{p}{A}$$

On remarquera que $C \cong C_D$ pour les microphones à membrane métallique très tendue. La tension de sortie est donc :

$$v_o = \frac{p}{\sqrt{\omega^2 R^2 + (\omega_r^2 - \omega^2)^2 M^2}} \cdot \frac{V_o}{Ax_o} \quad \text{avec} \quad \omega_r^2 = \frac{1}{MC}$$

Selon la pulsation ω on observe donc le comportement suivant (*figure 15.16*) :

- au-dessous de la résonance, $\omega \ll \omega_r$: $v_o \approx p \cdot \frac{CV_o}{Ax_o}$, la réponse est indépendante de ω (région b),
- à la résonance, $\omega = \omega_r$: $v_o = p \cdot \frac{CV_o}{Ax_o} \frac{1}{R\omega_r}$ (région c)
- au-dessus de la résonance, $\omega > \omega_r$: $v_o \approx p \cdot \frac{V_o}{Ax_o M \omega^2}$, la réponse décroît de 12 dB / octave (région d).

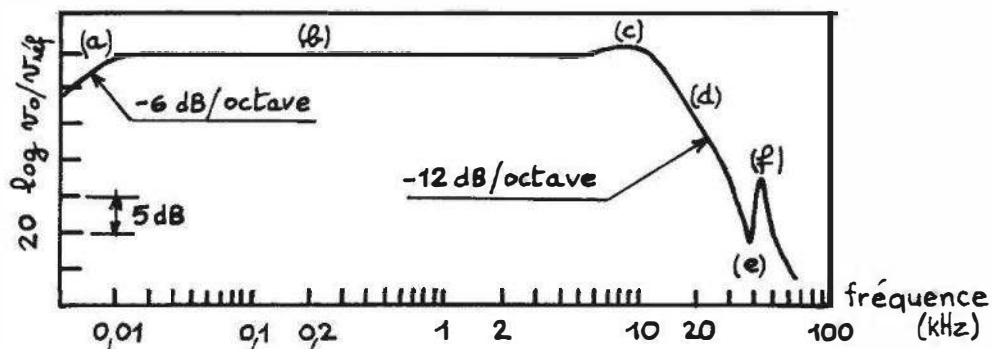


Figure 15.16 – Réponse en fréquence du microphone à condensateur.

Aux fréquences plus élevées, on peut théoriquement observer l'antirésonance du circuit parallèle comprenant M_S et C_1 (région e), puis la résonance du circuit série comprenant $M_A + M_D$ et les capacités C_D et C_1 c'est-à-dire la deuxième résonance du microphone impliquant la membrane et la cavité située en arrière du diaphragme (région f). En pratique, les effets de diffraction dominent.

Aux fréquences très basses, ($f \ll 1/2\pi RC_T$), en plus de l'effet de la fuite capillaire (chute de 6 dB/octave, région a, $f \ll 1/2\pi RC_2$), peut s'ajouter un effet électronique dû à la non constance de la charge. Un tel effet décrit par Doebelin se traduirait par une décroissance supplémentaire de 6 dB/octave.

15.4.3 Microphones à électret

■ Physique de l'électret. Types de microphones

Les électrets sont des diélectriques à polarisation permanente. Ils peuvent donc être utilisés dans les microphones à condensateur pour créer le champ électrique en remplacement de la tension de polarisation. On peut distinguer deux types de distribution de charge conduisant à l'effet électret : les charges dipolaires constituées par certaines molécules que l'on a pu orienter préférentiellement, et les couches de charges d'espace qui ont été insérées puis piégées dans des corps à très faible conductivité. L'importance relative de ces distributions et leur stabilité dépend du matériau et de la façon dont l'électret a été préparé.

La forme adaptée à la construction des microphones est la feuille d'électret. Les matériaux très isolants comme les polymères halocarbonés et, en particulier, fluorés comme le Teflon conviennent parfaitement. Avant d'être chargée, la feuille de polymère est soit métallisée sur une face, soit adossée à une électrode en métal. Une couche d'électrons est alors injectée par décharge corona, ou mieux par un bombardement électronique dont l'énergie est contrôlée. Si cette feuille d'électret est ensuite disposée en regard d'une armature métallique, la répartition de charge qui en résulte par influence est telle que représentée sur la *figure 15.17*. Les deux cas envisagés correspondent à la classification des microphones à électret évoquée au § 15.4.1 : microphones d'instrumentation dans lesquels le diaphragme soumis au champ de pression est métallique, tandis que la feuille d'électret est collée à l'armature interne ; microphones d'usage courant pour lesquels la feuille d'électret est métallisée et joue le rôle du diaphragme.

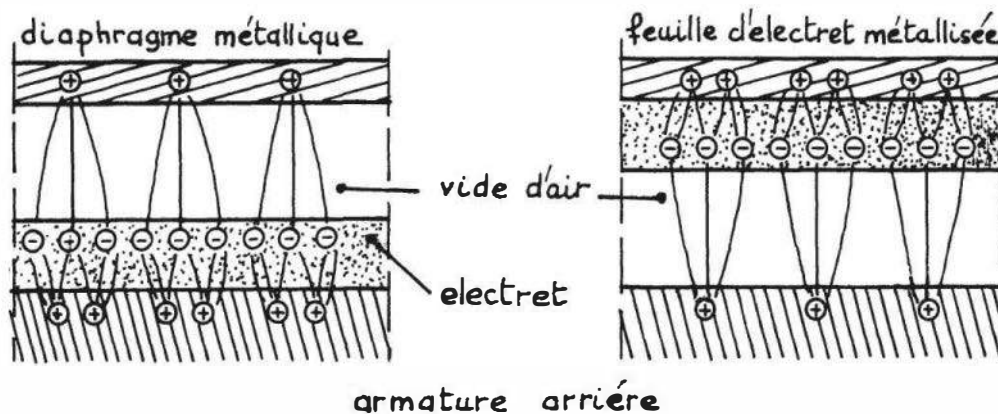


Figure 15.17 – Distribution des charges dans un microphone à électret : a) microphone d'instrumentation ; b) microphone d'usage courant.

■ Durée de vie des électrets

La durée de vie des électrets peut être très grande parce que les charges piégées ne peuvent se déplacer sans être activées par un apport d'énergie dont le seuil est d'autant plus élevé que la densité de charge libre permanente est petite. Il y a donc un compromis à réaliser entre la densité de charge obtenue (et donc la sensibilité du microphone) et la durée de vie de l'électret. Les constructeurs atteignent ce compromis en faisant subir aux électrets un cycle de vieillissement thermique. La *figure 15.18*

représente la durée de vie minimale d'un microphone à électret à membrane en Teflon chargé à 20 nC/cm^2 , estimée à partir d'essais de vieillissement entre 80 et 200 °C. Il faut noter que si l'on avait utilisé du Mylar (polyester) au lieu de Teflon, ces durées de vie seraient divisées par 50 environ.

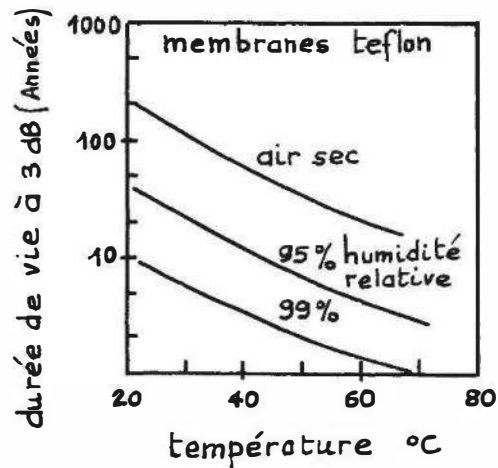


Figure 15.18 – Influence de la température et de l'humidité sur la durée de vie d'un microphone à électret.

De plus, les bons résultats obtenus en atmosphère humide, constante de temps de 10 ans à 50 °C et pour une humidité relative de 95 %, conduisent à utiliser les microphones à électret en atmosphère « tropicale ». Dans le cas des diaphragmes métalliques, l'avantage des microphones à électret provient de la suppression du bruit de fond lié d'une part aux fuites dans les circuits sous l'effet de l'humidité, et d'autre part à la forte tension (200 V) utilisée dans les microphones à condensateur de type classique. Dans le cas des diaphragmes en matière plastique, un avantage supplémentaire réside dans l'absence de corrosion.

■ Tension de polarisation équivalente

La seule différence électrique entre les deux types de microphones à électret (instrumentation et usage courant) consiste en l'inversion du rôle des armatures et donc du signe de la tension. On limite donc l'étude au seul cas du microphone d'instrumentation représenté schématiquement sur la figure 15.19.

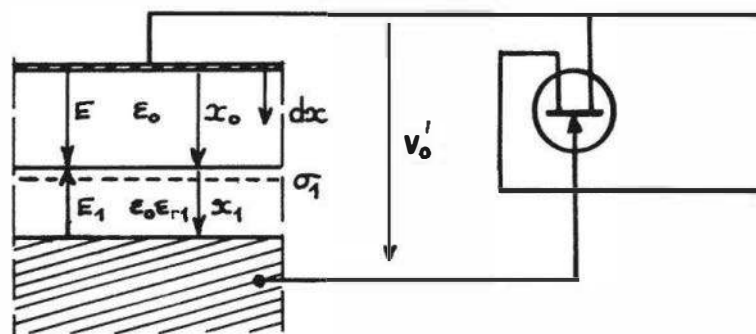


Figure 15.19 – Champs électriques dans un microphone d'instrumentation à électret.

La feuille d'électret d'épaisseur x_1 (15 à 25 μm), de permittivité relative ϵ_{r1} , est séparée du diaphragme par une couche d'air d'épaisseur x_0 comprise entre 10 et 30 μm et elle porte au voisinage de sa face externe une charge de densité σ_1 : soit E_1 le champ interne de l'électret.

Le théorème de Gauss appliqué à la discontinuité air-diélectrique s'écrit en désignant par E le champ électrique dans l'air :

$$-E - \epsilon_{r1} E_1 = \frac{\sigma_1}{\epsilon_0}$$

La tension V'_o entre armatures est liée aux champs E_1 et E par la relation :

$$V'_o = x_1 E_1 - x_0 E$$

On obtient donc pour E en combinant ces deux équations :

$$E = -\frac{\frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_0} + \epsilon_{r1} V'_o}{x_1 + \epsilon_{r1} x_0} \cong \frac{-\sigma_1 x_1}{\epsilon_0 (x_1 + \epsilon_{r1} x_0)}$$

V'_o étant en effet petit devant $\sigma_1 x_1 / \epsilon_0 \epsilon_{r1}$ qui vaut entre 50 et 200 V. La tension de polarisation V_o qui créerait le même champ électrique dans un microphone à polarisation externe serait :

$$V_o = -x_0 E = \frac{\sigma_1 x_1 x_0}{\epsilon_0 (x_1 + \epsilon_{r1} x_0)}$$

■ Réponse en fréquence

On suppose que, comme dans le cas des microphones d'instrumentation à polarisation externe (§ 15.4.2), la charge reste constante sur les armatures externes pour la plus petite fréquence à mesurer. Les champs électriques ne changent donc pas sous l'effet de la pression – seul x_0 varie –, et on peut écrire d'après ce qui précède (§ 15.4.3.3) :

$$d V_o = -E dx \cong -\frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_0} \frac{dx}{x_1 + \epsilon_{r1} x_0}$$

Si la charge σ_1 est constituée par des électrons, $d V_o$ et dx sont de même signe. Pour le microphone à polarisation externe : $\sigma_1 = 0$, $x_1 = 0$ et l'on a :

$$d V_o = -E dx = -\frac{V_o}{x_0} \cdot dx$$

Dans ce cas, si la tension de polarisation V_o est positive, $d V_o$ et dx ont des signes opposés. Le microphone d'instrumentation à électret répond donc en phase avec la pression, tandis que le microphone classique et le microphone à électret d'usage courant répondent en opposition de phase.

Si l'on revient au schéma équivalent de la cartouche microphonique, on constate que la seule différence entre le cas du microphone à électret et celui du microphone

à condensateur réside dans le couplage électromécanique (§ 15.4.2.2). En effet, on voit que le terme V_o/x_o doit être remplacé par $\frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_o (x_1 + \epsilon_{r1} x_o)}$ dans l'expression du rapport de transformation traduisant ce couplage ; de part et d'autre de la résonance, on a donc le schéma équivalent de la *figure 15.20*.

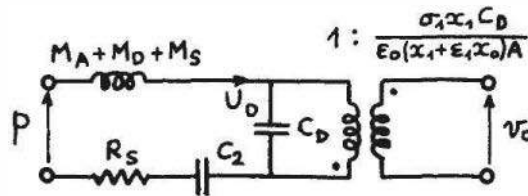


Figure 15.20 – Schéma équivalent simplifié du microphone à électret.

En posant comme au § 15.4.2.3 :

$$M = M_A + M_D + M_S \quad \text{et} \quad C = C_2 C_D / (C_2 + C_D),$$

on obtient pour la sensibilité S dans la zone où la réponse en fréquence est constante :

$$S = \frac{v_o}{p} = \frac{C}{A} \frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_o (x_1 + \epsilon_{r1} x_o)}$$

La pulsation de résonance ne change pas et s'écrit :

$$\omega_r = 1/\sqrt{MC}$$

La tension du diaphragme étant T , on a $C_D = A^2/k = A^2/8\pi T$; la valeur de C_2 fixée par le volume de la cavité arrière a pour expression : $C_2 = s_o A/\gamma P_o$ (§ 15.3.2), s_o désignant l'épaisseur équivalente de cette cavité. Pour les microphones à diaphragme métallique, on a : $C_D \ll C_2$ de sorte que $C \cong C_D$. La sensibilité S est alors :

$$S \cong \frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_o (x_1 + \epsilon_{r1} x_o)} \cdot \frac{A}{8\pi T}$$

et la pulsation de résonance :

$$\omega_r \cong \frac{1}{A} \sqrt{\frac{8\pi T}{M}}$$

■ Comparaison entre divers microphones à polarisation externe et à électret

D'après ce qui précède, il est possible de réaliser des microphones à membrane métallique à polarisation externe ou à électret qui ont des caractéristiques voisines (sensibilité, bande passante) ; il suffit pour cela d'utiliser une couche d'électret produisant le même champ électrique que la tension de polarisation V_o , c'est-à-dire telle que :

$$V_o = \frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_o} \cdot \frac{x_o}{x_1 + \epsilon_{r1} x_o}$$

Ainsi, par exemple, une tension équivalente de 200 volts est obtenue avec $\sigma_1 = 2 \cdot 10^{-4} \text{ C/m}^2$, $x_1 = 30 \text{ }\mu\text{m}$, $x_0 = 25 \text{ }\mu\text{m}$, $\epsilon_{r1} \cong 2$.

La comparaison entre deux microphones de même diamètre, 1/2 pouce, montés avec la même membrane métallique montre bien qu'il en est ainsi. Si l'on considère le microphone B & K 4165 à polarisation externe (200 V) et le microphone B & K 4155 à électret de tension équivalente identique, on constate qu'ils répondent tous deux de la même façon : leur sensibilité commune est de 50 mV/Pa et leur réponse de type champ libre s'étend jusqu'à 20 kHz ($\pm 2 \text{ dB}$) à l'incidence nulle. Les seules différences concernent le bruit de fond et la sensibilité à la température.

Pour le bruit de fond, on constate sur la *figure 15.21* que le bruit lié aux mouvements de la membrane sous l'influence d'effets thermiques domine aux fréquences supérieures à 300 Hz. Aux basses fréquences, c'est le bruit du préamplificateur à forte impédance d'entrée qui domine. La faible différence de capacité entre le microphone à électret (15 pF) et le microphone à polarisation externe (19 pF) n'est pas perceptible. Le bruit de fond global est de 16 dBA (mesure effectuée en utilisant la pondération normalisée A).

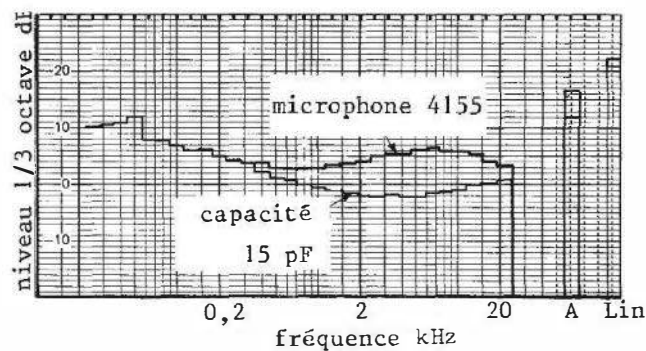


Figure 15.21 – Bruit de fond d'un microphone d'instrumentation à électret. (Doc. Brüel et Kjaer).

Pour la sensibilité à la température, celle-ci résulte principalement de l'augmentation de la tension du diaphragme dans le cas du microphone à polarisation. Cet effet est réduit dans le cas du microphone à électret en raison de la dilatation de la couche d'électret qui provoque une diminution de l'épaisseur d'air et une augmentation de la tension équivalente V_0 . Les valeurs de la sensibilité à la température sont voisines de 0,015 dB/°C dans le cas du microphone à polarisation et de 0,01 dB/°C dans le cas du microphone d'instrumentation à électret (*figure 15.22*). On observe aussi sur cette figure, la sensibilité thermique beaucoup plus grande d'un microphone d'usage courant à membrane plastique : 0,06 dB/°C.

Pour comparer différents microphones d'instrumentation entre eux, il faut noter qu'en accord avec les formules démontrées au § 15.4.3.4., la sensibilité est inversement proportionnelle à la tension du diaphragme, et la fréquence de résonance proportionnelle à la racine carrée de cette tension. Il faut donc admettre une baisse de sensibilité lorsqu'on désire une bande passante plus grande. C'est ce que montre la comparaison entre les deux microphones Brüel & Kjaer 4165 et 4133, 1/2 pouce, de type champ libre, effectuée sur le *tableau 15.2*.

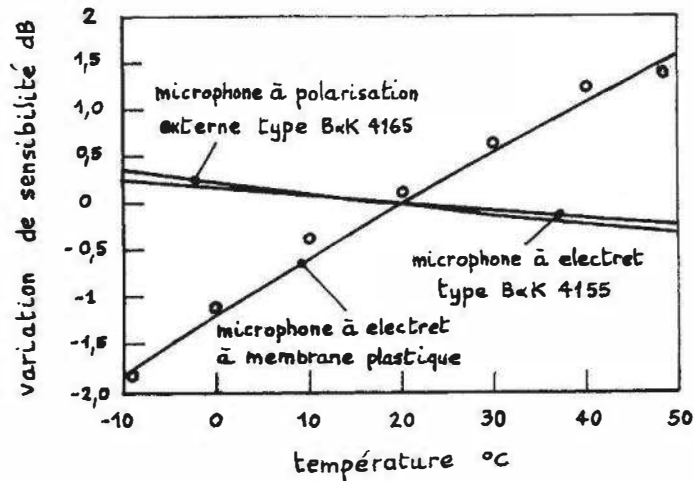


Figure 15.22 – Variation thermique de la sensibilité de différents types de microphones 1/2 pouce. (Doc. Brüel et Kjaer).

Tableau 15.2 – Performances comparées de microphones d'instrumentation à condensateur.

Constructeur	Référence	Réponse en fréquence à ± 2 dB	Sensibilité	Capacité
B & K	4165	3 Hz – 20 kHz	50 mV/Pa	19 pF
B & K	4133	4 Hz – 40 kHz	12,5 mV/Pa	18 pF
LEA	71L	5 Hz – 40 kHz	35 mV/Pa	18 pF

Par ailleurs, la meilleure sensibilité du microphone LEA 71L par rapport au microphone B & K 4133 peut sans doute s'expliquer par un amortissement R_S plus grand et une élasticité acoustique C_2 plus forte, si ce n'est une membrane plus mince.

■ Microphones à électret d'usage courant

Comme indiqué au § 15.4.3.1., le diaphragme de ces microphones est une feuille de Téflon métallisée sur la surface externe. Le Téflon ne supporte pas de tension mécanique T élevée ; on adopte généralement $T \cong 10$ N/m, de sorte que :

$$C_2 = \frac{s_o A}{\gamma P_o} \ll C_D = \frac{A^2}{8\pi T}$$

La sensibilité S de ces microphones s'écrit donc (§ 15.4.3.4) :

$$S = \frac{C_2}{A} \frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_o (x_1 + \epsilon_{r1} x_o)} = \frac{\sigma_1 x_1 s_o}{\epsilon_o (x_1 + \epsilon_{r1} x_o) \gamma P_o}$$

elle est indépendante de la surface A du microphone. En prenant les valeurs numériques suivantes :

$$\sigma_1 = 10^{-4} \text{ C/m}^2, \quad x_1 = 10 \text{ } \mu\text{m}, \quad s_o = 1 \text{ mm}, \quad x_o = 20 \text{ } \mu\text{m}, \quad \epsilon_{r1} = 3,$$

on obtient $S = 11,5$ mV/Pa, soit -39 dB, réf. 1 volt/Pa.

La fréquence de résonance d'un tel microphone est approximativement :

$$\frac{\omega_r}{2\pi} \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\gamma P_o A}{s_o m}} \cong 13 \text{ kHz} \quad \text{pour} \quad \frac{m}{A} = 2.10^{-3} \text{ g/cm}^2$$

C'est ce type de microphone que l'on utilise couramment dans les appareils portatifs. Par exemple, le microphone MITSUBISHI WM-064 est de ce type : sa capsule cylindrique a 6 mm de diamètre et 7 mm de hauteur, et contient un transistor à effet de champ servant d'adaptateur d'impédance ; le bruit de fond, lié à ce transistor atteint 30 dBA environ.

Le bruit de fond peut être diminué en adoptant des surfaces plus grandes (15 dBA pour un diamètre de 1 cm). La bande passante peut aussi être augmentée par l'adoption d'une cavité arrière formant résonateur. Ainsi, le microphone NEUTRIK 3281 monté dans un cylindre de 12 mm voit sa plage de fréquence en champ libre (à ± 2 dB) étendue jusqu'à 20 kHz, avec une sensibilité de 10 mV/Pa et un bruit de fond de 27 dBA.

Une autre amélioration proposée par Zahn consiste à disposer la couche d'électret sur l'électrode arrière et à utiliser un diaphragme en Mylar : celui-ci peut être tendu à 500 N/m, grâce à ses bonnes caractéristiques mécaniques. Pour un tel microphone, la sensibilité serait donnée par l'expression :

$$S = \frac{A}{8\pi T} \cdot \frac{\sigma_1 x_1}{\epsilon_o (x_1 + \epsilon_{r1} x_o)}$$

En prenant les valeurs numériques suivantes :

$$\sigma_1 = 1,6.10^{-4} \text{ C/m}^2, \quad x_1 = 20 \text{ }\mu\text{m}, \quad x_o = 12 \text{ }\mu\text{m}, \quad \epsilon_{r1} = 2, \quad A = \pi r^2$$

avec $r = 3$ mm, on obtient :

$$S = 11 \text{ mV/Pa}$$

La fréquence de résonance serait donnée approximativement par la formule :

$$\frac{\omega_r}{2\pi} \cong \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{8\pi T}{m}}$$

soit :

$$\omega_r \cong 24 \text{ kHz pour } \frac{m}{A} = 2.10^{-3} \text{ g/cm}^2$$

La bande passante est doublée par rapport au cas des microphones à diaphragme en Teflon.

Ces résultats montrent donc tout l'intérêt des microphones d'usage courant chaque fois qu'il n'est pas nécessaire d'effectuer des mesures absolues. En effet, un de leurs défauts principaux réside dans leur sensibilité à la température (§ 15.4.3.5). Par contre, ils sont peu sensibles aux vibrations, à l'humidité et leur mise en œuvre est très simple, grâce au transistor à effet de champ qui leur est généralement incorporé.

15.5 Microphones électrodynamiques

15.5.1 Principe

Dans les microphones électrodynamiques, le mouvement du diaphragme est traduit sous forme électrique en utilisant le déplacement dans un champ d'induction magnétique d'un conducteur solidaire de ce diaphragme. La f.é.m. e produite est donc de la forme (§ 12.3.1.1) :

$$e = B\ell u$$

B étant l'induction magnétique créée par un aimant permanent, ℓ la longueur du conducteur, et u la vitesse du diaphragme.

Pour décrire le fonctionnement de ces microphones, il suffit de connaître la vitesse u , ce qui est possible à partir du schéma équivalent établi au moyen de l'analogie du type impédance développée au § 15.3.2.

Il existe deux types principaux de microphones électrodynamiques suivant la forme du conducteur utilisé : les microphones à bobine mobile qui appartiennent plutôt à la classe des microphones à pression, et les microphones à ruban qui sont plus proches des microphones à gradient de pression. Il est toutefois possible de réaliser dans les deux cas des microphones mixtes qui possèdent une directivité à un lobe principal, voisin de la cardioïde. À ces différences de directivité, qui ont été indiquées plus haut (§ 15.3.5), s'ajoutent pour le microphone à ruban une moindre sensibilité (longueur ℓ petite) et une meilleure réponse en fréquence, surtout dans les basses. En effet, pour obtenir une réponse en fréquence plate avec un microphone mixte, le conducteur doit vibrer au-dessus de sa fréquence de résonance (§ 15.3.6). Dans le cas du ruban, celle-ci se situe entre 10 et 20 Hz, ce qui permet un fonctionnement correct à partir de 50 Hz. Dans le cas du microphone à bobine mobile, la fréquence de résonance est souvent plus élevée (100 Hz par exemple) et on doit améliorer le comportement basse fréquence par une technique de contre-pression arrière qui s'apparente à la technique bass-reflex développée pour les enceintes acoustiques. Les paragraphes qui suivent donnent des détails sur le fonctionnement des microphones à bobine mobile qui sont de beaucoup les plus répandus. Si l'on tient compte des différences qui viennent d'être indiquées, le microphone à ruban peut, en première analyse apparaître, comme un cas simplifié de microphone mixte à bobine mobile.

15.5.2 Microphone électrodynamique à bobine mobile du type « à pression »

Un tel microphone est représenté schématiquement sur la *figure 15.23a*. En plus du diaphragme de masse acoustique M_D et dont la suspension a pour compliance C_D , il est constitué par une résistance d'amortissement R_S , et trois cavités de compliance C_1, C_2, C_3 : l'une délimitée par la grille du microphone (C_1) et l'autre par le diaphragme (C_2). La cavité arrière (C_3) communique avec l'extérieur par un tube d'égalisation de résistance acoustique R_T et de masse acoustique M_T . L'ensemble formé par C_3, R_T, M_T constitue un résonateur basse fréquence, tandis que C_1, R_G, M_G forment un résonateur haute fréquence.

On suppose que la même pression variable p s'applique à l'entrée du tube et à celle de la grille (§ 15.3.3). Le schéma équivalent (*figure 15.23b*) s'explique en considérant l'addition des flux acoustiques aux trois nœuds du réseau :

- nœud 3 : la capacité C_1 en arrière de la grille est alimentée par le flux, à travers la grille (M_G, R_G) et par le flux acoustique $U_D = Au$ au niveau du diaphragme (M_D, C_D),
- nœud 4 : la capacité C_2 en arrière du diaphragme est alimentée par le même flux U_D et par le flux à travers la résistance d'amortissement R_S ,
- nœud 5 : la capacité C_3 est alimentée par le flux à travers R_S et par le flux à travers R_T . Pour l'analyse du circuit, on peut supposer satisfaites les inégalités suivantes :

$$C_3 > C_2 > C_1 \quad \text{et} \quad R_T > R_S \cong R_G$$

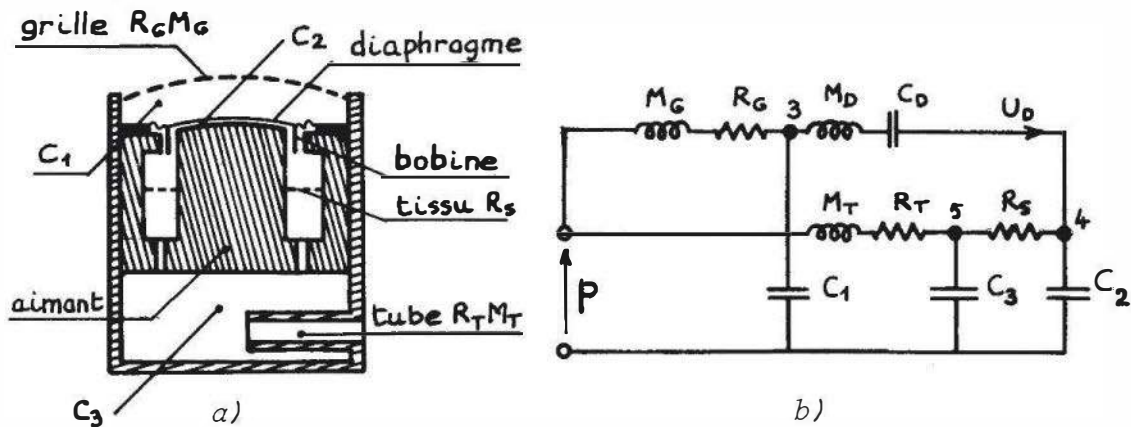


Figure 15.23 – Microphone électrodynamique du type « à pression » : a) principe de constitution ; b) schéma équivalent.

Le comportement du microphone en fonction de la fréquence s'explique en étudiant le courant $U_D = Au = Ae/Bl$ correspondant au flux acoustique au niveau du diaphragme. Quatre régions peuvent être distinguées (*figure 15.24*).

La région marquée *a* est celle de la résonance de la cavité arrière. Les impédances correspondant à C_1 et C_2 sont très grandes ; sans cette résonance, les variations de pression sont trop faibles pour créer une différence de pression de part et d'autre du diaphragme.

La région marquée *b* est celle de la résonance du diaphragme, qui doit être très amortie par les résistances R_S et R_G ; C_3 correspond pratiquement à un court-circuit. Les régions marquées *c* et *d* correspondent respectivement aux résonances de l'air en arrière du diaphragme, puis entre diaphragme et grille.

C'est donc la combinaison judicieuse des divers composants acoustiques qui permet d'élargir la bande passante.

15.5.3 Microphone électrodynamique à bobine mobile du type « à pression » et « à gradient de pression » combinés

Une disposition possible pour réaliser un tel microphone correspond au schéma de la *figure 15.25*. En arrière du diaphragme, il y a deux cavités d'élasticité acoustique

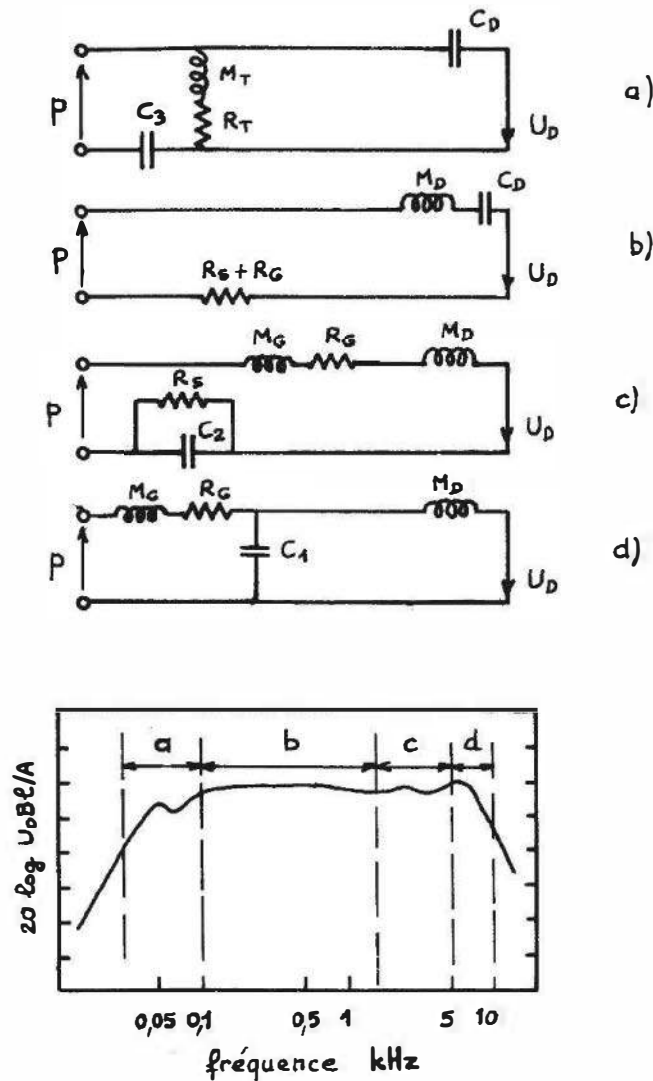


Figure 15.24 – Réponse en fréquence d'un microphone électrodynamique du type « à pression ».

C_2 et C_3 séparées par une grille (M_3 , R_3). La pression acoustique est communiquée à l'arrière du diaphragme à travers l'entrefer et des passages dans la carcasse de l'aimant, ce qui oppose au flux acoustique une résistance R_2 et une masse M_2 . Le schéma équivalent de ce microphone s'établit en considérant le nœud 3 qui correspond à l'addition dans la cavité située en arrière du diaphragme de trois flux : celui traversant la grille (M_3 , R_3), celui qui traverse l'entrefer (M_2 , R_2) et celui qui est dû au déplacement du diaphragme.

Si on se reporte au calcul effectué au § 15.3.5, la force f_D exercée sur le diaphragme s'écrit :

$$f_D = U_D Z_D = p_1 \frac{Z_D \left(Z_2 + j\omega Z \frac{\Delta \ell}{c_0} \cos \theta \right)}{Z_D Z_2 + (Z_2 + Z_D) Z}$$

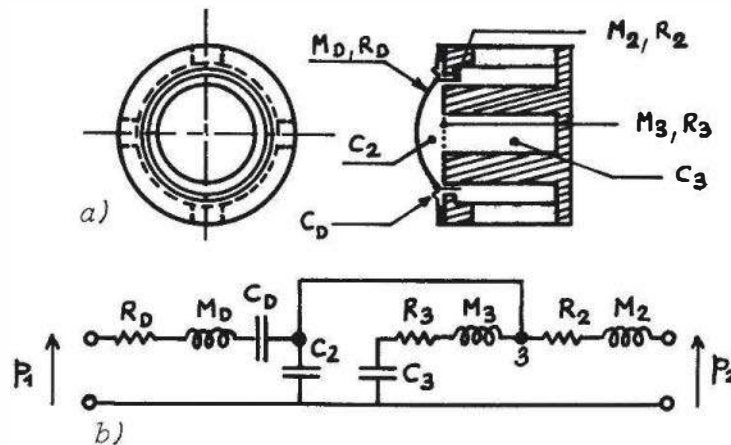


Figure 15.25 – Microphone électrodynamique du type mixte : a) principe de constitution ; b) schéma équivalent.

où Z_D est l'impédance du diaphragme, Z est l'impédance correspondant à la force élastique de rappel résultant du shunt de C_2 par R_3 , M_3 , C_3 , et Z_2 est l'impédance de la prise de pression arrière.

Compte tenu des valeurs que ces impédances ont en pratique, il existe une bande de fréquence où l'on a :

$$Z_2 \ll Z_D \quad \text{et} \quad Z_2 \ll Z$$

et pour laquelle l'expression précédente se simplifie et donne :

$$U_D \cong p_1 \frac{Z_2}{Z_D Z} \left(1 + j\omega \frac{Z \Delta \ell}{Z_2 c_0} \cos \theta \right)$$

d'où l'on peut déduire le diagramme de directivité correspondant au microphone mixte. On observe de plus, que le coefficient $Z_2/Z_D Z$ peut être considéré comme indépendant de la fréquence si Z_2 est une résistance, Z étant essentiellement une élasticité acoustique ou capacité. Pour obtenir une réponse en fréquence plate, il faut donc que le diaphragme oscille au-dessus de sa fréquence de résonance ($Z_D \cong jM_D\omega$). Le problème du constructeur est alors de jouer sur les différents paramètres pour rendre la zone de proportionnalité aussi grande que possible dans le domaine des fréquences.

La *figure 15.26* montre les caractéristiques d'un microphone électrodynamique mixte : diagramme à un lobe principal et sensibilité aux basses fréquences dépendant de la fréquence (§ 15.3.4).

Dans le cas d'un microphone à ruban, ce ruban est plan et disposé dans l'entrefer d'un aimant en forme de U . À la diffraction près, on a pratiquement symétrie dans l'attaque du ruban par le champ de pression, ce qui fait que le shunt R_3 , C_3 , M_3 disparaît. Le fonctionnement du microphone à ruban n'est donc pas fondamentalement différent de celui que l'on vient de décrire.

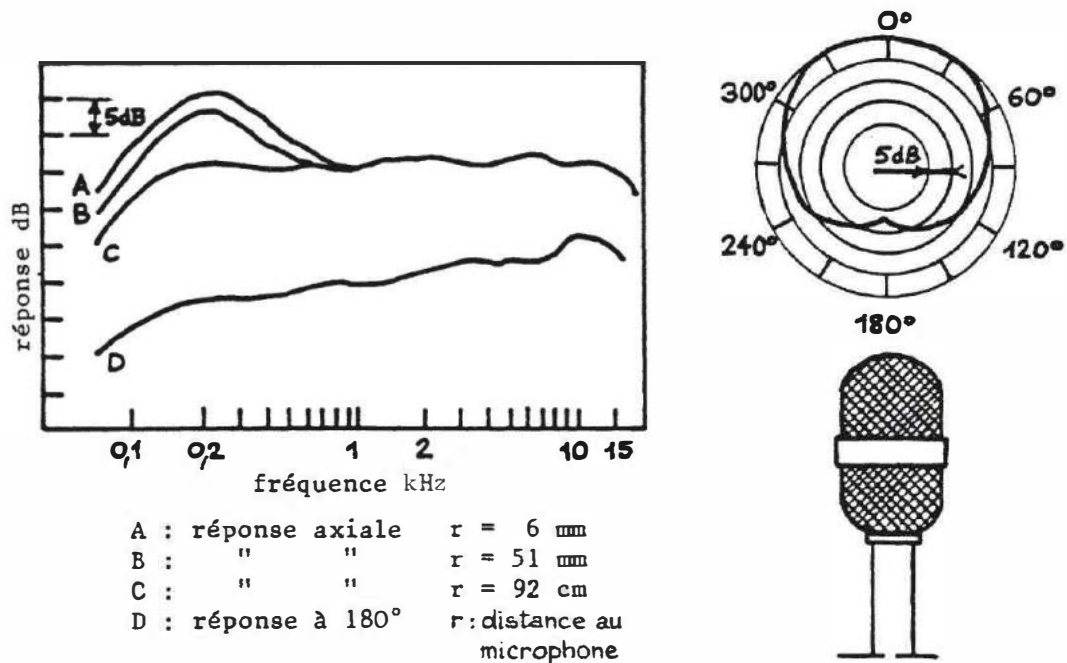


Figure 15.26 – Caractéristiques d'un microphone électrodynamique du type mixte (Electro Voice DS 35).

15.6 Intensimétrie

15.6.1 Principe de la méthode de mesure de l'intensité acoustique

L'intensité acoustique s'exprime comme la moyenne temporelle du produit de la pression par la vitesse, soit :

$$\vec{I} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T p(t) \cdot \vec{u}(t) dt$$

Pour des ondes planes ou en champ lointain (§ 15.1.4), cette expression devient :

$$I = \overline{p^2} / \rho_o c_o$$

Il n'en est pas de même en champ proche où se produisent des effets d'interférence. On doit alors procéder à l'évaluation directe du produit pu .

La vitesse acoustique n'étant pas facilement mesurable directement, on utilise l'équation dynamique :

$$\frac{\partial \vec{u}}{\partial t} = -\frac{1}{\rho_o} \overrightarrow{\text{grad}} p$$

pour relier la vitesse et le gradient de pression ; l'expression de l'intensité suivant la direction x devient alors :

$$I_x = -\frac{1}{\rho_o} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T}^T p \int \frac{\partial p}{\partial x} d\tau dt.$$

En pratique, on utilise un couple de microphones désigné comme sonde, et suffisamment rapprochés pour avoir une bonne approximation du gradient de pression

par une différence finie :

$$\frac{\partial p}{\partial x} \cong \frac{p_2 - p_1}{\Delta x},$$

$$p \cong \frac{p_1 + p_2}{2}.$$

15.6.2 Précision des mesures d'intensité

Il y a trois causes principales d'erreur dans les mesures d'intensité :

- l'approximation du gradient,
- les écarts entre les fonctions de transfert des deux microphones,
- les phénomènes de diffraction dus aux microphones et à leur environnement.

Les deux dernières causes sont liées à la construction de la sonde et à son emploi : il est clair que si le constructeur choisit des microphones très semblables et les assemble de façon à minimiser les effets de diffraction, il ne faut pas que des réflexions parasites dues au montage en site viennent perturber la fonction de transfert entre les microphones couplés.

La première cause peut être évaluée suivant la nature de la source à étudier. Dans le cas d'une source sphérique étudiée avec deux microphones disposés comme sur la *figure 15.27*, on aura :

$$p = \frac{a_o}{x} \exp j(\omega t - kx)$$

et donc

$$I_x = -\frac{1}{2\rho_o} \operatorname{Re} \left(\frac{p_1 + p_2}{2} \cdot \frac{1}{j\omega} \frac{(p_2 - p_1)^*}{\Delta x} \right),$$

$$I_x = \frac{a_o^2}{2x^2 \rho_o c_o} \left[\frac{\sin k\Delta x}{k\Delta x} \cdot \left(1 - \frac{\Delta x}{x} \right) \right]$$

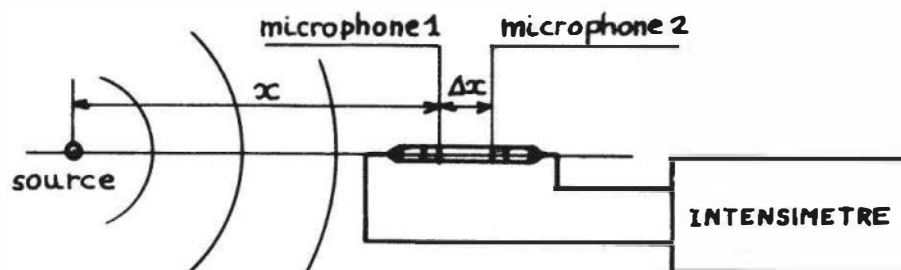


Figure 15.27 – Mesure de l'intensité d'une source sphérique : disposition de la sonde.

Le terme entre crochets représente l'erreur systématique due au gradient ; deux conditions sont donc à respecter :

- la distance d'observation ne doit pas être trop petite, afin que $\Delta x \ll x$; c'est une condition imposée à l'utilisateur. En pratique, on doit prendre $\Delta x < 0,4 x$ pour que l'erreur soit inférieure à 1 dB ;

- le terme $\frac{\sin k\Delta x}{k\Delta x}$ doit être proche de 1 ou sinon, il faut apporter une correction selon la fréquence ; cette correction est du domaine du constructeur.

La *figure 15.28* montre l'erreur en dB calculée pour différents espacements Δx et une erreur de phase entre microphones de $0,5^\circ$. On note que l'erreur de phase ne joue qu'en basse fréquence, tandis que l'erreur due au gradient ne joue qu'en haute fréquence (grandes valeurs de k).

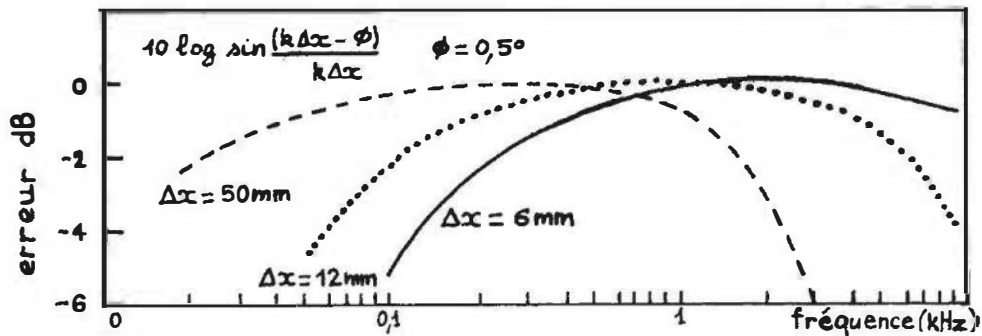


Figure 15.28 – Mesure de l'intensité acoustique : erreurs dues à l'approximation du gradient et à un écart de phase de $0,5^\circ$ entre microphones.

15.6.3 Emploi de la sonde d'intensité

La sonde d'intensité peut être utilisée soit pour mesurer la puissance d'une source dans son environnement réel, soit pour tracer les lignes de flux acoustique.

Pour mesurer la puissance, il faut calculer le flux de l'intensité à travers une surface Σ entourant la source à étudier :

$$P = \int_{\Sigma} I_n d\Sigma$$

Les deux microphones constituant la sonde acoustique doivent donc être alignés suivant la normale à la surface à étudier.

Pour tracer les lignes de flux, il faut en chaque point rechercher la direction du vecteur intensité, ce qui se fait en tournant la sonde autour de son centre acoustique. Comme cette sonde possède la directivité à deux lobes d'un microphone à gradient de pression (*figure 15.29*), il est préférable de chercher les minima ; on effectue ensuite une rotation de $\frac{\pi}{2}$ dans le sens qui convient pour assurer la continuité des signes.

L'unité légale de mesure d'intensité est le watt/m². En pratique, l'intensité est exprimée en utilisant l'échelle relative des décibels acoustiques :

$$10 \log (I/I_{ref})$$

avec

$$I_{ref} = 1 \text{ pW / m}^2$$

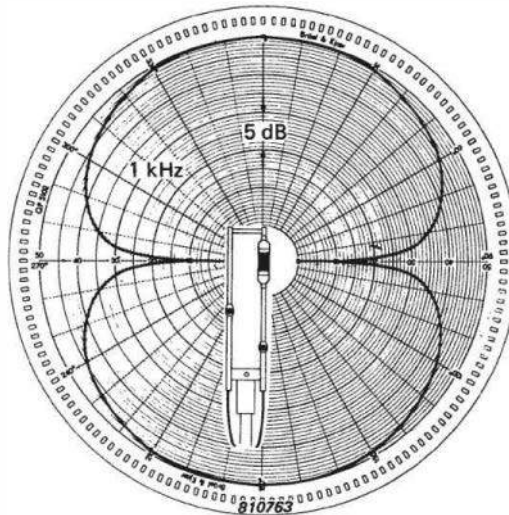


Figure 15.29 – Directivité d'une sonde intensimétrique (Doc. Brüel et Kjaer).

Cette valeur de I_{ref} est choisie pour qu'il y ait correspondance entre le zéro de l'échelle des pressions (P_{ref} : 20 μPa) et celui de l'échelle d'intensité pour une onde progressive plane. En effet, pour cette onde :

$$P_{\text{ref}}^2 / \rho_o c_o = 0,904 \cdot 10^{-12} \cong 10^{-12} \text{ Watt/m}^2$$

Dans le cas de l'onde progressive plane, l'intensimètre et le microphone doivent donc donner la même lecture dans l'échelle des décibels.

15.6.4 Réalisations d'intensimètres

Suivant le principe indiqué au § 15.6.1, le schéma d'un intensimètre est celui de la *figure 15.30*. (Le montage utilise des filtres 1/3 d'octave qui sont des filtres passe-bande tels que le rapport de la fréquence de coupure supérieure à la fréquence de coupure inférieure soit égal à $2^{1/3}$.)

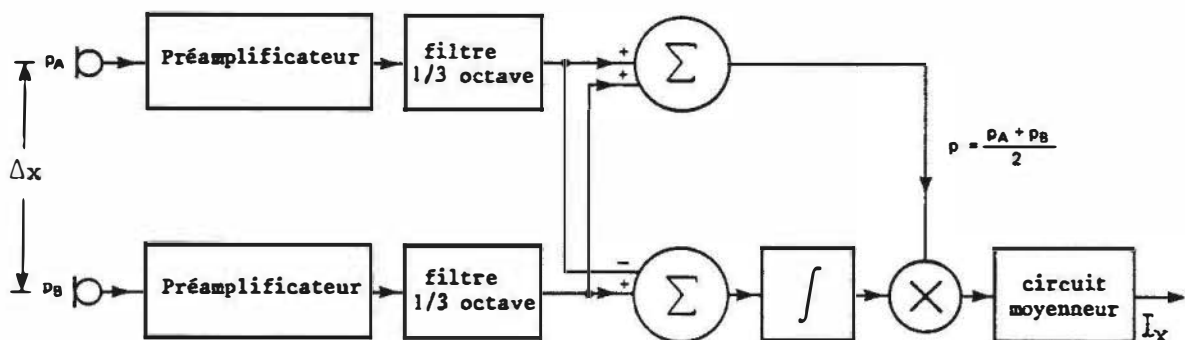


Figure 15.30 – Principe de la constitution d'un intensimètre.

Il existe actuellement deux sortes de systèmes de mesure d'intensité :

- un système fonctionnant sur un principe analogique tel celui proposé par la Société METRAVIB ; la bande passante, pour les différentes valeurs de Δx utilisées, est indiquée ci-dessous :

Δx	15 mm	120 mm
micro WM-064	700 – 5 700 Hz	80 – 700 Hz

- un système fonctionnant sur un principe digital tel l'intensimètre Bruel & Kjaer 3360 qui utilise des microphones d'instrumentation et dont la bande passante a les valeurs suivantes en fonction du Δx utilisé :

Δx	6 mm	12 mm	50 mm
micro 1/4"	400 Hz – 10 kHz	200 Hz – 8 kHz	
micro 1/2"		200 Hz – 8 kHz	50 Hz – 2 kHz

Il faut souligner que ces caractéristiques sont relevées dans des conditions idéales au point de vue de la diffraction.

15.6.5 Mesure directe du vecteur intensité

Celle-ci a été entreprise par Juvé à l'aide d'une sonde à trois microphones courants à électret WM-064 espacés de 11 mm. Le principe employé est la FFT (transformée de Fourier rapide) associée à un micro-ordinateur. Des corrections sur la géométrie, la réponse des microphones et l'approximation de gradient sont aussi effectuées. La réponse en fréquence et la directivité entre -60° et $+60^\circ$ sont très bonnes entre 1 kHz et 8 kHz (*figure 15.31*). Il est évidemment possible de répondre à des fréquences plus basses en écartant les microphones. Cette méthode évite d'avoir à orienter mécaniquement la sonde qui peut être très légère et donc perturbe au minimum le champ acoustique à mesurer.

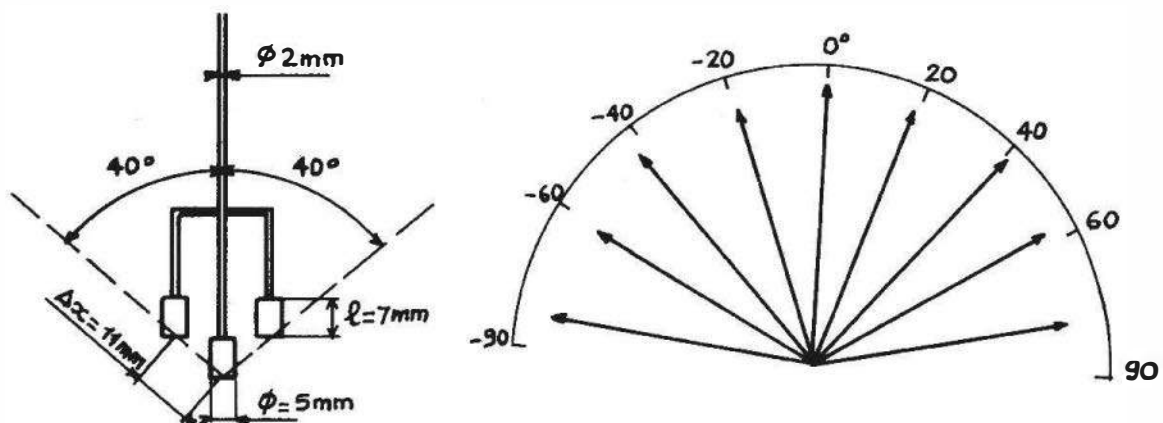


Figure 15.31 – Mesure directe du vecteur intensité : a) constitution de la sonde ; b) directivité relevée à 8 kHz (échelle d'amplitude linéaire).

Bibliographie

■ Ouvrages

- Beranek L.L., *Acoustic measurements*, New-York, John Wiley & Sons, 1967.
- Jouhaneau J., *Notions élémentaires d'acoustique. Électroacoustique*, Paris, Tec & Doc, 2000.
- Lewy S., *Acoustique industrielle et aéroacoustique*, Paris, Hermès, 2001.
- Morse P.M. & Ingard K.U., *Theoretical Acoustics*, New-York, McGraw Hill, 1968.
- Sessler G.M., *Electrets. Topics in Applied Physics, V. 33*, Berlin, Springer Verlag, 1980.
- Stern R., Levy M., *Acoustic wave sensors*, New York, Academic Press, 1997.

■ Périodiques

- Bergqvist J., Rudolf F., « A new condenser microphone in silicon », *Sensors and Actuators A*, 21-23, 1990, p. 123.
- Frederiksen E., Eirby N., Mathiasen H., « Prepolarised condenser microphones for measurement purposes », *Bruël & Kjaer Tech. Rev.*, n° 4, 1979.
- Pedersen M., et al., « A silicon condenser microphone with polyimide diaphragm and backplate », *Sensors and Actuators A*, 63, 1997, p. 97.
- Pedersen M. et al., « On the mechanical behaviour of thin perforated plates and their application in silicon condenser microphones », *Sensors and Actuators A*, 54, 1996, p. 499.
- Scheeper P. et al., « A review of silicon microphones », *Sensors and Actuators A*, 44, 1994, p. 1.
- Schellin R., Hess G., « A silicon subminiature microphone based on piezoresistive polysilicon strain gauges », *Sensors and Actuators A*, 32, 1992, p. 555.
- Sessler G.M., West J.E., « Foil-electret microphones », *J.A.S.A.*, 40, 6, 1966, p. 1433-1440.
- Sessler G.M., West J.E., « Second-order gradient unidirectional microphones utilizing an electret transducer », *J.A.S.A.*, 58, 1, 1975, p. 273-278.
- Zahn R., « Analysis of the acoustic response of circular electret condenser microphones », *J.A.S.A.*, 69, 4, 1981, p. 1200-1203.

16 • DÉTECTEURS DE RAYONNEMENTS NUCLÉAIRES

Un élément radioactif est la source de rayonnements dits nucléaires, car issus des noyaux atomiques. Ces rayonnements, dont la nature dépend de la source, sont formés de particules chargées (α , β) ou non (neutrons, photons γ) ; leur interaction avec la matière permet d'une part leur détection et d'autre part une caractérisation du milieu traversé.

L'ensemble constitué d'une source et d'un détecteur approprié constitue une jauge radioactive : l'objet à étudier, convenablement placé, transmet ou diffuse vers le détecteur une fraction du rayonnement incident qui caractérise un paramètre physique du milieu étudié : épaisseur, densité, niveau (*figure 16.1*). L'intérêt des jauges radioactives est de permettre des mesures sans contact, sur des produits en mouvement (tôles par exemple), à travers des parois et sur des milieux d'accès difficile : à haute pression ou à haute température, ou de contact dangereux : fluides corrosifs, matériaux abrasifs.

Un autre mode d'utilisation des éléments radioactifs est sous la forme de traceurs. Une quantité définie de matière radioactive est introduite dans le milieu étudié ; un détecteur ou un ensemble de détecteurs permet ensuite de suivre la distribution de la quantité initiale,

- dans l'espace (recherche de fuite),
- dans le temps (mesure d'usure),
- dans l'espace et le temps (mesure de débit, § 12.4.3.1).

Il est important de noter que l'emploi des éléments radioactifs surtout aux fortes activités, impose des contraintes de sécurité très strictes pour le personnel qui manipule les sources ou travaille à proximité.

16.1 Radioactivité – Notions élémentaires

16.1.1 Définitions

Dans un modèle classique, l'atome d'un élément est formé :

- d'un cortège périphérique de Z électrons répartis en différentes couches, désignées comme suit, à partir de la plus profonde, d'énergie de liaison maximale : K, L, M, N...

charge de l'électron : $-q_e = -1,602 \cdot 10^{-19}$ C ;

masse au repos de l'électron : $m_e = 9,109 \cdot 10^{-31}$ kg.

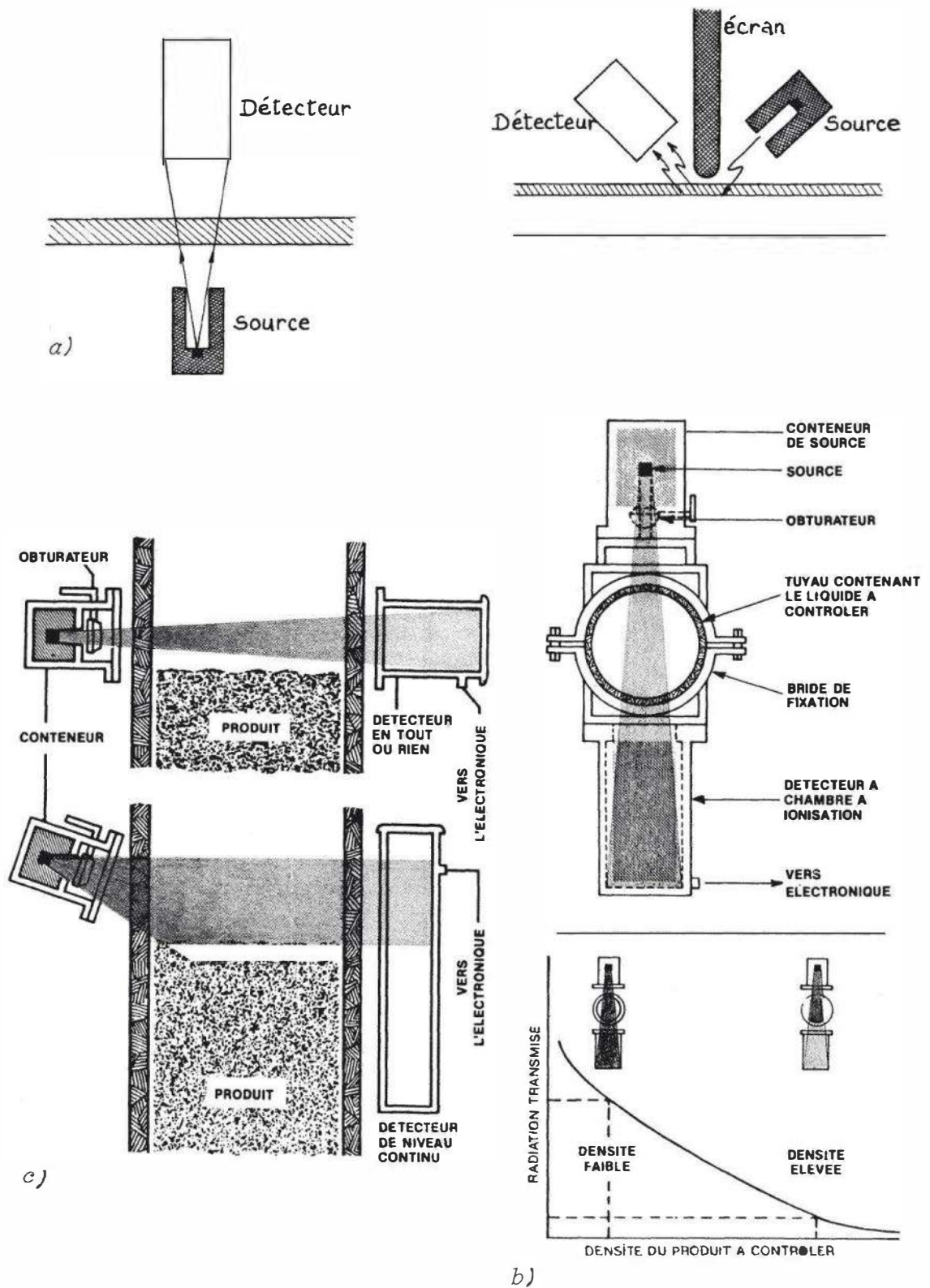


Figure 16.1 – Exemples d'application des jauges radioactives : a) contrôle d'épaisseur par transmission et par rétrodiffusion; b) contrôle de densité; c) mesure et détection de niveau (Doc. Kay-Ray).

– d'un noyau central formé de A nucléons à savoir :

Z protons et $A - Z$ neutrons

charge du proton : q_e ; masse au repos du proton : $m_p = 1\,836\, m_e$,

charge du neutron : 0 ; masse au repos du neutron : $m_n = 1\,838\, m_e$.

L'atome d'un élément X , caractérisé par la composition de son noyau, est désigné comme nucléide et est représenté par le symbole ${}^A_Z X$.

Les isotopes d'un même élément diffèrent par le nombre de neutrons du noyau, donc par le nombre A (dit aussi nombre de masse) ; les masses de ces isotopes sont donc différentes mais leur cortège électronique étant identique, ils ont mêmes propriétés chimiques.

Certains noyaux présentant un excès de neutrons ou de protons sont instables ; ils se transforment spontanément en un autre noyau plus stable : il s'agit de radionucléides ou radio-isotopes, ce que l'on signale en ajoutant une étoile au symbole du nucléide : ${}^A_Z X^*$. La transformation d'un radio-isotope est accompagnée de l'émission de particules caractéristiques de la transition nucléaire subie : ce sont ces flux de particules dont le radio-isotope est la source, qui forment les rayonnements nucléaires et qui, selon leurs caractéristiques propres, ont des applications industrielles spécifiques.

La transformation spontanée du radio-isotope est symbolisée par l'équation :



Cette transition nucléaire s'effectue avec une probabilité caractéristique du nucléide et selon une loi de la forme : $n(t) = n_0 \cdot \exp(-\lambda t)$ où $n(t)$ et n_0 sont le nombre de nucléides ${}^A_Z X^*$ présents, respectivement à l'instant t et à l'instant pris pour origine, λ étant la constante de décroissance (s^{-1}).

La **période** T est l'intervalle de temps nécessaire pour que la moitié des n_0 radionucléides initiaux subissent la transition nucléaire :

$$T = \frac{\log 2}{\lambda} = \frac{0,693}{\lambda}$$

Les valeurs de T s'échelonnent, selon les radionucléides, de la μs à 10^9 années.

L'**activité** A_t , à l'instant t du radionucléide est égale au nombre de transitions dont il est le siège par unité de temps :

$$A_t = \left(\frac{\Delta n}{\Delta t} \right)_t = \lambda n(t) = \lambda n_0 \exp(-\lambda t)$$

soit, en fonction de la masse $m(t)$ du radio-isotope présent à l'instant t , de sa masse molaire M et du nombre d'Avogadro N_A :

$$A_t = \lambda \cdot N_A \frac{m(t)}{M}.$$

L'unité légale d'activité est le **becquerel (Bq)** correspondant à une transition nucléaire par seconde ; l'unité couramment employée est le **curie (Ci)** :

$$1 \text{ Ci} = 3,7 \cdot 10^{10} \text{ Bq.}$$

Masse de radioélément correspondant à une activité de 1 Ci :

$$^{238}\text{U} : 3 \cdot 10^6 \text{ g}, \quad ^{226}\text{Ra} : 1,00 \text{ g},$$

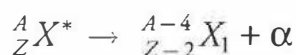
$$^{137}\text{Cs} : 12,6 \cdot 10^{-3} \text{ g}, \quad ^{60}\text{Co} : 0,89 \cdot 10^{-3} \text{ g}.$$

16.1.2 Radiations nucléaires

■ Particule alpha (α)

La particule α est un noyau d'hélium (^4_2He) qui est formé de 2 protons et 2 neutrons ; sa charge électrique positive est égale à $2q_e$ et sa masse est environ 7 000 fois supérieure à celle de l'électron.

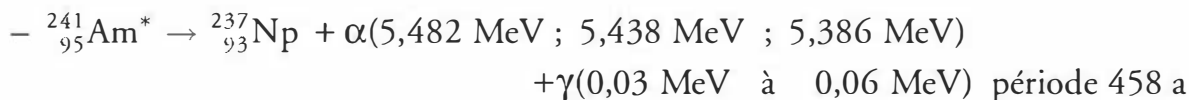
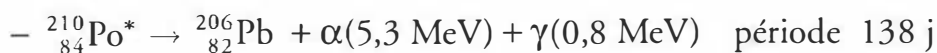
Les sources de particules α sont le siège d'une réaction nucléaire du type :



Des éléments lourds ($Z > 82$) sont les principaux émetteurs de particules α . L'énergie des particules émises par un radio-isotope donné possède une ou plusieurs valeurs parfaitement déterminées : elles sont généralement comprises entre 3 et 10 MeV. Cette énergie est sous la forme d'énergie cinétique et les vitesses correspondantes vont de 12 100 km/s (pour 3 MeV) à 21 900 km/s (pour 10 MeV).

Lorsqu'après émission d'une particule α , le noyau X_1 est dans un état excité, il retourne à un état stable avec émission d'un photon γ .

Exemples de sources.



Les effets produits par les particules α dans la matière résultent de leur interaction avec les électrons des orbites atomiques et sont de deux sortes :

- **l'ionisation** : l'énergie cédée par la particule α est suffisante pour libérer un électron orbital d'un atome qui devient un ion positif ; si l'énergie cinétique de l'électron libéré est importante ($> 100 \text{ eV}$) il produira, à son tour, une ionisation dite secondaire ;
- **l'excitation** : l'énergie reçue de la particule α n'est pas suffisante pour libérer l'électron qui se trouve transféré sur une orbite supérieure ; l'atome est excité et retournera dans son état fondamental en restituant au milieu l'énergie reçue, sous la forme d'énergie de vibration ou de photon de lumière par exemple.

Le nombre total N_o de paires (électron et ion positif) produites par une particule α est proportionnel à son énergie W ; dans l'air on a sensiblement :

$$N_o = 2,88 \cdot 10^4 W, \quad W \text{ exprimé en MeV.}$$

Ainsi, pour une particule α émise par le polonium :

$$W = 5,3 \text{ MeV} \quad \text{et} \quad N_o = 152\,000.$$

Le **parcours** d'une particule α est la distance qu'elle doit traverser pour céder au milieu la totalité de son énergie cinétique.

Le parcours L est d'autant plus important que :

– l'énergie de la particule α est plus grande : ainsi dans l'air :

$$L_{cm} = 0,32 \cdot W^{1,5}, \quad W \text{ en MeV (Loi de Geiger)}$$

– le milieu traversé est moins dense et de numéro atomique plus faible.

Ordre de grandeur de parcours :

	$W = 3 \text{ MeV}$	$W = 6 \text{ MeV}$
air	25 mm	50 mm
papier, plastique	20 μm	50 μm
fer	6 μm	15 μm

Utilisations industrielles du rayonnement α :

Mesure de pression de gaz (§ 14.5.4)

Contrôle d'épaisseur de matériaux minces et de faible densité : papier, plastiques.

■ Particules bêta (β)

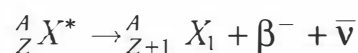
On distingue deux types de particules β :

β^- est un électron : charge $-q_e$, masse m_e ;

β^+ est un positron ou antiélectron : charge q_e , masse m_e .

Seul le rayonnement β^- trouve application dans la réalisation de jauges industrielles : il est donc seul l'objet de ce paragraphe.

Une particule β^- est émise par un radio-isotope subissant une transition nucléaire telle que :



où $\bar{\nu}$ est un antineutrino, particule dont la charge électrique et la masse au repos sont nulles et qui n'interagit pas avec le milieu traversé.

Le spectre d'énergie du rayonnement β^- émis par une source donnée s'étend de façon continue de zéro à une valeur maximale W_M , caractéristique de la source ; le maximum de ce spectre se situe à une énergie qui est sensiblement égale à $W_M/3$.

Les valeurs maximales W_M sont comprises, selon les sources, entre 18 keV et 13 MeV.

À énergie égale, la vitesse d'une particule β^- est très supérieure à celle d'une particule α , du fait de sa masse au repos environ 7 000 fois plus faible : pour $W = 0,7$ MeV, la vitesse d'une particule β^- est supérieure à 270 000 km/s soit $0,9c$ (c : vitesse de la lumière).

Lorsque le nucléide X_i qui résulte de la transition nucléaire est dans un état excité, son retour à l'état stable se fait avec émission d'un photon γ .

Exemples de sources de particules β^- :

Radio-isotope	Énergie maximale (MeV)	Période
^{63}Ni	0,067	100 a
^{14}C	0,155	5 760 a
^{147}Pm	0,224	2,6 a
^{85}Kr	0,672	10 a
^{90}Y	2,18	61 h

Les particules β^- ont, à énergie égale, un pouvoir de pénétration dans la matière très supérieur à celui des particules α .

Exemple : parcours dans l'aluminium de particules de 1 MeV :

particule α : 4 μm ; particule β^- : 1,5 mm.

En outre, les interactions subies modifient constamment leur trajectoire qui est une ligne brisée entraînant une diffusion des particules avec, même, possibilité de retour vers l'arrière d'une fraction non négligeable du rayonnement (rétrodiffusion).

Les pertes d'énergie, à l'origine du ralentissement des particules β^- sont dues :

- à l'excitation et à l'ionisation des atomes du milieu ;
- à l'émission d'un rayonnement X dit de freinage ; en effet l'interaction avec le champ électrique des noyaux de la matière traversée entraîne une décélération d'une particule chargée d'autant plus importante que sa masse est plus faible ; or une particule chargée, accélérée ou décélérée, émet un rayonnement électromagnétique c'est-à-dire des photons. Ce phénomène intervient d'autant plus que le numéro atomique de l'absorbant est plus élevé et que l'énergie de β^- est plus grande ; il est négligeable aux énergies inférieures à 2 MeV.

Le **parcours linéique**, L_ℓ (cm), est l'épaisseur minimale de matière nécessaire pour arrêter les particules les plus énergétiques émises par une source donnée. Ce parcours est inversement proportionnel à la masse volumique ρ du matériau traversé : c'est pourquoi, on définit un **parcours massique** L_m ($\text{g}\cdot\text{cm}^{-2}$) qui est le produit du parcours linéique L_ℓ (cm) par la masse volumique ρ ($\text{g}\cdot\text{cm}^{-3}$) et qui, dépendant peu de la substance traversée, n'est fonction que de l'énergie des particules (*tableau 16.1*).

Le parcours est une fonction croissante de l'énergie maximale W_M des particules ; des relations empiriques $L_m = f(W_M)$ ont été établies :

- $L_m = 0,542 W_M - 0,133$ pour $W_M > 0,8$ MeV,
- $L_m = 0,407 W_M^{1,38}$ pour $0,15$ MeV $< W_M < 0,8$ MeV.

Tableau 16.1 – Parcours de particules β^- dans divers milieux.

Matériau	Masse volumique (g.cm^{-3})	Énergie maximale W_M (MeV)			
		0,1	1	2	3
Air	0,0013	93,3 mm	2,9 mm	6,6 mm	10,2 mm
Eau	1	0,14 mm	4 mm	9,5 mm	15 mm
Plexiglass	1,2	0,12 mm	3,3 mm	7,9 mm	12,5 mm
Aluminium	2,7	0,05 mm	1,5 mm	3,5 mm	5,5 mm
Plomb	11,3	0,01 mm	0,35 mm	0,83 mm	1,33 mm
Parcours massique (mg/cm^2)		13,5	400	950	1 500

En première approximation, l'atténuation d'un faisceau de particules d'énergie maximale W_M donnée, à la traversée d'une épaisseur x de matériau suit une loi de la forme :

$$I = I_0 \exp(-\mu x) \quad \text{pour } x \text{ inférieur au parcours,}$$

où I_0 est l'intensité du faisceau incident, nombre de particules incidentes par seconde,

- I est l'intensité du faisceau émergent,
- μ est le **coefficient d'absorption linéique** (cm^{-1}) si x est une longueur (cm), ou **massique** ($\text{cm}^2.\text{g}^{-1}$) si x est une densité surfacique (g.cm^{-2}) ; la valeur de μ dépend de l'énergie W_M et de la nature du milieu.

L'épaisseur $x_{0,5}$ correspondant à une atténuation de moitié d'un faisceau incident est approximativement égale au dixième du parcours.

L'atténuation d'un faisceau de particules β^- , par transmission à travers un milieu, est mise à profit dans des jauges de mesure d'épaisseur ou de densité de matériaux de faible densité surfacique (de $10^{-3} \text{ g.cm}^{-2}$ à 1 g.cm^{-2} environ) : papier, carton, plastiques.

Le phénomène de rétrodiffusion des particules β^- par une cible peut, de même, être exploité à des fins de mesure ; la proportion de particules rétrodiffusées :

- augmente avec le numéro atomique Z du milieu ;
- croît avec l'épaisseur du milieu pour atteindre une valeur limite dite de saturation pour des épaisseurs supérieures à environ 30 % du parcours (*figure 16.2a*).

La rétrodiffusion trouve application à la mesure d'épaisseurs de revêtement à la condition que le numéro atomique de ce dernier soit très différent de celui du matériau support (*figure 16.2b*).

■ Rayonnement gamma (γ)

Ce rayonnement de même nature physique que la lumière est donc formé de photons, porteur chacun d'une énergie $W = h\nu$ (§ 5.1) ; l'énergie d'un photon γ est supérieure, de 10^4 à 10^6 fois, à celle d'un photon de lumière.

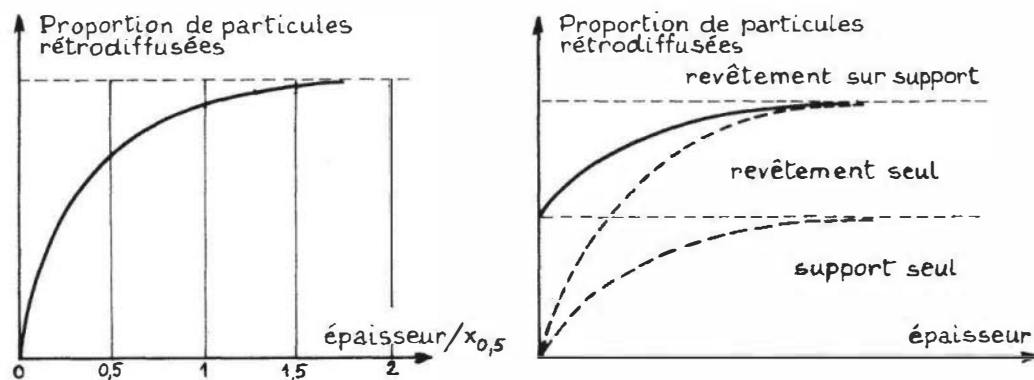


Figure 16.2 – Rétrodiffusion : a) influence de l'épaisseur; b) cas d'un revêtement.

Un photon γ est émis lorsque le noyau d'un radionucléide retourne d'un état excité, d'énergie W_1 , à son état fondamental :

$$h\nu = W_1$$

Le retour à l'état fondamental s'effectue, dans certains cas, par transitions successives par des états excités intermédiaires d'énergie décroissante : W_1, W_2, W_3, \dots ; il y a, alors, émission de photons en cascade :

$$h\nu_1 = W_1 - W_2 ; \quad h\nu_2 = W_2 - W_3 ; \quad h\nu_3 = W_3.$$

Le spectre du rayonnement γ émis par une source est donc formé d'une ou de plusieurs raies, d'énergies caractéristiques de la source ; les valeurs de l'énergie sont comprises entre quelques dizaines de keV et plusieurs MeV.

Exemples de sources de rayonnement γ utilisées industriellement

Le radio-isotope ^{60}Co se transforme avec une période de 5,5 ans, par émission β^- , en $^{60}\text{Ni}^*$ dont le noyau est alors dans l'un des deux états excités suivants :

$$W_1 = 2,50 \text{ MeV} \quad \text{et} \quad W_2 = 1,30 \text{ MeV}$$

Le retour à l'état fondamental se fait avec émission de photons :

$$h\nu_1 = W_1 - W_2 = 1,20 \text{ MeV} \quad \text{et} \quad h\nu_2 = W_2 = 1,30 \text{ MeV}$$

Le radio-isotope ^{137}Cs donne, par émission β^- , la période étant de 33 ans, un noyau excité $^{137}\text{Ba}^*$ qui retourne à son état fondamental avec émission d'un photon de 0,662 MeV.

L'interaction du rayonnement γ avec la matière s'effectue selon l'un des processus suivants : l'effet photoélectrique, l'effet Compton, la matérialisation.

Pour un rayonnement et un matériau donnés, le processus prépondérant est déterminé par l'énergie des photons et le numéro atomique Z de l'élément constitutif du matériau (*figure 16.3*).

Chacun de ces processus aboutit, en fait, à la libération d'électrons plus ou moins rapides qui dissipent leur énergie par ionisation et excitation des atomes du milieu.

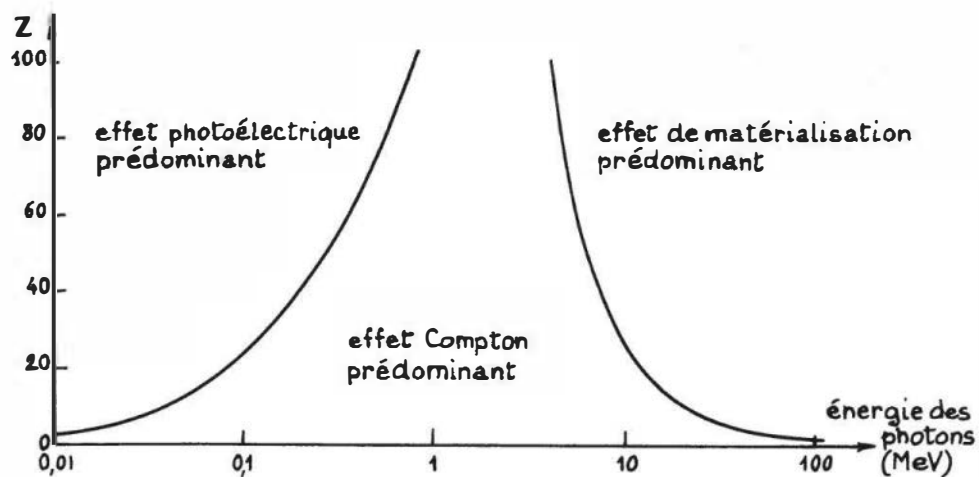


Figure 16.3 – Rayonnement γ : interaction prédominante en fonction du numéro atomique Z du milieu et de l'énergie des photons.

□ **Effet photoélectrique**

Le photon γ est absorbé par transfert total de son énergie $h\nu$ à un électron d'une couche profonde (K , L) d'un atome du milieu ; cet électron dont l'énergie de liaison est W_ℓ est émis avec une énergie cinétique W_c telle que :

$$W_c = h\nu - W_\ell$$

L'électron extrait de la couche profonde y est remplacé par un électron d'une couche plus externe, d'énergie de liaison W'_ℓ inférieure, ce qui entraîne l'émission d'un photon de rayonnement X , dit de fluorescence et d'énergie $h\nu_x$:

$$h\nu_x = W_\ell - W'_\ell.$$

□ **Effet Compton**

Cet effet correspond au choc élastique d'un photon d'énergie $h\nu$ et d'un électron d'une couche atomique externe dont l'énergie de liaison W_ℓ est faible ($W_\ell \ll h\nu$) ; il en résulte :

- la libération de l'électron, avec une énergie cinétique W_c ,
- la diminution de l'énergie du photon qui devient : $h\nu' = h\nu - W_c$,
- la diffusion du photon qui, finalement, sera soit absorbé (effet photoélectrique) soit rétrodiffusé.

□ **Matérialisation (création de paires)**

Un photon peut se matérialiser en un électron et un positron (antiélectron à charge positive) à condition que son énergie soit au moins égale à l'énergie des masses au repos de ces deux particules soit :

$$h\nu > 2 m_e c^2 = 1,022 \text{ MeV} \quad (c : \text{vitesse de la lumière}).$$

L'excédent d'énergie du photon par rapport à cette valeur est conféré aux particules créées sous la forme d'énergie cinétique qui est transférée aux atomes du milieu par excitation et ionisation. Le positron, après avoir été ralenti, interagit avec un électron du milieu et cette paire se dématérialise en deux photons γ dont chacun porte une énergie $h\nu = 0,511$ MeV qui est égale à l'énergie de masse au repos d'une particule. Ces deux photons ont ensuite, dans la matière, des interactions de type Compton ou photoélectrique.

Les divers processus décrits aboutissent, globalement, à l'atténuation d'un faisceau de photons γ dans sa traversée de la matière, atténuation qui est fonction de l'épaisseur x traversée :

$$\frac{N(x)}{N_0} = \exp(-\mu x)$$

N_0 et $N(x)$ étant respectivement le nombre de photons incidents et le nombre de photons encore présents à la profondeur x , μ est le **coefficient d'absorption linéique** (cm^{-1}) si x est une longueur (cm) ou **massique** ($\text{cm}^2 \cdot \text{g}^{-1}$) si x est exprimé en densité surfacique ($\text{g} \cdot \text{cm}^{-2}$); la valeur de μ est une fonction de l'énergie des photons et du numéro atomique Z des éléments constituant le milieu (*figure 16.4*).

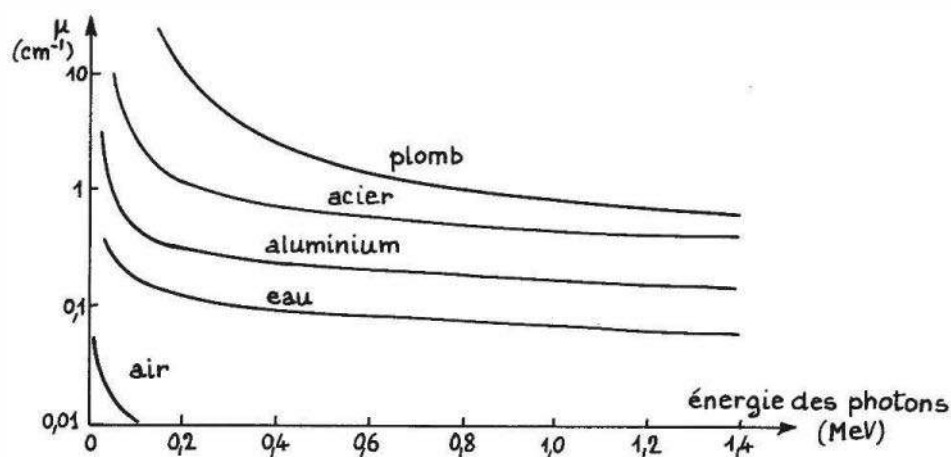


Figure 16.4 – Coefficient d'absorption linéique en fonction de l'énergie des photons pour différents matériaux.

Des grandeurs intéressantes d'un point de vue pratique sont les épaisseurs $x_{0,5}$ et $x_{0,1}$ réduisant respectivement de 50 % et de 90 % l'intensité d'un faisceau et dont les expressions, en fonction de μ , se déduisent de l'équation d'atténuation :

$$x_{0,5} = 0,69/\mu \quad \text{et} \quad x_{0,1} = 2,31/\mu$$

Des valeurs de $x_{0,5}$ pour divers matériaux et en fonction de l'énergie des photons sont indiquées *tableau 16.2*.

Le rayonnement γ qui est transmis à travers des épaisseurs relativement importantes de matériaux denses (acier par exemple) bien qu'atténué, demeure facilement mesurable : c'est ainsi qu'avec une source de ^{60}Co ($W \cong 1,2$ MeV) et dans le cas de l'acier, on a : $x_{0,5} \cong 1,5$ cm et $x_{0,1} \cong 5$ cm .

Il en résulte la possibilité de réaliser :

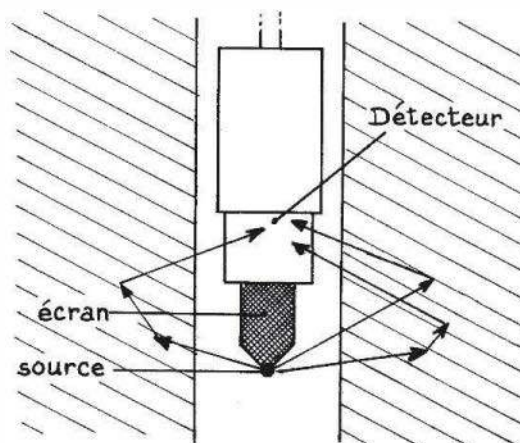
- des jauges d'épaisseur pour tôles métalliques,

Tableau 16.2 – Distance de demi-atténuation pour divers matériaux.

Matériau	Masse volumique (g.cm ⁻³)	Énergie hv en MeV			
		0,1	0,5	1	2
Air	0,0013	36 m	61 m	83 m	120 m
Eau	1	42 mm	72 mm	98 mm	140 mm
Fer	7,8	2,6 mm	10,6 mm	14,7 mm	20,6 mm
Plomb	11,3	0,11 mm	4 mm	8,8 mm	13,6 mm

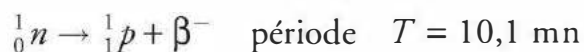
– des jauges de densité et de niveau de matériaux circulant dans des conduites ou stockés dans des citernes métalliques, la source et le détecteur étant placés à l'extérieur et de part et d'autre de la conduite ou de la citerne (*figure 16.1a, b*).

Dans certaines situations, il est impossible ou difficile d'effectuer une mesure par transmission car on ne peut placer la source et le détecteur de part et d'autre du milieu étudié : c'est le cas lors de l'étude de la densité de sols, en cours de forage. La mesure peut alors être basée sur le rayonnement γ rétrodiffusé par le milieu étudié et qui est fonction de sa densité (*figure 16.5*). Des précautions doivent évidemment être prises (écran de plomb convenablement placé) de façon que le rayonnement direct ne puisse atteindre le détecteur.

Figure 16.5 – Application de la rétrodiffusion γ à l'étude de la densité de sols.

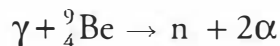
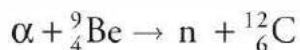
■ Neutron (n)

Le neutron est une particule de charge électrique nulle et de masse au repos très voisine de celle du proton. Le neutron est instable, se désintégrant en un proton et un électron selon la réaction :



De très rares isotopes radioactifs sont émetteurs de neutrons : ${}^{252}\text{Cf}$ par exemple, émettant $2,3 \cdot 10^{12}$ neutrons par seconde et par gramme. Les sources les plus utilisées mettent à profit la réaction nucléaire d'un élément léger (lithium, bore et le

plus souvent béryllium) lorsqu'il est soumis à un rayonnement α ou γ d'énergie suffisante :



Les neutrons émis au cours de ces réactions sont dits rapides car ils ont une énergie cinétique importante : respectivement 10 MeV et 0,2 MeV environ ; les sources de neutrons rapides sont constituées en mélangeant à une poudre de béryllium,

– soit un émetteur α : ${}^{210}\text{Po}$, ${}^{226}\text{Ra}$, ${}^{241}\text{Am}$,

– soit un émetteur γ : ${}^{124}\text{Sb}$, ${}^{140}\text{La}$.

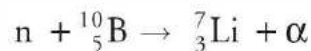
Dans sa traversée de la matière, le neutron n'a pas d'interaction avec le cortège électronique des atomes mais subit seulement des chocs élastiques (diffusion) avec les noyaux : ce dernier processus ayant une probabilité faible, le parcours dans la matière est important : plusieurs dizaines de centimètres de béton pour des neutrons de 10 MeV.

La perte moyenne d'énergie ΔW d'un neutron d'énergie W lors d'un choc avec un noyau de nombre de masse A a pour expression :

$$\Delta W = \frac{2A}{(A+1)^2} \cdot W$$

Cette perte d'énergie est donc d'autant plus importante que le noyau est plus léger. Les matériaux comme l'eau, la paraffine, le graphite qui sont constitués d'éléments légers (hydrogène, carbone) ont donc un pouvoir de ralentissement important et ils permettent de ramener l'énergie de neutrons rapides à sa valeur d'équilibre avec le milieu qui est l'énergie d'agitation thermique ($W \cong 0,02 \text{ eV}$) : des neutrons ainsi ralentis sont dits thermiques.

Les neutrons thermiques, et eux seuls, sont susceptibles de provoquer avec le bore une réaction nucléaire :



Cette réaction permet la détection indirecte des neutrons thermiques à partir des particules α émises ; un détecteur de neutrons lents est donc constitué d'un détecteur de particules α contenant un composé du bore, le gaz BF_3 par exemple, qui soumis à l'impact des neutrons thermiques devient la source des particules α détectées.

La principale utilisation industrielle du rayonnement neutronique concerne les mesures de teneur en composés hydrogénés, en particulier l'hygrométrie (H_2O) de matériaux : minerais, charbon, sable, etc.

Les neutrons rapides émis par une source sont diffusés et thermalisés par le milieu étudié en proportion d'autant plus importante que sa teneur en composé hydrogéné, eau par exemple, est plus forte. Les neutrons thermiques rétrodiffusés sont ensuite détectés comme indiqué plus haut.

■ Unités de dosimétrie des rayonnements

Dose d'exposition

Cette grandeur caractérise un rayonnement X ou γ et l'unité est le **roentgen (R)** : un roentgen correspond à une dose de rayonnement créant dans 1 cm^3 d'air dans les conditions normales (1,293 mg) un nombre d'ions dont la charge totale (de chaque signe) est égale à 1 u.e.s.C.G.S. soit environ $2,1 \cdot 10^9$ paires d'ions.

La dose définit un effet global, indépendamment du temps nécessaire pour sa réalisation ; le **débit de dose** caractérise l'effet produit dans l'unité de temps (s, mn, h) et s'exprime, selon l'unité de temps choisie en R/s, R/mn, R/h.

Pour les autres rayonnements, la dose est exprimée en **rep** (*Roentgen Equivalent Physical*) : c'est la dose créant le même nombre de paires d'ions dans l'air qu'une exposition de 1 R aux rayons X .

Dose absorbée

Pour une même dose d'exposition, l'énergie absorbée dépend du milieu irradié, de la nature des particules ionisantes, de leur énergie. L'unité légale de dose absorbée est le **gray (Gy)** correspondant à l'absorption de 1 Joule par kg de matière ; on exprime aussi la dose absorbée en **rad (rd)** qui correspond à une énergie absorbée de 100 ergs par gramme de matière ; on a donc la relation $1 \text{ Gy} = 100 \text{ rd}$.

16.1.3 Critères de choix d'une source radioactive

Un détecteur délivre une impulsion électrique lorsqu'une particule interagit dans la partie sensible de son volume qui est dite volume utile : le comptage des impulsions, la mesure de leur amplitude est l'un des modes d'utilisation des détecteurs.

Dans les applications industrielles cependant, on utilise des sources dont l'activité est suffisamment importante pour que le détecteur délivre un courant continu proportionnel au nombre élevé de particules qui l'atteignent ; ce sont les variations de ce courant qui traduisent les variations de l'épaisseur ou de la densité ou du niveau des milieux étudiés.

□ Énergie du rayonnement

Les particules (α , β^- ou photons γ) doivent avoir une énergie suffisante pour que leur trajet dans l'air, à travers les parois interposées et enfin dans le milieu étudié n'entraîne pas, au niveau du détecteur, une réduction de l'intensité de dose qui soit incompatible avec la mesure. Dans la réalisation de jauges d'épaisseur, on choisit une source de rayonnement dont l'énergie est telle que son épaisseur de demi-atténuation soit sensiblement égale à l'épaisseur à contrôler.

□ Période du radio-isotope

Le vieillissement de la source qui entraîne une diminution de son activité doit être pris en compte lors des mesures d'épaisseur, de densité ou de niveau en continu. Il en résulte en effet une réduction progressive de l'intensité de dose reçue par le détecteur qui ne doit pas être confondue avec une atténuation supplémentaire du milieu étudié.

Il est donc nécessaire de réétalonner l'installation d'autant plus fréquemment que la période du radio-isotope utilisé est plus courte.

Dans les mesures par tout ou rien (détection de seuils de niveau par exemple) le vieillissement de la source n'a pas d'influence tant que l'intensité de dose reçue par le détecteur est suffisante pour que le courant délivré puisse assurer la commande souhaitée (basculement d'un relais par exemple).

□ **Activité de la source**

Le débit de dose D (mR/h) au niveau du détecteur dépend :

- de l'activité A_s (mCi) de la source,
- de la distance d (m) entre source et détecteur : dans le cas d'un faisceau conique de particules, le débit de dose D est inversement proportionnel à d^2 alors que dans le cas d'un faisceau cylindrique D est indépendant de d .
- de l'absorption des divers milieux entre source et détecteur ; cette absorption est exprimée à partir du nombre total n d'épaisseurs de demi-atténuation $x_{0,5}$ correspondant au trajet du rayonnement dans les différents matériaux entre source et détecteur.

Ainsi, dans le cas d'une source émettant un faisceau conique de particules on a :

$$D(\text{mR/h}) = K \cdot \frac{A_s (\text{mCi})}{d^2(\text{m}) \cdot 2^n}$$

où K est une constante pour une source donnée :

$$K = 1,32 \text{ pour } {}^{60}\text{Co} \quad \text{et} \quad K = 0,355 \text{ pour } {}^{137}\text{Cs}.$$

Connaissant le débit de dose minimum exigé par le détecteur utilisé, cette relation permet, pour une installation donnée de calculer l'activité minimale de la source.

Exemple : $d = 2 \text{ m}$, $n = 5$

- 1) le détecteur est un tube Geiger-Muller au niveau duquel le débit de dose minimum doit être : $D = 0,2 \text{ mR/h}$:

l'activité minimale de la source est : 20 mCi pour ${}^{60}\text{Co}$ et 70 mCi pour ${}^{137}\text{Cs}$.

- 2) le détecteur est une chambre d'ionisation au niveau de laquelle le débit de dose minimum doit être : $D = 0,04 \text{ mR/h}$:

l'activité minimale de la source est : 4 mCi pour ${}^{60}\text{Co}$ et 14 mCi pour ${}^{137}\text{Cs}$.

16.2 Détecteurs à ionisation dans les gaz

16.2.1 Principes généraux

Un volume utile de gaz est délimité par deux électrodes soumises à une différence de potentiel continue ; le rayonnement incident ionise le gaz, libérant des charges électriques que les électrodes collectent. Les électrodes sont généralement cylindriques : l'enveloppe du détecteur constitue la cathode, fréquemment reliée à la masse, l'anode étant un fil fin coaxial auquel est alors appliquée la tension.

L'énergie moyenne W_1 nécessaire à la création d'une paire d'ions dépend, d'une part de la nature du gaz et d'autre part, à un degré moindre, de l'énergie de la particule incidente et de sa nature.

Ainsi par exemple, la formation d'une paire d'ions par une particule α du polonium exige en moyenne 35,6 eV dans l'air, 29,7 eV dans le néon, 23,6 eV dans le xénon. Si la particule perd une énergie W dans sa traversée du volume utile du détecteur, il en résulte la création de N_0 paires d'ions : $N_0 = W/W_1$, chaque paire étant formée d'un électron et d'un ion positif. Ces porteurs de charge se déplacent dans le champ électrique appliqué avec une vitesse fonction du champ, de la nature et de la pression du gaz. La vitesse des électrons étant très supérieure à celle des ions positifs, ils atteignent l'anode avant que les ions se soient notablement déplacés.

Si le champ appliqué est suffisamment intense, les électrons acquièrent assez d'énergie pour créer de nouvelles paires d'ions par chocs avec les molécules du gaz : sur un parcours dx , N électrons provoquent ainsi la formation de dN nouvelles paires d'ions :

$$dN = \alpha \cdot N \cdot dx$$

α étant le coefficient de Townsend ; α dépend de la pression p , du champ électrique E , et de la nature du gaz selon une expression de la forme :

$$\frac{\alpha}{p} = A \cdot \exp\left(-\frac{Bp}{E}\right)$$

A et B étant des constantes ; cette ionisation secondaire se produit dans l'air dès lors que le rapport E/p est supérieur à 22,5 mV/cm.Pa soit 2 300 V/cm à la pression atmosphérique normale. Pour N_0 paires d'ions créées par la particule incidente dans le volume utile du détecteur, le nombre N de charges collectées par les électrodes, et par suite l'amplitude du signal de sortie, dépendent de la différence de potentiel V appliquée aux électrodes ; en fonction de la valeur de V on distingue divers régimes de fonctionnement du détecteur (*figure 16.6*).

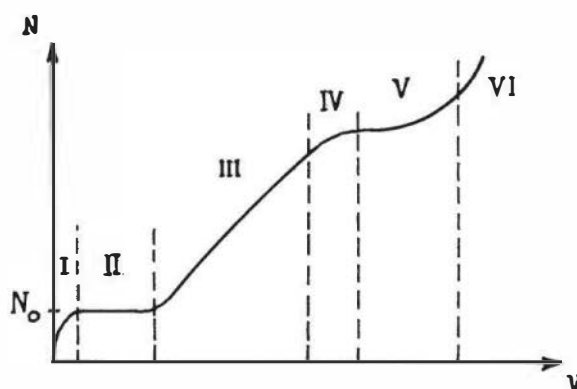


Figure 16.6 – Divers régimes de fonctionnement des détecteurs à gaz.

Zone I le champ E étant relativement faible, des recombinaisons électron-ion positif se produisent avant que ces porteurs n'aient atteint les électrodes : $N < N_0$.

- Zone II toutes les charges libérées sont recueillies par les électrodes, indépendamment de la tension V : $N = N_0$; ce régime est dit de chambre d'ionisation.
- Zone III il y a multiplication par chocs du nombre de porteurs : $N = MN_0$, le facteur multiplicatif M étant indépendant de N_0 et pouvant atteindre 10^3 ; c'est le fonctionnement en compteur proportionnel.
- Zone IV le facteur multiplicatif M est fonction de N_0 : c'est le régime semi-proportionnel.
- Zone V le signal de sortie du détecteur est indépendant de N_0 : fonctionnement en compteur de Geiger-Muller.
- Zone VI le fonctionnement est instable, une décharge s'établissant lorsque la tension appliquée atteint la tension disruptive V_d .

16.2.2 Chambre d'ionisation

Lorsque le gaz contenu dans le détecteur est soumis à un flux constant de particules, on recueille à l'anode un courant I qui est proportionnel :

- au nombre n de particules incidentes par seconde dans le volume utile,
- au nombre N_0 de paires d'ions formées par chacune de ces particules,

$$I = q_e n N_0 \quad (q_e : 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C})$$

Dans le cas d'un rayonnement X ou γ , le courant I peut être mis sous la forme :

$$I = \frac{k \cdot v \cdot p \cdot D}{1,08} 10^{-13}$$

I en A, k étant une constante pour un gaz donné ($k = 1$ pour l'air), v le volume utile en cm^3 , p la pression du gaz exprimée en atmosphère et D le débit de dose en roentgen/heure.

Ce courant I , de l'ordre de 10^{-15} à 10^{-4} A selon le débit de dose est indépendant de la tension appliquée V dans une plage de plusieurs centaines de volts ; le signal de mesure est la chute de tension v_m provoquée par ce courant dans une résistance R_m élevée ($R_m > 10^{10} \Omega$).

Selon la nature du rayonnement à détecter, on utilise un gaz, une pression et un type de fenêtre assurant la meilleure efficacité de détection.

L'**efficacité de détection** est définie comme le rapport du nombre d'impulsions en sortie au nombre de particules incidentes.

On indique ci-après, pour les différents rayonnements, quelques paramètres de la réalisation de la chambre d'ionisation.

- Rayonnements α et β : gaz : air à $p \leq p$ atmosphérique ; fenêtre mince en aluminium ou béryllium.
- Rayons X : gaz lourd (Ar, Xe) à $p \leq p$ atmosphérique ; fenêtre mince en béryllium.
- Rayons γ : gaz lourd (Ar, Xe) à $p \geq p$ atmosphérique ; parois dont l'épaisseur est de l'ordre du libre parcours moyen des électrons qui y sont libérés et qui, reçus dans le volume utile, contribuent alors à l'ionisation du gaz.

Exemple de caractéristiques. Chambre d'ionisation CRGA11 pour haut flux γ (fabricant R.T.C.) :

- Volume utile : 10 cm^3 ,
- Gaz de remplissage : azote à la pression de 1,05 bar,
- Tension de polarisation : 600 V,
- Sensibilité (rayons γ du ^{60}Co) : $1,5 \cdot 10^{-12} \text{ A/R.h}^{-1}$,
- Débit de dose maximal : 10^8 R.h^{-1} .

Pour la mesure du courant délivré par la chambre, on utilise généralement un convertisseur courant-tension (figure 16.7).

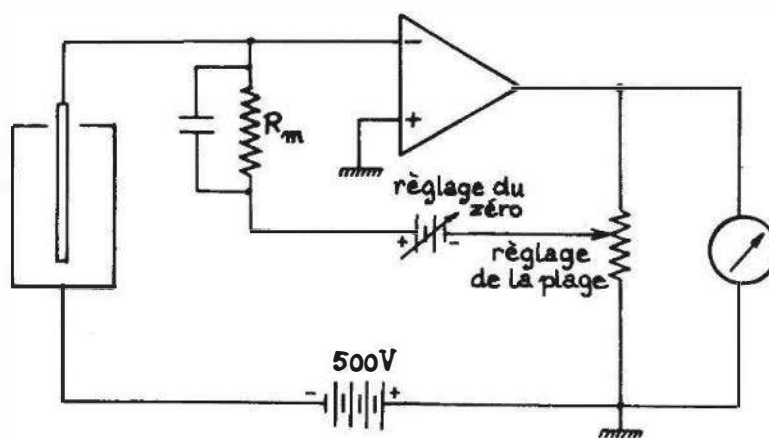


Figure 16.7 – Montage de mesure associé à une chambre d'ionisation (Doc. Kay-Ray).

L'utilisation de deux chambres identiques dont on mesure la différence des courants de sortie permet de compenser les effets des rayonnements parasites qui leur sont communs (rayonnements cosmiques, γ ambiants). C'est ainsi qu'est réalisable la détection des neutrons en présence de flux importants de rayonnements γ : une électrode de l'une des deux chambres est recouverte d'une mince couche de carbure de bore ($^{10}_5\text{BC}$) qui émet des particules α lors de la capture de neutrons par les noyaux $^{10}_5\text{B}$; c'est à l'ionisation provoquée par ces particules α qu'est due la différence des courants des deux chambres.

La détection individuelle de particules est possible au moyen d'une chambre d'ionisation à condition que la charge collectée à l'anode soit suffisante ; ce n'est en général pas le cas pour une particule β . La forme de l'impulsion de tension en sortie dépend :

- de la constante de temps $R_m C$ déterminée par les valeurs de la résistance R_m de charge et de la capacité C , somme des capacités de sortie de la chambre et d'entrée de l'appareil de mesure ;
- des temps de collection des électrons à l'anode ($t_1 \cong 10^{-6}$ s) et des ions positifs à la cathode ($t_2 \cong 10^{-3}$ s).

L'intérêt de la chambre d'ionisation réside dans l'importance de son volume utile et la linéarité de sa réponse.

L'efficacité de détection est voisine de 1 pour les particules α , de l'ordre de 0,8 à 0,9 pour les particules β et de l'ordre de 10^{-2} pour les photons γ .

16.2.3 Compteur proportionnel

Ce type de détecteur met à profit la multiplication par chocs du nombre initial N_o d'ions créés dans le gaz par la particule incidente ; le facteur multiplicatif M , généralement compris entre 10^2 et 10^3 , dépend de la nature du gaz, augmente avec sa pression ainsi qu'avec la tension appliquée. Cette amplification par le gaz peut être suffisante pour permettre la détection d'une particule unique : aux N_o ions créés, correspond la charge recueillie $Q = MN_o q_e$ et le signal $v_m = MN_o q_e / C$, C étant la capacité en sortie du compteur.

Exemple : $M = 500$, $N_o = 200$, $C = 10$ pF, $v_m = 1,6$ mV

L'amplitude de l'impulsion de sortie est proportionnelle à l'énergie perdue par la particule dans sa traversée du volume utile : la discrimination des amplitudes des impulsions de sortie permet donc d'opérer une sélection parmi divers types de particules incidentes : par exemple, détection d'un rayonnement α (N_o grand) en présence de rayonnements β et γ (N_o faible).

16.2.4 Compteur Geiger-Muller (G.M.)

Lorsque le champ électrique appliqué est suffisamment intense, les ions primaires produits par le rayonnement incident acquièrent une énergie suffisante pour porter dans un état excité les ions secondaires résultant des chocs ; ces ions émettent alors des photons, dans le spectre UV, qui entraînent à leur tour, par effet photoélectrique l'ionisation du gaz et l'émission électronique du métal de la cathode. Une avalanche se propage ainsi, en particulier le long du fil d'anode, et donne naissance à un signal de sortie dont l'amplitude (de 1 à 10 V) est indépendante du nombre N_o d'ions primaires formés par la particule incidente. Le compteur G.M. ne peut donc être employé qu'à la détection de particules et non à la mesure de leur énergie. L'avalanche peut être stoppée en mélangeant au gaz du compteur (gaz rare) un autre gaz (halogène) qui en absorbant le rayonnement UV arrête la propagation de l'avalanche : le compteur est alors dit autocoupeur. Dans le même but, on place dans le circuit d'anode une résistance R_1 élevée, de 2 à 10 M Ω , dont la chute de tension quand l'avalanche se déclenche, réduit la tension entre anode et cathode en dessous du seuil d'entretien.

Le régime de Geiger-Muller, en fonction de la tension V appliquée au tube, s'étend sur une plage de plusieurs centaines de volts dont la limite inférieure, dite tension seuil, est généralement de l'ordre de 300 à 400 V et la limite supérieure est d'environ

750 à 900 V. Dans cette plage de fonctionnement et pour une irradiation donnée, le taux de comptage n c'est-à-dire le nombre d'impulsions ou coups par seconde (c.s^{-1}) dépend très peu de la tension V : $\frac{1}{n} \cdot \frac{dn}{dV} < \text{quelques } 10^{-4} \text{ V}^{-1}$

Une réalisation de tube G.M. et son montage électrique sont représentés *figure 16.8*.

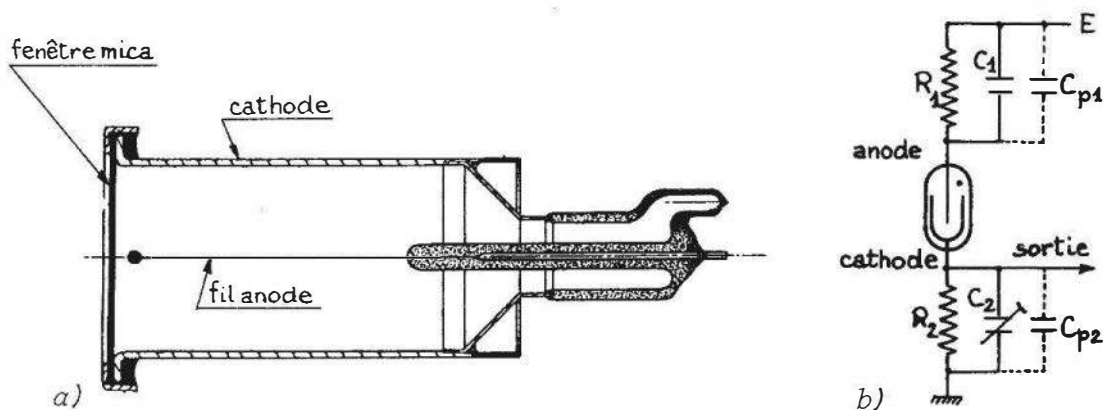


Figure 16.8 – Tube Geiger-Muller : a) exemple de réalisation (Doc. L.M.T.); b) montage électrique.

La résistance d'anode R_1 , outre le rôle de coupure mentionné précédemment, a une fonction de protection. La résistance de mesure est la résistance cathodique R_2 dont la valeur est de 0,1 à 1 $\text{M}\Omega$; l'amplitude de l'impulsion de tension V_2 recueillie à ses bornes est donnée, approximativement, par l'expression :

$$V_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (E - V_s)$$

E étant la tension d'alimentation anodique, V_s la tension seuil de la plage de fonctionnement.

Afin d'éviter la déformation de l'impulsion de mesure qu'entraîne la présence des capacités parasites (C_{p1} , C_{p2}) des électrodes et des câbles de liaison, on constitue un atténuateur compensé. Celui-ci est réalisé au moyen de deux capacités additionnelles C_1 et C_2 dont les valeurs sont choisies de façon que soit satisfaite la condition : $(C_{p1} + C_1)R_1 = (C_{p2} + C_2)R_2$.

Les impulsions délivrées sont caractérisées par :

- un temps de montée court ($\cong \mu\text{s}$),
- une décroissance lente, due au temps nécessaire à l'extinction de la décharge (50 à 150 μs).

On définit ci-dessous les divers intervalles de temps intervenant dans les mesures par comptage d'impulsions (*figure 16.9*).

Temps mort

Durée comptée à partir du début d'une impulsion normale et pendant laquelle le tube est insensible à d'autres événements ionisants ; ordre de grandeur : de 10 à 200 μs selon les tubes.

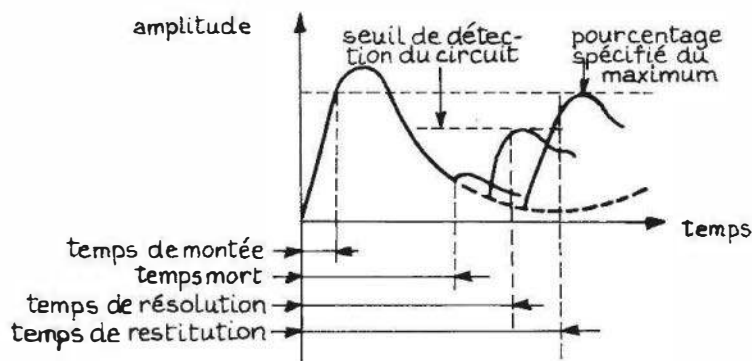


Figure 16.9 – Signaux impulsionnels : définition des temps caractéristiques.

Temps de résolution

C'est l'intervalle de temps minimal entre deux événements ionisants pouvant être distingués.

Temps de restitution

Durée minimale séparant deux événements ionisants délivrant des impulsions d'amplitude normale.

L'efficacité de détection pour les particules α et β est limitée par la transparence de la fenêtre d'entrée, feuille mince ($\cong \text{mg/cm}^2$) d'aluminium ou de mica par exemple ; elle atteint 100 % pour les particules ayant pénétré dans le volume utile.

L'efficacité de détection des photons γ est inférieure à 1 % : les photons sont détectés par l'intermédiaire des électrons qu'ils libèrent dans la paroi du tube et qui, pénétrant dans le volume utile, y provoquent l'avalanche.

Les neutrons thermiques peuvent être détectés en utilisant comme gaz de remplissage $^{10}\text{BF}_3$ ou en déposant sur l'une des électrodes une mince couche de bore.

Exemple de caractéristiques d'un tube G.M. (ZP1410 – fabricant R.T.C.)

- Domaine d'application : particules α , β et γ de 10^{-4} à 3 R/h
- Taux de comptage γ : 320 c.s^{-1} à 10^{-2} R/h (^{60}Co).
- Temps mort maximal : 175 μs .
- Fenêtre en mica : épaisseur $1,5 \text{ mg.cm}^{-2}$.
- Parois en Fe-Cr : épaisseur 910 mg.cm^{-2} .
- Gaz de remplissage : néon-halogène.
- Tension d'alimentation : 575 V.

16.3 Détecteurs à scintillation

Un détecteur à scintillation est formé par l'association d'un scintillateur et d'un photomultiplicateur (§ 5.10.5) (*figure 16.10*).

Le scintillateur est constitué en un matériau qui permet la conversion de l'énergie de la particule incidente en photons lumineux, dont la longueur d'onde se situe généralement entre le bleu et le proche ultraviolet. Ces photons, reçus par la photocathode

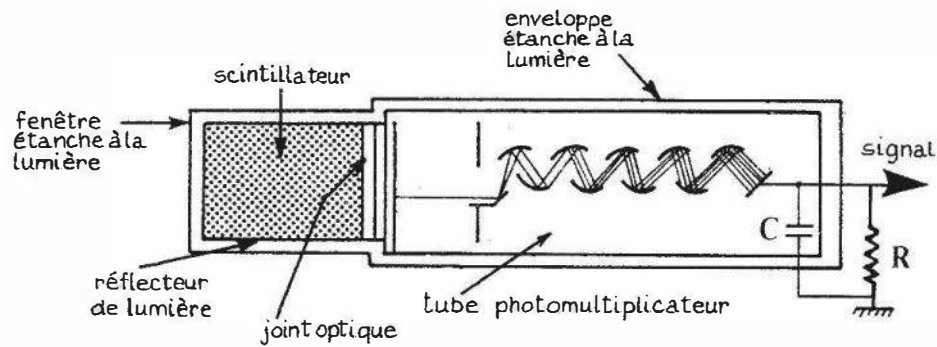


Figure 16.10 – Détecteur à scintillation.

d'un photomultiplicateur y provoquent l'émission d'électrons dont le nombre est ensuite multiplié par l'émission secondaire des dynodes et qui, étant collectés par l'anode, forment le signal électrique de sortie du détecteur à scintillation.

L'émission de lumière du scintillateur par transfert d'énergie d'une particule est un phénomène de fluorescence : l'énergie incidente porte en un état excité des atomes ou des molécules du scintillateur et leur retour à l'état fondamental est accompagné de l'émission de photons.

Pour certaines substances organiques (anthracène, toluène) la luminescence est une propriété moléculaire et apparaît aussi bien en phase solide qu'en solution liquide. Pour les substances inorganiques (sulfure de zinc, iodure de sodium) la luminescence est une propriété du cristal liée à la présence de défauts dits centres activateurs (impuretés, non stœchiométrique).

Pour la détection des particules chargées, on utilise le sulfure de zinc et des matériaux organiques légers, anthracène par exemple.

Les photons γ sont détectés indirectement par la scintillation que provoquent les électrons libérés par effets photoélectrique et Compton dans le matériau du scintillateur (NaI, CsI).

On détecte les neutrons thermiques en mélangeant du bore (^{10}B) à du sulfure de zinc, la scintillation étant alors produite par les particules α émises.

Après excitation par la particule incidente, l'intensité lumineuse I décroît selon une loi de la forme :

$$I = I_0 \exp(-t/\tau)$$

où τ est la constante de temps de fluorescence caractéristique du matériau :

$$\tau \cong 10^{-8} \text{ s pour les substances organiques ,}$$

$$\tau \cong 10^{-5} \text{ à } 10^{-6} \text{ s pour les matériaux inorganiques ,}$$

Le matériau du scintillateur doit évidemment être transparent aux radiations qu'il émet.

L'efficacité intrinsèque r_s du scintillateur est définie par l'expression :

$$r_s = \frac{h\nu}{W_1}$$

où $h\nu$ est l'énergie moyenne des photons émis et W_1 est l'énergie moyenne nécessaire à l'excitation de l'atome émettant le photon : W_1 est, selon les substances, compris entre 10 et 70 eV.

□ **Association du scintillateur et du photomultiplicateur**

Soit une particule incidente transférant l'énergie W au scintillateur : elle provoque l'émission de n_s photons :

$$n_s = \frac{W}{W_1} = r_s \cdot \frac{W}{h\nu}$$

De ces n_s photons, seuls n_k atteignent la photocathode :

$$\frac{n_k}{n_s} = r_o, \quad \text{rendement optique de transmission.}$$

Le rendement optique est amélioré en réduisant les pertes de lumière, d'une part en rendant réfléchissantes les surfaces latérales du scintillateur et d'autre part en assurant la liaison au photomultiplicateur par un « joint optique » dont l'indice de réfraction est intermédiaire entre celui du scintillateur et celui du verre de l'enveloppe du photomultiplicateur ; r_o est de l'ordre de 30 %.

Les n_k photons aboutissant à la cathode y provoquent l'émission de n_e électrons :

$$n_e = \eta_k \cdot n_k$$

η_k étant le rendement quantique de la photocathode, compris selon sa composition entre 10 % et 30 %.

Le gain du photomultiplicateur étant M , le nombre d'électrons n_a recueillis à l'anode est :

$$n_a = M \cdot n_e = M \cdot \eta_k \cdot r_o \cdot r_s \cdot \frac{W}{h\nu}$$

Ainsi, par exemple, pour une particule α de 5 MeV transférant son énergie à un scintillateur en sulfure de zinc, on a :

- $r_s = 28 \%$, $h\nu = 3 \text{ eV}$ ($\lambda = 0,45 \mu\text{m}$), $n_s = 4,7 \cdot 10^5$,
- $r_o = 30 \%$, $n_k = 1,4 \cdot 10^5$,
- $\eta_k = 10 \%$, $n_e = 1,4 \cdot 10^4$,
- $M = 10^6$, $n_a = 1,4 \cdot 10^{10}$.

L'amplitude du signal de sortie est, pour une particule donnée, proportionnelle à sa perte d'énergie ; elle dépend cependant de la nature de la particule. En outre, lorsque la perte d'énergie par unité de longueur est élevée (cas des particules α), les fortes densités de molécules dissociées produites le long du parcours se comportent en impuretés de capture pour la scintillation et de ce fait l'atténuent (*quenching*).

La durée du signal est liée à la durée de vie des états excités des atomes du scintillateur ; comprise entre quelques μs (ZnS) et quelques ns (matériaux organiques), elle est très inférieure à celle des signaux du compteur proportionnel.

Intérêt des détecteurs à scintillation :

- taux de comptage élevé,
- grande efficacité de détection pour le rayonnement γ .

Inconvénient :

contraintes liées à l'utilisation d'un photomultiplicateur.

16.4 Détecteurs semi-conducteurs

La particule reçue par le détecteur y provoque l'ionisation d'atomes du semi-conducteur c'est-à-dire la formation de paires électron-trou. La perte d'énergie W_1 nécessaire à la formation d'une paire est de l'ordre de quelques eV (3,6 eV pour le silicium à 300 K) : elle est donc près de dix fois inférieure à l'énergie W_1 nécessaire pour ioniser une molécule de gaz, d'où, pour une perte d'énergie donnée, création d'un nombre de porteurs dix fois supérieur et un signal de sortie d'autant plus élevé. Afin d'éviter une recombinaison immédiate de l'électron et du trou, ces charges doivent être libérées dans une zone soumise à un champ électrique intense qui en assure la séparation rapide et la collecte : c'est le cas dans la zone de déplétion d'une jonction PN (diode) polarisée en inverse (§ 5.7). La largeur ℓ_d de cette zone est donnée par une expression de la forme :

$$\ell_d \cong \sqrt{\rho \cdot V} \quad (\text{Abaque en Annexe})$$

où ρ est la résistivité du semi-conducteur dans la partie voisine de la jonction, V est la tension inverse appliquée.

L'accroissement du volume utile du détecteur est obtenu par l'élargissement de la zone de déplétion ce qui amène donc,

- d'une part à augmenter la résistivité du matériau dans la région proche de la jonction,
- d'autre part à polariser la jonction sous une tension inverse importante, inférieure cependant à la tension disruptive.

En outre, afin de limiter la perte d'énergie de la particule dans la partie de son parcours qui est en dehors de la zone de déplétion et qui constitue la zone morte, cette dernière doit être très mince afin que la zone de déplétion s'étende jusqu'au voisinage immédiat de la face d'entrée du détecteur.

C'est en particulier à ces deux points : élargissement de la zone de déplétion et réduction de la zone morte que s'attachent les diverses technologies de réalisation.

□ Diode à barrière de surface

La jonction est formée par l'oxydation superficielle de silicium N, la couche d'oxyde étant de type P ; une mince électrode d'or ($\cong 200 \text{ \AA}$) est ensuite déposée (*figure 16.11a*). La zone de déplétion peut s'étendre sur toute l'épaisseur du silicium ($\cong 1 \text{ mm}$) donc sans zone morte ni à l'avant ni à l'arrière.

Application : détection des particules α et β .

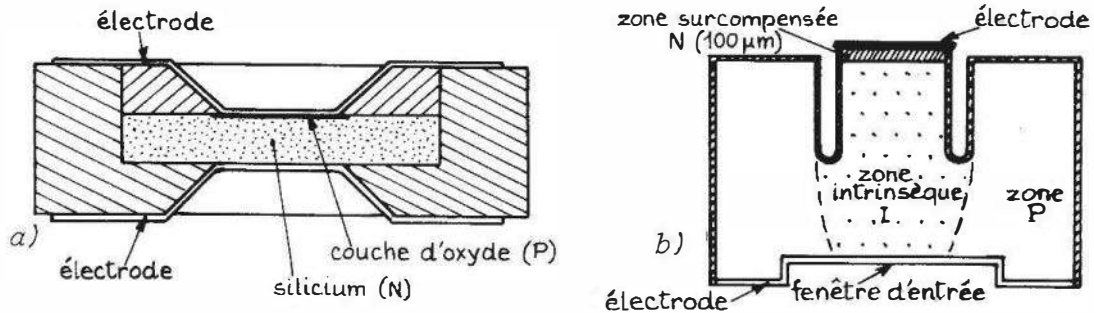


Figure 16.11 – Détecteurs semi-conducteurs : a) diode à barrière de surface ; b) diode au silicium compensé au lithium.

□ **Diode au silicium ou germanium compensé au lithium**

Le détecteur est formé par diffusion thermique et migration sous champ électrique de lithium, atome donneur, dans du silicium ou germanium P dont il neutralise les impuretés acceptrices ($\cong 10^{13}/\text{cm}^3$). Le strict contrôle du processus permet la formation d'une diode à trois régions (*figure 16.11b*) :

- une région de type N où le lithium (N) surcompense le caractère P du semi-conducteur initial ;
- une région de type I, intrinsèque donc de résistivité élevée, où le lithium compense le caractère P initial ;
- une région de type P, non modifiée par le lithium.

Il s'agit donc d'une diode de type PIN. La diode au germanium doit être utilisée uniquement à basse température (77 K) afin d'éviter la précipitation du lithium ; la diode au silicium peut être utilisée jusqu'à 300 K.

Application :

- Si (Li) à 300 K : particules α et β
- Si (Li) et Ge(Li) à 77 K : X et γ .

□ **Diode au germanium de haute pureté (Ge H.P.)**

Le germanium peut être obtenu avec une très faible concentration d'impuretés acceptrices ($\cong 10^{10}/\text{cm}^3$) et donc avec une résistivité élevée ; la région N très mince (0,4 μm) est formée par implantation d'ions donneurs. La zone de déplétion peut s'étendre dans tout le volume de germanium P avec une profondeur de plusieurs cm. Ce type de détecteur est utilisable à la température ambiante.

Application : détection du rayonnement X et γ .

Le schéma électrique équivalent d'une diode de détection de rayonnements nucléaires est semblable à celui de la photodiode (*figure 16.12a*) ; lorsqu'une particule cède son énergie au détecteur, la source de courant délivre l'impulsion $I_d(t)$. La charge correspondante, Q_d , est convertie en une impulsion de tension d'amplitude v_o au moyen d'un amplificateur de charge (§ 10.1.5.3) :

$$v_o = \frac{Q_d}{C_r}$$

C_r étant la capacité de réaction de l'amplificateur (figure 16.12b).

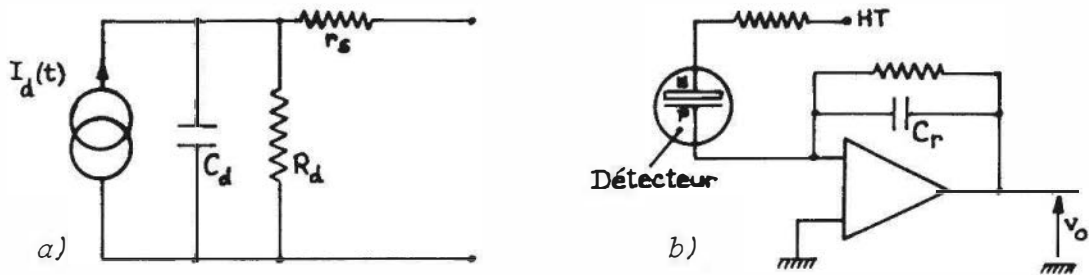


Figure 16.12 – Détecteur semi-conducteur : a) schéma électrique équivalent ; b) amplificateur de charge associé.

La charge Q_d peut être exprimée en fonction d'une part de l'énergie W cédée par la particule au détecteur et d'autre part de l'énergie W_1 nécessaire à la formation d'une paire électron-trou (3,6 eV pour Si à 300 K) :

$$Q_d = \frac{W}{W_1} \cdot q_e \quad (q_e : 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ C})$$

d'où :

$$v_o = \frac{W}{W_1 C_r} \cdot q_e$$

Numériquement, dans le cas d'un détecteur au silicium et pour $C_r = 10^{-12} \text{ F}$, on a :

$$\frac{v_o}{W} = 44 \text{ mV/MeV.}$$

Intérêt des détecteurs semi-conducteurs :

- encombrement réduit, robustesse ;
- linéarité, le signal étant proportionnel à l'énergie reçue ;
- rapidité, le temps de réponse pouvant être de l'ordre de 10^{-9} s .

Bibliographie

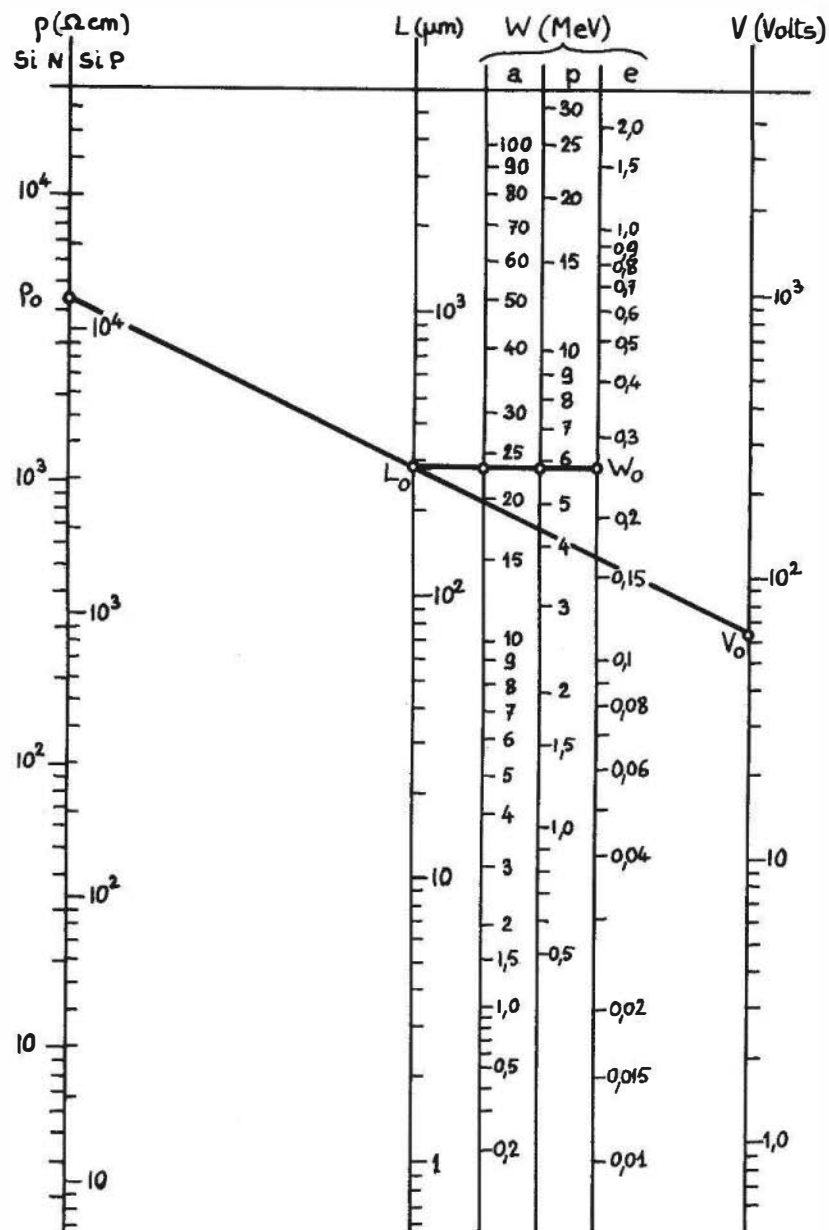
■ Ouvrages

- Blanc D., *Les rayonnements ionisants : détection, dosimétrie, spectrométrie*, Paris, Masson, 1997.
- Blanc D., *Physique nucléaire : particules*, Paris, Masson, 1995.
- Fisher C., *Les radioéléments et leurs utilisations*, Paris, Eyrolles, 1980.
- Knoll G.F., *Radiation Detection and Measurement*, New York, John Wiley & Sons, 2000.
- Leo W.R., *Techniques for Nuclear and Particle Physics Experiment. A how-to approach*, Berlin, Springer, 1994.

■ Périodiques

- Han J. et al., « Microfabricated high energy particle detector », *Sensors and Actuators A*, 54, 1996, p. 594.
- Johansen G., Abro E., « A new CdZnTe detector system for low energy gamma ray measurement », *Sensors and Actuators A*, 54, 1996, p. 493.
- Sellin P., « Recent advances in compound semiconductor radiation detectors », *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A*, 513, 2003, p. 332.
- Turala M., « Silicon tracking detectors-historical overview », *Nuclear Instruments and Methods in Physics Research, A*, 541, 2005, p. 1.
- « Rayonnements ionisants », *Numéro spécial du Bulletin d'information du BNM*, N° 37, 1979.

Annexe : abaque pour la détermination des paramètres des détecteurs au silicium



Pour une particule chargée (a : α ; p : proton ; e : électron) d'énergie W_0 donnée, un segment horizontal détermine la largeur L_0 de la zone de déplétion nécessaire pour arrêter la particule. La résistivité ρ_0 du silicium de la diode étant connue, le prolongement du segment $L_0\rho_0$ coupe l'axe des tensions en V_0 , qui est la valeur de la polarisation à employer. [D'après J.L. Blankenship, IEEE Trans. Nucl. Sci. NS7 (2 - 3), 190 - 195 (1960)].

17 • CAPTEURS D'HUMIDITÉ

L'humidité de l'air et des gaz en général est susceptible d'avoir des répercussions importantes sur un certain nombre de processus physico-chimiques ou biologiques. C'est pourquoi sa mesure s'est imposée dans nombre d'installations pour des raisons qui peuvent être classées selon un certain nombre de rubriques examinées ci-après.

□ Le conditionnement d'air

L'humidité de l'air est l'un des paramètres à contrôler pour l'obtention des conditions de confort dans un local climatisé : *la norme américaine ASHRAE 55-1992 recommande de maintenir l'humidité relative dans une plage comprise entre 30 % et 60 %*. Une valeur inférieure peut provoquer une irritation de l'appareil respiratoire, une valeur supérieure conduit à une atténuation néfaste de la transpiration.

Cette exigence n'est toutefois pas très contraignante mais si l'on s'intéresse à la consommation d'énergie, il est important de veiller à une bonne régulation.

□ Les applications industrielles

Dans l'industrie alimentaire, l'humidité de l'air est un paramètre essentiel pour la conservation des produits : la température est en général voisine de 0 °C et l'humidité relative très élevée, entre 85 et 90 %. Dans tous les cas cette valeur doit rester très stable, car une dérive vers une valeur supérieure peut conduire à des moisissures, alors qu'une dérive vers une valeur inférieure conduit à une perte de poids par évaporation.

Dans l'industrie textile, les variations d'humidité modifient les caractéristiques des fils, comme la tension mécanique par exemple, ce qui peut modifier le comportement des machines ; une humidité relative trop faible peut également provoquer des décharges d'électricité statique dues aux frottements des fils. On a donc besoin de contrôler l'humidité relative avec un capteur relativement sensible et stable dans le temps.

Pour le séchage industriel, le contrôle du bon déroulement du processus doit se faire au moyen d'un humidimètre pour déterminer la teneur en eau du produit. Mais dans les séchoirs à air chaud, le réglage des conditions de sortie de l'air est très important pour le bilan énergétique de l'installation. Pour diminuer la consommation d'énergie, il est nécessaire d'optimiser la capacité de l'air à provoquer l'évaporation de l'eau et à permettre son élimination : une humidité trop élevée est néfaste pour le déroulement du séchage, une humidité trop faible est le signe que l'air a été mal utilisé. Les mesures d'humidité ont un impact économique très fort ; elles nécessitent un soin particulier à cause de la température de l'air en général élevée et la présence fréquente de poussières qui peuvent endommager les capteurs.

□ **Le comportement des échangeurs thermiques**

Certains types d'échangeurs thermiques font intervenir des transferts de masse par évaporation d'eau (tours de refroidissement, laveurs d'air) ou par condensation de vapeur d'eau (batteries froides, évaporateur de climatiseur ou de pompe à chaleur). Ces transferts dépendent étroitement de l'humidité de l'air, qu'il est donc nécessaire de mesurer, soit pour établir les caractéristiques thermiques de l'appareil, soit pour un contrôle sur site. La grandeur utile est la température humide pour le cas des échangeurs par évaporation, et la température de rosée pour ceux dans lesquels intervient une condensation de la vapeur d'eau.

17.1 Principales définitions relatives à l'air humide

Les définitions et les notations employées, sont conformes aux documents officiels qui ont été rédigés sur le sujet, et en particulier à la norme AFNOR NF X 15-110, relative à la mesure de l'humidité de l'air : « Paramètres hygrométriques ».

□ **Air sec**

L'air sec est un mélange de gaz contenant principalement de l'azote, de l'oxygène, de l'argon, du gaz carbonique et, en faibles quantités, un certain nombre d'autres gaz (néon, hélium, krypton, hydrogène, etc.). Les proportions de ces différents gaz, tout en variant légèrement en fonction du temps et du lieu, peuvent être considérées en première approximation comme constantes (air de référence).

□ **Air humide**

L'air humide est un mélange en proportions variables d'air sec et de vapeur d'eau. Il est à noter que la vapeur d'eau étant de l'eau à l'état gazeux, la présence d'eau sous forme liquide en suspension (brouillard) n'intervient pas dans la notion d'air humide et n'entre pas dans le cadre de ce document ; la présence d'eau en suspension peut même constituer un élément perturbateur pour les mesures d'humidité.

□ **Air saturé**

L'air saturé correspond à un air humide, à une température et à une pression données, dont la quantité de vapeur d'eau est telle que toute quantité d'eau supplémentaire ne peut apparaître que sous forme liquide ou solide.

□ **Rapport de mélange (r)**

C'est le rapport de la masse de vapeur d'eau m_v à la masse d'air sec m_a avec laquelle la vapeur est associée dans l'air humide :

$$r = \frac{m_v}{m_a}.$$

Ce rapport est un nombre sans dimension, il s'exprime en kg de vapeur d'eau par kg d'air sec.

□ **Pression de vapeur saturante en phase pure (e_w , e_i)**

C'est la pression de vapeur dans un état d'équilibre indifférent avec une surface plane d'eau liquide (e_w , l'indice w correspondant à *water*) ou de glace (e_i , l'indice i correspondant à *ice*) à la même température et à la même pression. En d'autres termes, c'est la valeur maximale que peut atteindre la pression partielle de la vapeur à cette température. Au-delà de cette valeur, il y a condensation. Les pressions de vapeur saturante e_w et e_i s'expriment généralement en Pascal et ne dépendent que de la température.

Les tableaux en Annexe présentent l'évolution de la pression de vapeur saturante en fonction de la température

□ **Pression de vapeur saturante dans l'air humide ; facteur d'augmentation (f_w , f_i)**

Dans l'air humide, qui est un mélange de gaz, la présence de l'air sec modifie légèrement le comportement de la vapeur ; à l'état de saturation, la pression partielle de la vapeur, notée e'_w , n'est donc pas égale à la valeur e_w définie au paragraphe précédent, et qui concerne la phase vapeur pure. Le rapport entre les deux est une fonction de la température et de la pression, $f(p, T)$, appelée facteur d'augmentation (en anglais : *enhancement factor*). Cette grandeur exprime le fait que le mélange d'air sec et de vapeur d'eau ne se comporte pas comme un mélange de gaz parfaits.

Dans le cas de la saturation au-dessus de l'eau, on écrit :

$$e'_w(p, T) = f_w(p, T) \cdot e_w(T).$$

On définit de même un coefficient f_i dans le cas de la saturation au-dessus de la glace :

$$e'_i(p, T) = f_i(p, T) \cdot e_i(T).$$

Ces coefficients f_w et f_i sont très voisins de 1 dans les conditions normales. En effet, leur valeur varie très peu lorsque la pression reste voisine de la pression atmosphérique (entre 1,004 et 1,006). En revanche, aux pressions élevées, la correction due au coefficient f devient rapidement importante : environ 3 % à 1 MPa (10 bars) et 30 % à 10 MPa (100 bars).

□ **Pression partielle de vapeur d'eau (e')**

Dans un mélange de gaz parfaits, la pression totale est la somme des pressions partielles des constituants du mélange (relation de DALTON). En considérant l'air humide comme le mélange d'air sec et de vapeur d'eau, et en supposant que ces deux gaz suivent le comportement de gaz parfaits, on peut écrire que la pression totale de l'air humide est la somme de la pression partielle de la vapeur d'eau (e') et de la pression partielle de l'air sec (p_a) :

$$p = p_a + e'.$$

□ **Température de rosée : T_d (K) ou θ_d (°C) et température de gelée : T_f (K) ou θ_f (°C)**

Lorsque l'on refroidit l'air humide en maintenant le rapport de mélange constant, on atteint l'état de saturation pour une température appelée *température de rosée* (T_d ,

d comme *dew*, rosée en anglais) lorsque celle-ci est supérieure à $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ ou *température de gelée* (T_f , f comme *frost*, gelée en anglais) lorsqu'elle est inférieure à $0\text{ }^{\circ}\text{C}$.

La température de rosée ou de gelée est la température pour laquelle la pression de vapeur saturante est égale à la pression partielle de la vapeur dans l'air humide.

Cette pression partielle a donc pour expression :

– dans le cas de la température de rosée : $e' = e'_w(p, T_d) = f_w(p, T_d) \cdot e_w(T_d)$

– dans le cas de la température de gelée : $e' = e'_i(p, T_f) = f_i(p, T_f) \cdot e_i(T_f)$

Dans ces relations, T_d et T_f s'expriment en Kelvin. Dans la pratique on utilise souvent les degrés Celsius, et il convient alors d'employer les symboles θ_d et θ_f .

□ Humidité relative de l'air humide (U_w , hr ou rh)

L'humidité relative est définie comme le rapport entre la pression partielle de vapeur d'eau e' et la pression de vapeur saturante d'un air humide saturé à la même pression et à la même température.

On définit ainsi l'humidité relative par rapport à l'eau (U_w) :

$$U_w = 100 \left(\frac{e'}{e'_w} \right)_{p,T} = 100 \frac{e'_w(p, T_d)}{e'_w(p, T)}$$

□ Température humide T_w (K) ou θ_w ($^{\circ}\text{C}$)

La température humide (T_w) est définie comme la température d'équilibre d'une masse d'eau s'évaporant dans l'air humide, dans le cas où la chaleur nécessaire à l'évaporation n'est prélevée que sur l'air humide.

Pratiquement, c'est la température indiquée par le thermomètre humide d'un psychromètre à aspiration fonctionnant de manière idéale.

□ Relation entre le rapport de mélange et la température de rosée

Des diverses relations données précédemment, on déduit :

$$r = \delta e' / (p - e')$$

avec : $\delta = M_v / M_a = 0,62198$, M_v et M_a étant respectivement les masses molaires de la vapeur d'eau et de l'air sec. Pour un gaz autre que l'air, on remplace la masse molaire M_a de l'air sec par la masse molaire du gaz considéré ;

e' est lié directement à la température de rosée par la relation : $e' = e'_w(T_d, p)$.

□ Relation entre l'humidité relative, la température de rosée et la température sèche

L'humidité relative U_w peut s'exprimer de la manière suivante :

$$U_w = \frac{e'_w(T_d, p)}{e'_w(T, p)} 100.$$

La température de rosée s'exprime donc en fonction de l'humidité relative par la relation :

$$e'_w(T_d, p) = e'_w(T, p) \frac{U_w}{100}.$$

Elle pourra être déterminée à partir des tables ou par itérations successives, la relation de pression de vapeur en fonction de la température étant difficile à inverser.

□ **Relation entre la température humide et la température de rosée**

La température humide et la température de rosée sont liées par les relations suivantes :

$$e'_w(T_d, p) = e'_w(T_w, p) - Ap(T - T_w)$$

avec :

$$A = \frac{Cp_a}{\delta} \frac{p - e'_w(T_w, p)}{L_w}$$

où Cp_a est la capacité thermique massique à pression constante de l'air sec, égale à $1,006 \text{ kJ.kg}^{-1}.\text{°C}^{-1}$.

L_w est la chaleur latente de vaporisation de l'eau à la température humide T_w .

17.2 Les hygromètres

17.2.1 Présentation générale

La mesure de l'humidité des gaz peut être effectuée par des capteurs faisant appel à une grande diversité de paramètres. Cette diversité est liée à celle des phénomènes physiques dans lesquels la vapeur d'eau joue un rôle, chacun d'eux conduisant à des modes de caractérisation et à des moyens de mesure spécifiques de l'humidité.

Par exemple, pour les phénomènes d'évaporation de l'eau dans l'air, et en particulier pour des échangeurs par évaporation comme les tours de refroidissement ou les laveurs d'air, le paramètre important est la température humide ; l'appareil associé à cette grandeur est le psychromètre, qui a pendant longtemps été considéré comme l'hygromètre de référence, jusqu'à ce qu'il soit remplacé par l'hygromètre à condensation.

Pour tous les phénomènes mettant en jeu l'équilibre d'un corps hygroscopique en présence de vapeur d'eau, le paramètre important est l'humidité relative, et plusieurs appareils sont associés à cette grandeur. L'hygromètre mécanique ou « à cheveux » a été, pendant longtemps le plus couramment utilisé ; il a, lui aussi, été remplacé par les hygromètres à variation d'impédance. Il reste néanmoins utilisé, plutôt comme indicateur d'humidité (hygroscopie) que comme hygromètre.

Dans d'autres cas, l'utilisateur doit éviter le risque de condensation de vapeur d'eau, pour des problèmes de corrosion ou de conservation de produits. Dans ce cas, le paramètre important est la température de rosée. Il existe plusieurs hygromètres permettant de mesurer ou de déterminer cette grandeur.

17.2.2 Les différents types d'hygromètres

On peut distinguer deux familles d'hygromètres :

- ceux qui reposent sur un principe physique permettant de déterminer directement l'humidité ; c'est le cas de l'hygromètre à condensation, du psychromètre, de l'hygromètre électrolytique et de l'hygromètre à sorption ;

- ceux dont le principe est basé sur la mesure d'une propriété d'un corps liée à l'humidité : c'est le cas des hygromètres à variation d'impédance.

Ces différents types d'hygromètres donnent, suivant leur principe, accès à l'un des paramètres de l'air humide décrits dans le paragraphe 17.1. Ces paramètres et les hygromètres adaptés à leur mesure sont les suivants :

- **température de rosée**, T_d (°C), déterminée par les hygromètres à condensation, à sorption, à oxyde d'aluminium et électrolytique ;
- **température humide**, T_w (°C), mesurée par les psychromètres ;
- **humidité relative**, U (%), connue au moyen des hygromètres à variation de résistance et de capacité.

Il est difficile de comparer les divers types d'hygromètres, car ils ne donnent pas tous accès au même paramètre de l'air humide.

Lorsque l'on compare les résultats de mesure de deux hygromètres de type différent on peut se trouver amené à passer d'une grandeur caractéristique à une autre. Par exemple, dans le cas d'un hygromètre à variation de résistance et d'un hygromètre à condensation, on peut comparer l'humidité relative qu'indique le premier à sa valeur calculée à partir de la température de rosée et de la température sèche connues au moyen du second. Pour apprécier la qualité métrologique de la comparaison il faut savoir qu'une erreur ΔT_d sur la température de rosée conduit, sur l'humidité relative à une erreur ΔU qui varie suivant les valeurs de T_d et U par suite de la forme de la courbe de saturation. C'est en fait la valeur de la pente $(dU/dT_d)_{T=cst}$ qui relie les indéterminations sur ces deux grandeurs ; ainsi par exemple, pour une température de 10 °C, une erreur de 1 °C sur T_d conduit à une erreur de 3 % sur U pour $T_d = -5$ °C et de 5 % pour $T_d = +5$ °C.

Avant de choisir un hygromètre, il est donc important de connaître le paramètre particulier que l'on désire mesurer ou déterminer afin d'opter pour l'appareil qui permettra sa détermination avec l'incertitude minimale, en adéquation avec les besoins.

17.3 Hygromètre à condensation

17.3.1 Principe de la mesure et constitution de l'hygromètre

On refroidit graduellement un corps dont on peut à chaque instant mesurer la température, jusqu'à ce qu'il y ait formation d'un dépôt de rosée ou de gelée sur la surface ; on stabilise alors le refroidissement de façon à maintenir un état d'équilibre entre l'air et le dépôt de rosée ou de gelée. La température mesurée alors est le point de rosée, T_d ou de gelée T_f . C'est à partir de ce point de rosée ou de gelée qu'est déterminée la tension de vapeur dans l'air humide.

Les hygromètres à point de rosée ne sont devenus fiables et sûrs que lorsqu'ils ont été automatisés. La *figure 17.1* montre le schéma de principe d'un hygromètre automatique à condensation.

Les éléments essentiels sont : le miroir et le système de régulation de sa température, le capteur de température du miroir (résistance de platine ou thermocouple), la source du faisceau lumineux et le détecteur optique.

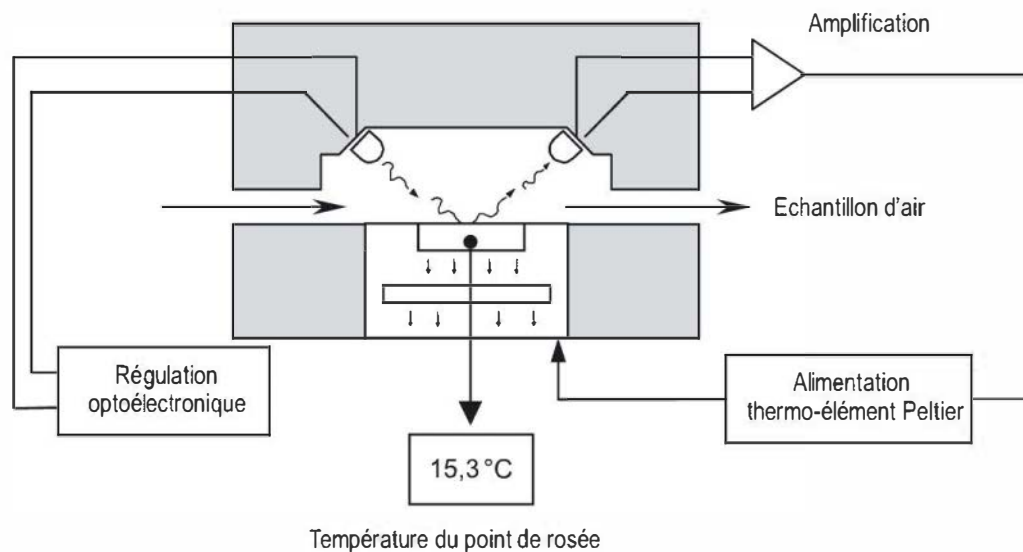


Figure 17.1 – Hygromètre à condensation : schéma de principe.

La source de lumière éclaire le miroir métallique de façon que le détecteur ne soit pas impressionné en l'absence de condensât. La régulation provoque alors le refroidissement du miroir (effet Peltier, groupe frigorifique, carboglace, azote liquide, etc.) jusqu'à l'apparition de la condensation. Lorsqu'apparaît une couche de rosée ou de givre, la lumière diffusée atteint le détecteur qui, par l'intermédiaire de la régulation, commande le réchauffage du miroir. La température remontant, la rosée disparaît et donc la lumière diffusée, ce qui entraîne à nouveau le refroidissement du miroir. Grâce à un réglage adéquat, on peut obtenir une épaisseur fixe de condensât et arriver ainsi à un état d'équilibre entre la vapeur et son condensât. Le capteur de température placé derrière le miroir permet alors de connaître la température de celui-ci.

17.3.2 Grandeurs d'influence

□ Gradients de température, fuites thermiques

La température de rosée correspondant à la définition théorique est celle de l'interface air/eau. Il existe un gradient de température entre cette surface et le capteur de température qui est fixé derrière le miroir. Une erreur supplémentaire est introduite par la conduction thermique des fils de la sonde, et par l'auto-échauffement de la sonde dans le cas d'une résistance de platine. Il faut cependant remarquer qu'il s'agit d'erreurs systématiques, dont on peut tenir compte par un étalonnage de l'hygromètre.

□ Point de rosée et point de gelée

Pour des points de rosée inférieurs à 0 °C , l'eau peut se trouver, soit sous forme de glace, soit sous forme de liquide surfondu. On a donc, pour un même rapport de mélange, deux équilibres possibles, correspondant à des pressions partielles d'équilibre différentes ; dans ce cas, pour un rapport de mélange donné, la température de

rosée ainsi que la température de gelée peuvent être différentes, et la différence peut ne pas être négligeable.

Paradoxalement, c'est lorsque le dépôt contient des impuretés que ce phénomène est inexistant ; différents moyens permettent de l'éviter : vibrations imposées au miroir, refroidissement à une température très basse de façon à être sûr d'être en phase solide puis remontée à la température de gelée.

La transformation eau/glace ne se fait pas obligatoirement aux alentours de 0 °C. Certains appareils peuvent fonctionner en eau surfondue à des températures inférieures à - 10 °C. Certains hygromètres sont équipés d'une visualisation optique du miroir quelle que soit la température de rosée.

□ Dérive du système de détection

Le détecteur et l'électronique associée sont extrêmement sensibles ; il faut régulièrement effectuer un tarage des hygromètres pour compenser :

- une éventuelle dérive du système de détection, et de l'électronique associée ;
- la présence d'impuretés à la surface du miroir qui diffusent la lumière ;
- l'apparition de défauts de surface du miroir (rayures dues au nettoyage...).

Le tarage consiste à faire évaporer la totalité de la rosée ou de la gelée, et à provoquer une compensation automatique du changement de réflectance du miroir. Ce changement est dû généralement à un encrassement du miroir.

17.3.3 Caractéristiques métrologiques

Les caractéristiques métrologiques données par les constructeurs dépendent du type d'appareil utilisé :

- pour certains modèles utilisés dans l'industrie, l'erreur de justesse est comprise entre $\pm 0,5$ °C et ± 1 °C ;
- les modèles de laboratoire présentent des erreurs de justesse de l'ordre de $\pm 0,2$ °C à $\pm 0,5$ °C ;
- les appareils de référence de certains laboratoires d'étalonnage peuvent atteindre une incertitude de mesure de l'ordre de $\pm 0,1$ °C, après étalonnage auprès d'un laboratoire accrédité par la chaîne métrologique nationale ;
- le temps de réponse de l'appareil lui-même est généralement faible devant le temps de réponse du système de prélèvement. Pour les points de rosée supérieurs à 0 °C, le temps de réponse est de quelques minutes. À - 80 °C, il est d'environ 3 h avec un débit de 10 l/h pour former une couche de givre de 0,3 μm d'épaisseur, ce qui donne un ordre de grandeur du temps de réponse. Certains modèles d'hygromètres utilisent un tube à perméation, inséré périodiquement dans le circuit de prélèvement, pour accélérer le temps de mise en équilibre du givre sur le miroir.

17.4 Hygromètre à sorption

17.4.1 Principe de la mesure

La mesure de l'humidité au moyen de ce type d'hygromètre repose sur deux phénomènes :

1) La pression de vapeur au-dessus d'une solution saline saturée est inférieure à la tension de vapeur au-dessus de l'eau (*figure 17.2*), à même température.

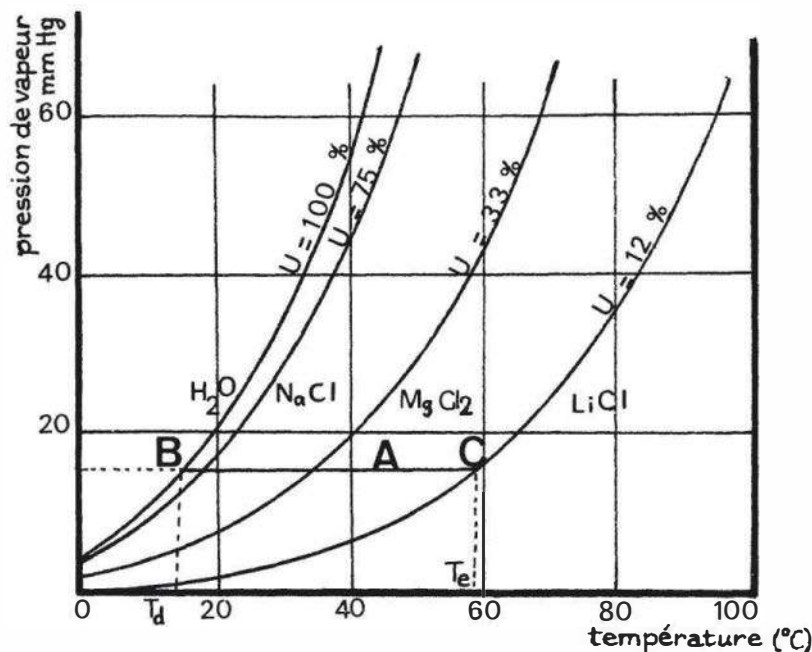


Figure 17.2 – Courbes pression de vapeur en fonction de la température pour trois solutions salines saturées.

Soit un point A du diagramme auquel correspond une certaine pression de vapeur. Il faudrait refroidir une masse d'eau à la température T_d (température de rosée) pour que règne au-dessus d'elle, une pression de vapeur saturante $e'_w(p, T_d)$ (eau, T_d) égale à e' (A). Il faudrait par contre chauffer une solution saturée de chlorure de lithium à une température d'équilibre T_e pour que règne au-dessus d'elle la pression de vapeur saturante $e'_w(p, T_e)$ (LiCl, T_e) égale à e' (A) :

$$e' (A) = e'_w(p, T_d) (\text{eau}, T_d) = e'_w(p, T_e) (\text{LiCl}, T_e).$$

2) La conductibilité électrique d'un sel cristallisé est très nettement inférieure à celle d'une solution du même sel, dans un rapport 10^{-3} à 10^{-4} . Ce phénomène permet de réaliser de façon simple le chauffage de la solution et la régulation de la puissance de chauffage.

Le principe de fonctionnement d'un hygromètre à sorption consiste à chauffer une solution saline saturée jusqu'à ce que la pression de vapeur saturante au-dessus de la solution soit égale à la pression de vapeur qui règne dans l'air ambiant. La connaissance de cette température permet de connaître la pression de vapeur et donc la température de rosée.

On a donc choisi des solutions salines saturées pour lesquelles, la tension de vapeur soit la plus faible possible à une température donnée. Pratiquement, le seul sel employé est le chlorure de lithium. La courbe de pression de vapeur correspond approximativement à la courbe d'humidité relative à 12 % (*tableau 17.1*). Le domaine du diagramme de l'air humide théoriquement exploitable est compris entre cette courbe et la courbe de saturation. On voit donc *figure 17.2* l'intérêt du chlorure de lithium par rapport aux autres sels.

Tableau 17.1 – Pression de vapeur en équilibre au-dessus de l'eau et au-dessus d'une solution saturée de chlorure de lithium pour différentes températures. (d'après Acheson – ouvrage cité en Bibliographie).

Température de la solution T (°C)	Pression de vapeur au-dessus de l'eau $e'_w(p, T_d)$ (eau, T) en Pa	Pression de vapeur au-dessus de LiCl $e'_w(p, T_d)$ (LiCl, T) en Pa	Humidité relative $U = \frac{e'_w(\text{LiCl}, T)}{e'_w(\text{eau}, T)}$ (%)
5	872,469	119,2	13,7
10	1 227,94	157,6	12,8
15	1 705,32	203,6	11,9
20	2 338,54	260,6	11,1
25	3 168,74	353,2	11,1
30	4 245,20	473,9	11,2
35	5 626,45	628,7	11,2
40	7 381,27	823,6	11,2
45	9 589,84	1 066,1	11,1
50	12 344,78	1 364,6	11,1
55	15 752,26	1 727,5	11,0
60	19 933,09	2 163,4	10,9
65	25 023,74	2 681,1	10,7

Exemple

Pour une pression de vapeur de 2 163 Pa, la température de rosée est de 18,8 °C (équilibre au-dessus de l'eau) mais la température d'équilibre d'une solution saturée de chlorure de lithium avec cette même vapeur, est de 60 °C. On établit ainsi, à l'aide du *tableau 17.1* une correspondance entre température de rosée et température d'équilibre de la solution.

17.4.2 Réalisation et fonctionnement d'une sonde à sorption au chlorure de lithium

Le capteur est constitué d'un tube recouvert d'un tissu imprégné d'une solution de chlorure de lithium, et sur lequel sont enroulées deux électrodes en un métal

qui résiste à la corrosion. On applique aux électrodes une tension alternative faisant passer dans la solution un courant qui l'échauffe et provoque l'évaporation de l'eau. Lorsque toute l'eau est évaporée, le courant qui passe entre les électrodes est fortement diminué car la conductibilité du sel solide de chlorure de lithium est beaucoup plus faible que celle de la solution : la température du capteur baisse donc. Simultanément, le chlorure de lithium qui est très hydrophile fixe à nouveau de la vapeur d'eau, ce qui augmente l'intensité du courant et la température du capteur. On arrive ainsi à un équilibre entre le sel solide de chlorure de lithium et sa solution ; d'après le principe énoncé plus haut, cet équilibre a lieu pour une température directement liée à la pression de vapeur, donc aussi à la température de rosée : c'est donc cette température qui est déterminée. Dans ce système l'élément régulateur est le chlorure de lithium lui-même. Un exemple de réalisation est représenté *figure 17.3*.

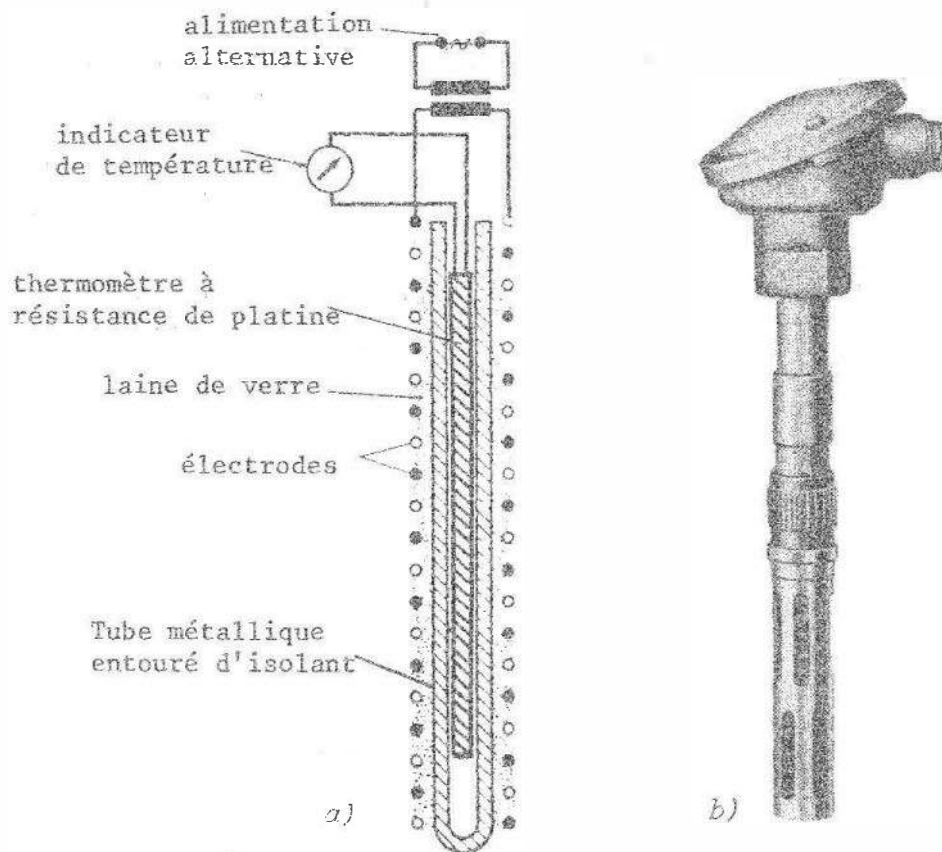


Figure 17.3 – Sonde au chlorure de lithium : a) coupe schématique (Doc. Siemens); b) présentation extérieure (Doc. Weiss Technik).

Certains hygromètres à LiCl sont équipés d'une alimentation à courant constant permettant de traduire la variation de la résistance du capteur d'humidité en une variation de tension qui est amplifiée, puis linéarisée au moyen d'un conditionneur qui délivre la valeur de l'humidité absolue : *figure 17.4*.

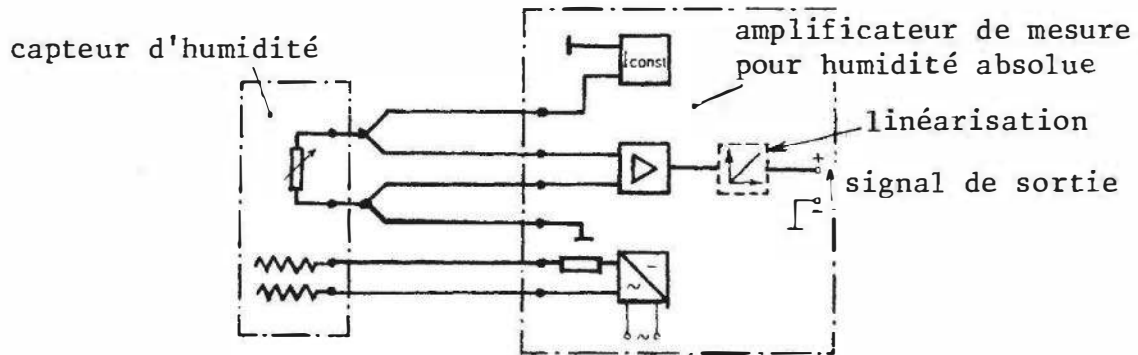


Figure 17.4 – Sonde au chlorure de lithium : schéma de conditionneur associé (Doc. Siemens).

17.4.3 Grandeurs d'influence

□ La vitesse d'écoulement d'air

Une vitesse d'air trop importante sur une sonde à chlorure de lithium provoque un refroidissement important de la sonde, et donc une erreur systématique. Il faut donc, soit travailler en air parfaitement calme, ce qui est rarement possible, soit effectuer un prélèvement, soit encore entourer le capteur de gaines de protection, qui ont l'inconvénient d'augmenter le temps de réponse.

□ La température de l'air

Si la température d'air est telle que l'humidité relative autour de la sonde est inférieure à 12 %, la température de la sonde sera celle de l'air ambiant. En pratique, la limite se situe autour de 15 % et même de 20 %, car la sonde dégageant de la chaleur, la température de la couche d'air au voisinage de la sonde est supérieure à la température de l'air ambiant.

□ La qualité de l'air analysé

La présence de gouttelettes d'eau dans l'air, risque de provoquer un court-circuit entre les spires, et par là, de détruire la sonde. Les poussières non-conductrices ne gênent pas la mesure, mais les dépôts de poussières conductrices (traces de SO_2 , SO_3 , NH_3 ...) faussent les mesures. Une sonde utilisée en air sale devra être souvent régénérée.

On donne ci-dessous un aperçu des gaz corrosifs et non corrosifs pour les capteurs en chlorure de lithium :

- *Gaz corrosifs* : trioxyde de soufre, dioxyde de soufre très concentré, vapeurs d'acide sulfurique, ammoniac, gaz carbonique très concentré, hydrogène sulfuré, gaz avec hydrocarbures lourds condensables.
- *Gaz non corrosifs* : oxygène, gaz rares, azote, hydrogène, gaz cyanhydrique, gaz naturel, gaz de ville.

17.4.4 Caractéristiques métrologiques

Les sondes à chlorure de lithium sont des hygromètres qui mesurent la température de rosée avec une bonne qualité métrologique. La température d'équilibre s'obtient en chauffant la sonde au lieu de la refroidir ; cela leur donne un avantage apparent par rapport aux hygromètres à condensation du point de vue prix.

La fidélité d'une sonde à chlorure de lithium peut être meilleure que $\pm 0,5 \text{ }^\circ\text{C}$ lorsqu'elle est utilisée dans de bonnes conditions et dans un domaine de mesure restreint.

L'erreur de justesse dépend de celle de la sonde de température placée à l'intérieur du capteur, de la construction de la sonde, et de son mode d'utilisation.

Si le capteur est étalonné, la plupart des constructeurs annoncent une erreur de justesse de l'ordre $\pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$, pour une vitesse d'écoulement d'air inférieure à $0,5 \text{ m/s}$. Cependant, dans les domaines de transition entre formes cristallines de LiCl , la qualité métrologique est fortement dégradée.

Les sondes à chlorure de lithium sont souvent installées pour des mesures dans des conditions industrielles, et faute de bien connaître les facteurs d'influence, elles ne sont donc pas souvent utilisées correctement. Avec un étalonnage, un entretien soigné, et des précautions d'emploi bien respectées, (notamment pour la vitesse d'air) on peut atteindre une incertitude de quelques dixièmes de degrés sur la température de rosée.

Le temps de réponse de ce type de capteur est relativement important, de l'ordre de plusieurs minutes.

Remarque : La température d'équilibre de la sonde peut évoluer entre $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ et $+120 \text{ }^\circ\text{C}$, ce qui correspond à des températures de rosée de $-40 \text{ }^\circ\text{C}$ à $+65 \text{ }^\circ\text{C}$, mais des limitations interviennent, qui sont dues aux différents hydrates de chlorure de lithium, qui apparaissent au fur et à mesure que diminue la température de rosée. Aux points de transition peuvent apparaître des hydrates métastables auxquels correspondent des courbes de pression de vapeur différentes. Il s'agit d'un phénomène de surfusion, qui apparaît lorsqu'on refroidit lentement de l'eau pure en dessous de la température de $0 \text{ }^\circ\text{C}$.

Les capteurs étant utilisés en général de $-10 \text{ }^\circ\text{C}$ à $+60 \text{ }^\circ\text{C}$ de température de rosée, les phénomènes décrits précédemment peuvent entraîner des erreurs de justesse différentes selon le domaine de mesure :

Pour : $-10 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_d \leq 34 \text{ }^\circ\text{C}$

et $41 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_d \leq 65 \text{ }^\circ\text{C}$ erreur de justesse sur T_d de l'ordre de $\pm 1 \text{ }^\circ\text{C}$;

Pour : $34 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_d \leq 41 \text{ }^\circ\text{C}$ erreur de justesse sur T_d de l'ordre de $\pm 2 \text{ }^\circ\text{C}$.

17.5 Hygromètres à variation d'impédance pour la mesure de l'humidité relative

On désigne par hygromètre à variation d'impédance les instruments équipés d'un élément sensible constitué d'une substance hygroscopique dont on mesure les

variations de propriété électrique (résistance ou capacité) en fonction de l'humidité ambiante.

Les corps hygroscopiques ont la propriété de voir leur teneur en eau varier en fonction de l'humidité relative de l'air avec lequel ils sont en équilibre. La réalisation de capteurs d'humidité suivant ce principe nécessite la mise en œuvre de substances hygroscopiques pour lesquelles la courbe de variation des propriétés électriques en fonction de la teneur en eau (et de l'humidité relative) possède les qualités requises pour un instrument de mesure, à savoir : stabilité dans le temps, réversibilité, linéarité, etc.

Parmi les hygromètres de ce type, on peut distinguer deux familles : les hygromètres résistifs et les hygromètres capacitifs. Les principes sont proches, par contre, leurs caractéristiques sont généralement différentes.

17.5.1 Hygromètre résistif

□ Principe de fonctionnement

On distingue principalement deux modes de conduction électrique : de masse ou de surface.

Une faible quantité de substance hygroscopique est placée entre deux électrodes en platine situées sur une plaquette de quartz. Lorsque cette substance est en équilibre avec la vapeur d'eau contenue dans l'air ambiant, sa teneur en eau, et donc son impédance prend une valeur qui est directement fonction de l'humidité de l'air. Les variations de l'impédance de l'élément sensible sont mesurées à l'aide d'un signal à haute fréquence.

Les courbes de réponse de ces capteurs présentent les mêmes caractéristiques que les courbes de sorption de corps hygroscopiques et subissent l'influence de la température ; cette influence est plus ou moins importante selon le mode de fabrication : de masse ou de surface, et cela nécessite donc, pour certains modèles, un système de compensation de température au niveau du capteur, permettant de corriger cette influence sur la valeur mesurée de l'humidité relative.

17.5.2 Hygromètre capacitif

□ Principe de fonctionnement

L'élément sensible de l'hygromètre capacitif est un condensateur dont le diélectrique est constitué d'une substance hygroscopique (polymère par exemple) de quelques micromètres d'épaisseur qui absorbe les molécules d'eau contenues dans l'air ambiant jusqu'à atteindre l'équilibre avec la vapeur d'eau contenue dans l'air humide. Cela provoque une variation de la constante diélectrique de la couche hygroscopique et par conséquent une variation de la capacité du condensateur (*figure 17.5*).

17.5.3 Caractéristiques métrologiques

Les caractéristiques métrologiques dépendent du type d'appareil utilisé : résistif ou capacitif.

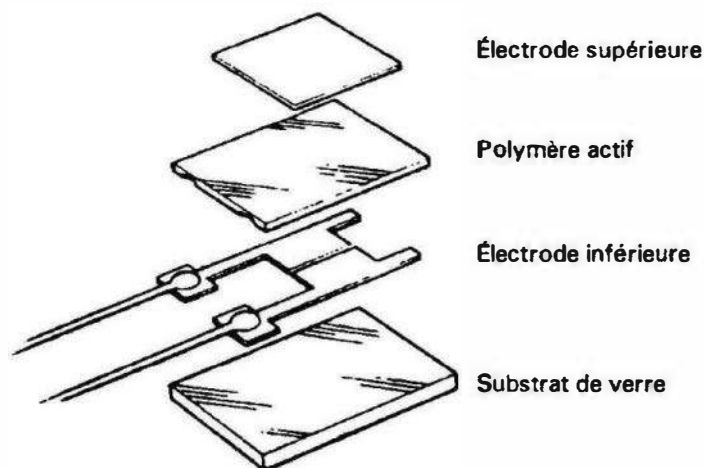


Figure 17.5 – Illustration d'un capteur capacitif (document Vaisala).

Pour les modèles courants, le domaine de température s'étend de -20 °C à $+100\text{ °C}$, et de 5% à $< 100\%$ pour l'humidité relative. Certains hygromètres peuvent fonctionner à des températures au-delà de 100 °C .

Les erreurs de justesse annoncées par certains constructeurs sont, selon les modèles et les caractéristiques de l'élément sensible, de $\pm 1\%$ à $\pm 5\%$ d'humidité relative (autour de 23 °C). Pour des températures différentes et sans étalonnage spécifique, celles-ci sont toujours accrues.

Ces hygromètres nécessitent des contrôles réguliers pour s'assurer de leur bon fonctionnement et des étalonnages périodiques pour connaître l'évolution de leur fonction de transfert. Ils peuvent être associés à des dispositifs portatifs de contrôle utilisant des solutions salines.

Le temps de réponse pour atteindre 90% de la valeur finale de l'humidité relative lorsqu'elle varie de 50% à 90% (ou inversement) se situe aux alentours de 1 à 2 secondes.

17.6 Hygromètre à variation d'impédance pour la mesure de la température de rosée

Ces hygromètres sont de la même famille que les hygromètres à variation d'impédance mesurant l'humidité relative, mais ils ont été particulièrement étudiés pour la mesure de la température de rosée. On les nomme également hygromètres à oxyde métallique.

17.6.1 Hygromètre à l'oxyde d'aluminium (Al_2O_3)

Le diélectrique est constitué d'alumine déposée anodiquement sur une plaquette d'aluminium qui constitue la première électrode ; l'autre est une couche de métal déposée sur l'autre face du diélectrique (figure 17.6a). Ce type d'hygromètre comme ceux décrits dans le chapitre précédent a une impédance qui varie en fonction de l'humidité de son environnement (figure 17.6b).



Figure 17.6 – Hygromètre à diélectrique en Al_2O_3 : a) cellule Panametrics ; b) vue en coupe d'un capteur.

Des études ont montré que si la couche d'alumine déposée par anodisation a une épaisseur inférieure à 0,3 micron, la variation de l'impédance de ce condensateur dépend uniquement de la pression partielle de vapeur d'eau et est indépendante de la température ; elle permet donc des mesures d'humidité absolue.

L'oxydation anodique s'effectue par électrolyse d'une solution aqueuse d'acide sulfurique, l'anode étant en aluminium ; l'oxygène naissant qui apparaît sur cette électrode transforme le métal en oxyde ; celui-ci étant isolant, il se produit une multitude de points de claquage qui donnent une structure poreuse à la couche.

Par exemple, pour un bain d'acide sulfurique à 15 %, à une température de 10 °C, électrolysé sous 15 V, il se forme environ $7,7 \cdot 10^{10}$ pores par cm^2 , chaque pore ayant un diamètre de 100 à 300 Å ; la surface réelle d'absorption est alors de 0,2 m^2 pour 1 cm^2 de surface apparente.

De nombreux paramètres expérimentaux permettent de modifier la forme, la distribution des pores et donc les propriétés de la couche vis-à-vis de l'humidité : c'est le cas de la température et de la concentration du bain, de la tension d'alimentation, de la durée d'oxydation, des additifs ioniques à la solution. Il est ainsi possible de réaliser des capteurs adaptés à des besoins précis : faibles humidités, hautes températures...

Les hygromètres réalisés selon ce procédé sont spécialement bien adaptés aux faibles humidités. Pour cette application, il faut que la couche poreuse soit la plus mince possible : après oxydation anodique, la couche est polie afin de diminuer son épaisseur pour rendre le capteur sensible uniquement à la température de rosée du milieu environnant.

La deuxième électrode est déposée sur la surface d'oxyde d'aluminium : le métal peut être de l'aluminium, du cuivre, de l'or, de l'argent, du platine, du palladium, du nickel-chrome ; cette électrode doit être suffisamment petite afin de ne pas obturer le dessus de la couche poreuse d'oxyde d'aluminium plus que nécessaire.

17.6.2 Caractéristiques métrologiques

L'hygromètre à oxyde d'aluminium est bien adapté pour mesurer les températures de rosée négatives et plus particulièrement inférieures à -50 °C.

Le domaine courant d'utilisation de cet instrument est généralement limité aux températures de rosée ou de gelée comprises entre -80 °C et 0 °C. Certains appareils peuvent toutefois être utilisés pour mesurer des températures de gelée jusqu'à

– 100 °C. L'humidité est généralement exprimée en température de rosée et ppm volume¹.

L'erreur de mesure annoncée par les constructeurs est de l'ordre de ± 2 °C à ± 3 °C. La courbe d'étalonnage peut varier dans le temps, ce qui nécessite de procéder à des étalonnages périodiques.

Le temps de réponse est assez court (quelques minutes) à ce niveau d'humidité, sauf pour les températures de rosée très basses (inférieures à –70 °C) ; en général, il est souvent inférieur au temps de mise en équilibre du système de prélèvement et du filtre de protection du capteur.

Le capteur étant conçu pour être utilisé directement au point de mesure, il n'est pas toujours nécessaire de prévoir un dispositif de prélèvement. Cela est important pour le temps de réponse de l'appareil, car pour les très faibles points de rosée, le moindre système de prélèvement composé d'un ou deux mètres de tube en acier inoxydable et d'une petite chambre de mesure peut nécessiter plusieurs heures pour atteindre l'équilibre, lorsqu'on passe d'un point de rosée de +10 °C à –70 °C : en effet pour ces très bas points de rosée, le temps de mise en équilibre hygroscopique de la tuyauterie avec l'air est extrêmement long, et la vitesse de mise en équilibre dépend des débits, de la température, des matériaux de construction et de la pression du système. Par contre, le temps de réponse d'un capteur à oxyde d'aluminium directement dans le fluide à mesurer est beaucoup plus court : quelques minutes.

Ces capteurs ne sont en principe pas sensibles au débit, la vitesse maximale admissible, de l'ordre de 50 m/s, est limitée pour des raisons de résistance mécanique.

L'utilisation de ce type de capteur est possible quelle que soit la pression, depuis le vide jusqu'à plusieurs centaines de bars selon les constructeurs.

Les hygromètres à oxyde d'aluminium sont conçus pour mesurer l'humidité dans les gaz, mais également dans les liquides. Il est préférable d'éviter d'utiliser ces capteurs dans des milieux pouvant contenir des particules corrosives telles le chlorure de sodium, le soufre, qui attaquent l'aluminium et peuvent donc détériorer l'élément sensible.

17.7 Hygromètre électrolytique

17.7.1 Principe et réalisation

L'hygromètre électrolytique permet de mesurer de très faibles quantités de vapeur d'eau contenues dans l'air ou dans un gaz.

L'élément sensible de l'hygromètre (*figure 17.7*) est constitué d'un tube de 10 cm de long environ à l'intérieur duquel se trouve un enroulement de deux électrodes, en platine ou en rhodium, entre lesquelles se trouve une couche d'anhydride phosphorique (P_2O_5).

Le gaz étudié circule dans le tube de mesure et sa vapeur d'eau est absorbée par l'anhydride phosphorique qui se transforme en acide phosphorique : une tension

1. Le ppm volume est le rapport du volume de vapeur d'eau au volume total d'air humide (concentration volumique). Ce rapport s'exprime en « parties par million ». Dans le cas de conversion de paramètres à partir d'une mesure exprimée en ppm, il importe de tenir compte de la pression et de la température au point de prélèvement.

continue, de l'ordre de 70 V, est appliquée entre des électrodes et provoque une électrolyse de l'eau avec dégagement d'oxygène et d'hydrogène, et régénération de l'anhydride phosphorique.

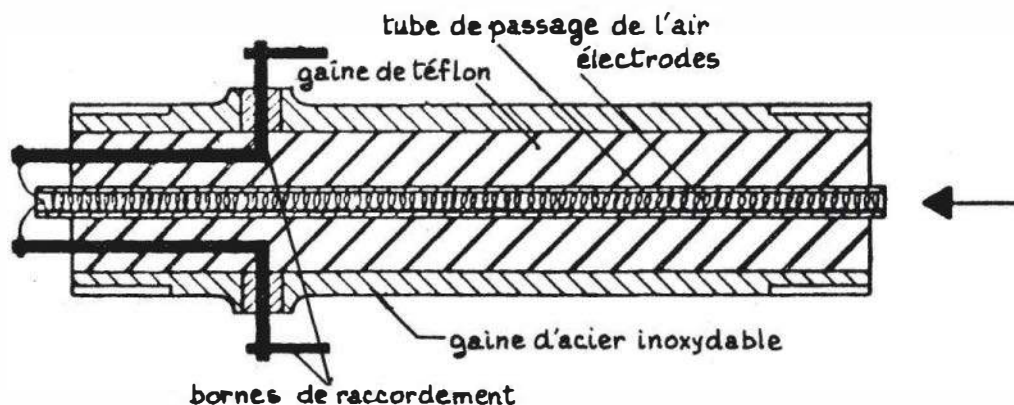


Figure 17.7 – Sonde électrolytique : schéma de constitution (Doc. Beckman).

D'après la loi de Faraday, qui donne le rapport entre la quantité d'électricité passant entre les électrodes et la quantité d'eau électrolysée, il faut 96 500 coulombs pour dissocier 1 valence-gramme soit 9 g d'eau : en effet, la molécule-gramme d'eau contient 16 g d'oxygène et 2 g d'hydrogène et elle comporte deux valences. Si $d m_e / d t$ est la masse d'eau captée, donc électrolysée, par unité de temps, l'intensité du courant d'électrolyse est :

$$I = \frac{96\,500}{9 \cdot 10^{-3}} \cdot \frac{d m_e}{d t} \quad (1), \quad I \text{ en } A, \quad \frac{d m_e}{d t} \text{ en kg/s}$$

Q_v étant le débit en volume d'air (m^3/s) circulant dans la sonde et C_v la concentration de vapeur d'eau, exprimée en kg de vapeur par m^3 d'air, la valeur de $d m_e / d t$ peut s'exprimer par la relation :

$$\frac{d m_e}{d t} = \alpha \cdot C_v \cdot Q_v$$

α est le coefficient de captation des molécules d'eau par la couche de $P_2 O_5$. Avec une géométrie appropriée de la sonde et pour une certaine plage de débit, α peut être rendu pratiquement égal à 1. Mais de toute façon, pour une géométrie donnée, ce coefficient reste constant si la vitesse de l'air est constante, et l'on peut tenir compte de sa valeur réelle grâce à un étalonnage.

Nota : L'hygromètre électrolytique étant surtout adapté aux mesures de très faibles teneurs en eau, on ne fait pas de distinction entre le débit d'air humide et le débit d'air sec, les différences étant négligeables dans ce cas.

La relation (1) peut finalement s'écrire :

$$I = \frac{96\,500}{9 \cdot 10^{-3}} \alpha \cdot C_v \cdot Q_v$$

soit :

$$I = k \cdot C_v \quad \text{avec} \quad k = \frac{96\,500}{9 \cdot 10^{-3}} \alpha \cdot Q_v.$$

Pour un volume d'air donné, le courant d'électrolyte est donc directement proportionnel à la concentration C_v de vapeur d'eau exprimée en kg de vapeur par m³ d'air.

Nota : Habituellement, l'indication de la mesure est donnée en ppm-volume, c'est-à-dire en rapport (multiplié par 10⁶) du volume de vapeur au volume d'air. (Par « volume de vapeur » on entend : le volume qu'occuperait seule dans les mêmes conditions de température et de pression, la masse de vapeur considérée.)

17.7.2 Caractéristiques métrologiques

Cet hygromètre est particulièrement bien adapté aux mesures portant sur des gaz à très faible teneur en eau. La limite inférieure est imposée par les problèmes de sorption et désorption d'eau par les canalisations, qui rendent les mesures industrielles illusoire lorsqu'on atteint des températures de rosée de -70 °C (de 10 à 20 ppm).

En effet, même en utilisant des conduites en acier inoxydable, ces phénomènes de sorption conduisent à des temps de mise en équilibre supérieurs à 24 h pour des teneurs inférieures à 10 ppm ($T_d < -70\text{ °C}$). Certains constructeurs proposent des appareils avec des gammes allant jusqu'à 30 000 ppm ($T_d \cong +30\text{ °C}$) mais lorsqu'on dépasse 10 000 ppm, la chaleur dégagée par l'électrolyse risque de détériorer la sonde ; par ailleurs le coefficient α de captation des molécules d'eau risque de ne plus être constant aux valeurs élevées de l'humidité.

Le temps de réponse dépend essentiellement du sens dans lequel se fait la variation d'humidité :

- pour une augmentation d'humidité, (entre 100 et 1 000 ppm) le temps de réponse est en général inférieur à 30 s ;
- pour une diminution d'humidité (de 1 000 à 100 ppm) ce temps est plus important et peut atteindre quelques minutes.

□ Précautions d'emploi

L'anhydride phosphorique, P_2O_5 , est en constante régénération, d'après le principe même du fonctionnement. Cependant, la durée de vie de cette couche n'est pas illimitée, et il est nécessaire de régénérer périodiquement la sonde. La fréquence de régénération dépend des conditions d'emploi et de la pureté du gaz à analyser. Elle peut être diminuée en utilisant des filtres en acier inoxydable fritté (ne pas prendre de filtre hygroscopique !).

Ce type d'hygromètre peut mesurer l'humidité dans de nombreux gaz, tels que l'azote, l'hydrogène l'air, le méthane, l'oxyde de carbone, les réfrigérants (fréons, etc.). Mais certains gaz sont à proscrire car ils peuvent détériorer la sonde ou modifier son fonctionnement :

par exemple : l'ammoniac, les vapeurs d'alcool, les amines, qui réagissent chimiquement sur P_2O_5 .

17.8 Psychromètre

17.8.1 Principe de la mesure. Équation du psychromètre

Cet hygromètre est constitué principalement de deux thermomètres, convenablement ventilés avec l'air dont on veut mesurer l'humidité. L'élément sensible de l'un des deux thermomètres est recouvert d'une gaze humidifiée avec de l'eau distillée. L'évaporation de l'eau dans l'air provoque un refroidissement jusqu'à une valeur d'équilibre appelée température humide (*figure 17.8*).

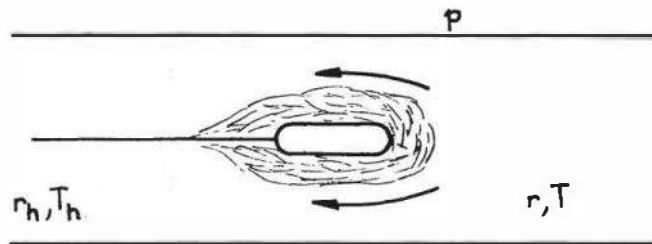


Figure 17.8 – Hygromètre à thermomètre humide. Schéma de principe.

L'autre thermomètre mesure la température de l'air, appelée par opposition température sèche.

On peut donner une interprétation physique de la température humide : c'est la température d'équilibre d'une masse d'eau distillée s'évaporant dans l'air, lorsque la chaleur nécessaire à cette évaporation est uniquement prélevée sur l'air.

Équation du psychromètre idéal

On utilise la relation entre température humide et température de rosée donnée au § 17.1.

$$e' = e'_w(T_d, p) = e'_w(T_w, p) - A \cdot p(T - T_w) \quad \text{où} \quad A = \frac{Cp_a}{\delta \cdot L(T_w)} \frac{p - e'_w(T_w, p)}{p}$$

A est souvent appelé la constante psychrométrique : pour T_w compris entre 10 °C et 30 °C, on peut prendre $A = 0,000645$.

Cette relation permet, à partir de la mesure de T et de T_w , et pour une pression barométrique p , de déterminer e' , donc la température de rosée T_d ou le rapport de mélange r .

Équation pratique d'un psychromètre

L'intérêt de l'utilisation de la relation précédente et de la constante psychrométrique, est que l'on peut introduire un facteur correctif propre à chaque appareil, et déterminé par son étalonnage ; cette relation devient alors, pour un psychromètre donné :

$$e' = e'_w(T_d, p) = e'_w(T_w) - \alpha A \cdot p(T - T_w)$$

α est un coefficient dépendant éventuellement de T et de T_w , et caractérisant le psychromètre ; dans le cas d'un fonctionnement idéal, $\alpha = 1$.

17.8.2 Réalisation d'un psychromètre à aspiration électrique

Un schéma est indiqué *figure 17.9*. La circulation de l'air est provoquée par un ventilateur actionné soit par un système mécanique à ressort pour les modèles simples, soit par un moteur électrique pour les modèles à alimentation en eau permanente. D'après le principe de base du psychromètre, la chaleur nécessaire à l'évaporation de l'eau de la mèche doit être uniquement prélevée sur l'air. Les appareils doivent donc être munis d'un écran antirayonnement, et l'échange par convection avec l'air doit être prépondérant dans le bilan thermique. On impose pour cela une vitesse minimale de 2 à 4 m/s.

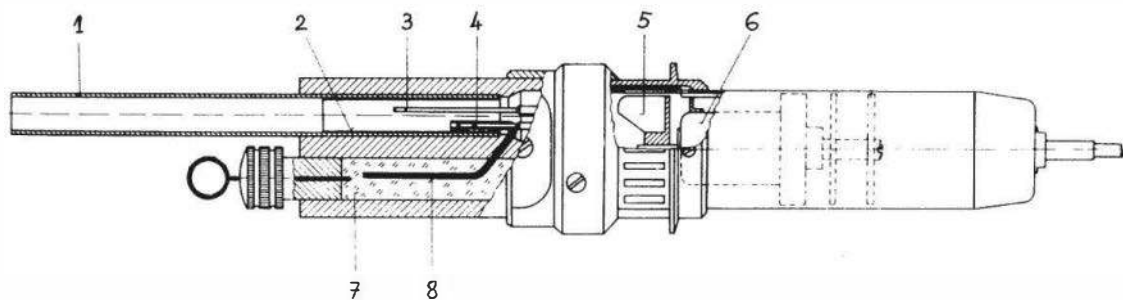


Figure 17.9 – Psychromètre à aspiration électrique (Doc. Bartec).

1. tube d'aspiration ; 2. feuille métallique ; 3. thermomètre sec ; 4. thermomètre humide ; 5. moteur du ventilateur ; 6. ventilateur ; 7. réservoir d'eau distillée ; 8. mèche humide.

Les mesures de la température sèche et de la température humide sont effectuées au moyen soit de thermomètres à colonne de mercure, pour les psychromètres mécaniques, soit de sondes à résistance de platine (100Ω à 0°C), thermocouples ou thermomètres à semi-conducteurs. Le thermomètre humide est recouvert d'un manchon en tissu hygroscopique. La température de l'eau de mouillage de la mèche influe sur le temps de réponse de l'appareil. (Le cas idéal serait d'alimenter la mèche avec de l'eau qui soit à la température humide.)

Lorsque l'alimentation en eau du thermomètre humide est effectuée en continu il est nécessaire qu'une longueur de mèche au moins deux fois celle du capteur de température soit exposée à l'air, pour réduire les apports de chaleur par conduction à partir du réservoir d'eau.

17.8.3 Caractéristiques métrologiques

Le domaine d'utilisation des psychromètres s'étend de 0°C à 70°C pour les modèles courants. Certains modèles permettent d'effectuer des mesures à des températures humides, jusqu'à 100°C à la pression atmosphérique.

L'erreur de justesse annoncée par les constructeurs relative à la température humide est de l'ordre de $\pm 0,2^\circ\text{C}$ à $\pm 0,4^\circ\text{C}$ selon les modèles, pour des psychromètres électroniques à aspiration. Elle est de l'ordre de $\pm 0,3^\circ\text{C}$ à $\pm 1^\circ\text{C}$ pour les psychromètres mécaniques. Ces instruments étant particulièrement utilisés pour la détermination de la température de rosée et surtout de l'humidité relative, la norme NF X 15-118 préconise la fourniture, par les constructeurs, du diagramme des erreurs de justesse pour chaque paramètre calculé dans la gamme de mesure prescrite.

Le temps de réponse est généralement long (quelques minutes) ; il dépend également de l'écart entre la température sèche et la température humide.

Il est à noter que pour les psychromètres électroniques, on trouve chez la plupart des constructeurs des modèles équipés d'une mesure de la pression ou d'une entrée permettant d'introduire une valeur de la pression, indispensable au calcul des autres paramètres de l'air humide (température de rosée, humidité relative).

17.9 Étalonnage des hygromètres

17.9.1 Introduction

On peut distinguer deux grandes familles d'hygromètres :

- les instruments dont le fonctionnement repose sur un principe physique permettant d'accéder directement à un paramètre caractéristique de l'humidité, comme la température de rosée ou la température humide ; c'est le cas de l'hygromètre à condensation, de l'hygromètre électrolytique, du psychromètre...
- les instruments dont le principe de fonctionnement repose sur la mesure de la modification d'une propriété d'un corps en fonction de l'humidité ; c'est le cas de l'hygromètre à variation d'impédance et de l'hygromètre mécanique.

Les instruments de la première famille, notamment les hygromètres à condensation, peuvent servir d'appareils de référence ou de transfert et de ce fait, la qualité métrologique qui leur est demandée nécessite des moyens d'étalonnage de plus en plus perfectionnés.

Les instruments de la seconde famille doivent évidemment être étalonnés lors de leur mise en service, et périodiquement vérifiés en utilisation, entre deux étalonnages.

De plus, les exigences normatives concernant les conditions d'environnement dans de nombreuses branches de l'industrie ont imposé aux entreprises, lors de la mise en place de la certification ISO 9000, un contrôle particulièrement rigoureux de leurs instruments de mesure. Cela est surtout vrai pour l'humidité relative, pour laquelle une tolérance environnementale de $\pm 2\%$ de U_w est souvent demandée, ce qui nécessite l'étalonnage des instruments avec des incertitudes inférieures à $\pm 1\%$ de U_w , ce que peu de bancs d'étalonnage peuvent réaliser.

□ Les principaux moyens d'étalonnage

La méthode de référence primaire : il s'agit actuellement du banc gravimétrique, qui permet d'accéder à la valeur du rapport de mélange (mesure de masse), et à laquelle se sont rattachées de nombreuses installations d'étalonnage de laboratoires nationaux afin de garantir leur traçabilité aux références primaires. Des travaux sont actuellement en cours afin de mettre en place une référence primaire en température de rosée.

Les générateurs d'air humide : ces dispositifs sont avant tout prévus pour générer de l'air humide de température et humidité parfaitement stables, mais ils peuvent également servir de moyen d'étalonnage si leur traçabilité a été établie par rapport à la chaîne nationale d'étalonnage, par exemple au moyen d'un étalon de transfert.

Les solutions salines : il s'agit davantage de moyens de contrôle entre deux étalonnages ; bien utilisées, les solutions salines peuvent être d'un usage très précieux.

17.9.2 Les installations à générateurs d'air humide

Pour l'étalonnage des hygromètres, on utilise généralement les installations d'étalonnage secondaires telles que : le générateur à recirculation, le générateur à mélange, le générateur à deux pressions.

□ **Le générateur à recirculation : la méthode de référence française du CETIAT, laboratoire associé du BNM**

Un banc gravimétrique du type de celui du NIST (USA), correspond à un investissement très élevé et sa maintenance est également très coûteuse, car les essais sont longs et délicats. Aussi, le BNM a opté pour une solution plus pragmatique, à partir d'un générateur d'air humide avec raccordement à l'installation du NIST. L'installation de référence française, située au CETIAT qui en a assuré la mise au point, est opérationnelle depuis 1980.

Principe de fonctionnement

Il s'agit d'un générateur d'air humide (*figure 17.10*) fonctionnant en circuit fermé, dont l'élément principal est un saturateur, contenant de l'eau déminéralisée et maintenu à une température T_1 , réglable au moyen d'un bain thermostaté.

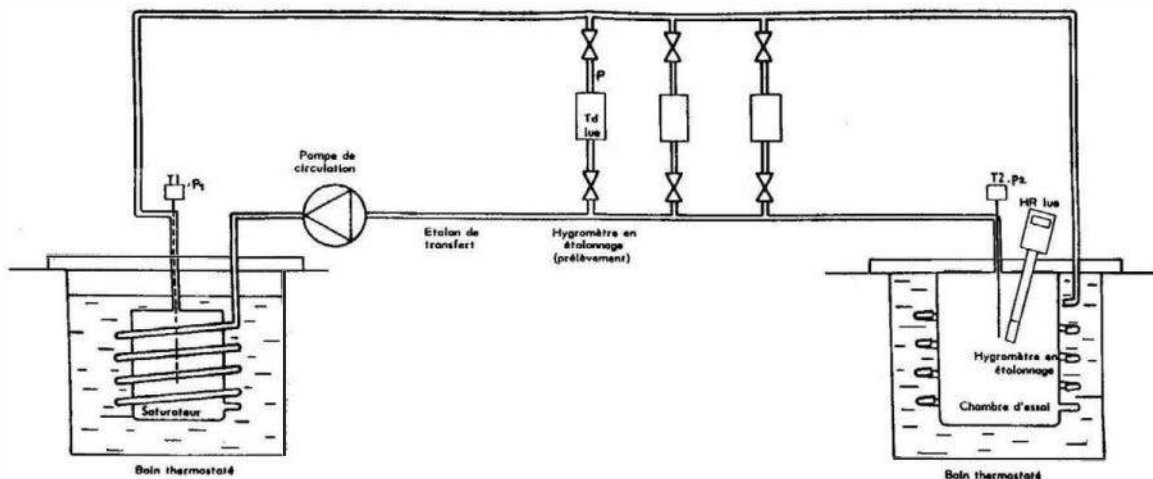


Figure 17.10 – Schéma de principe du générateur à recirculation du CETIAT.

À la sortie du saturateur, l'air humide peut pénétrer :

- soit dans la chambre de mesure des hygromètres à étalonner, lorsqu'il s'agit d'hygromètres possédant leur propre chambre de mesure (condensation, oxyde d'aluminium, électrolytique) ;
- soit dans la chambre d'essai maintenue par un bain thermostaté ou une enceinte thermostatique à une température T_2 , supérieure à celle du saturateur et correspondant aux conditions d'utilisation des capteurs (cas des hygromètres à variation d'impédance mesurant l'humidité relative).

L'air humide retourne ensuite vers le saturateur au moyen d'une pompe à air. Lorsque l'équilibre est atteint dans le circuit, la pression partielle de la vapeur d'eau dans le saturateur est égale à la pression de vapeur saturante à la température T_1 de la surface de l'eau. La pression partielle évolue dans le circuit en fonction des variations de la pression totale dues aux pertes de charge, mais le rapport de mélange reste constant.

Connaissant la température T_1 de la surface de l'eau et la pression p_1 dans le saturateur, on peut donc en déduire la température de rosée T_{d2} en un point du circuit à la pression p_2 , en écrivant que le rapport de mélange est constant.

17.9.3 Les solutions salines

Cette méthode d'étalonnage des hygromètres à variation d'impédance est très répandue en milieu industriel et fait l'objet de la norme NF X 15-119. Les principales raisons du succès des solutions salines sont :

- la facilité de mise en œuvre et d'utilisation ;
- le faible coût ;
- la possibilité de les transporter aisément sur le site avec l'hygromètre, permettant un contrôle fréquent et rapide.

□ Les solutions salines saturées

Les solutions salines saturées peuvent être utilisées comme des points fixes d'humidité relative ; cette méthode est largement répandue, notamment chez certains constructeurs d'hygromètres, pour le contrôle des hygromètres à variation d'impédance.

Principe de la méthode

Lorsque dans un système chimique à deux constituants, par exemple de l'eau et un sel, on réalise l'équilibre entre les trois phases, sel solide – solution liquide – vapeur d'eau (on a alors affaire à une solution saline saturée), cet équilibre est dit mono variant : la pression partielle de la vapeur d'eau au-dessus de la surface du liquide ne dépend théoriquement que de la température.

Cette pression partielle est inférieure à celle qui correspond à l'équilibre entre l'eau pure et sa vapeur, et dépend du sel utilisé. L'une des caractéristiques des solutions salines est que l'humidité relative ainsi générée ne varie que faiblement avec la température ; c'est la raison pour laquelle on utilise souvent ces solutions comme des points fixes d'humidité relative. Leurs valeurs (*tableau 17.2*) sont présentées dans une recommandation OIML (Organisation Internationale de Métrologie Légale), avec une incertitude correspondant à une détermination statistique de valeurs expérimentales.

Domaine d'utilisation et temps de stabilisation

Les solutions salines saturées permettent de couvrir le domaine de mesure suivant :

- humidité relative : de 2 à 98 % ;
- température : de + 5 à + 80 °C.

Tableau 17.2 – Valeurs du point fixe d'humidité relative pour différentes solutions salines saturées (Tableau extrait des recommandations OIML).

°C	Solution de Fluorure de Césium CsF (7)	Solution de Bromure de Lithium LiBr (7)	Solution de Chlorure de Lithium LiCl (7)	Solution d'Acétate de Potassium CH_3CO_2 (7)	Solution de Chlorure de Magnésium MgCl (7)	Solution de Carbonate de Potassium K_2CO_3 (7)	Solution de Bromure de Sodium NaBr (7)	Solution d'Iodure de Potassium IK (7)	Solution de Chlorure de Sodium NaCl (8)	Solution de Chlorure de Potassium KCl (7)	Solution de Sulfate de Potassium K_2SO_4 (7)
5		7,4 ± 0,8	13 (3)		83,6 ± 0,8	43,1 ± 0,5	63,5 ± 0,7	73,3 ± 0,3	75,7 ± 0,3	87,7 ± 0,5	98,5 ± 0,9
10		7,1 ± 0,7	13 (4)	23,4 ± 0,5	33,5 ± 0,2	43,1 ± 0,4	62,2 ± 0,6	72,1 ± 0,3	75,7 ± 0,2	86,8 ± 0,4	98,2 ± 0,8
15	4,3 (1) ± 1,4 (2)	6,9 ± 0,6	12 (5)	23,4 ± 0,3	33,3 ± 0,2	43,2 ± 0,3	60,7 ± 0,5	71,0 ± 0,3	75,6 ± 0,2	85,9 ± 0,3	97,9 ± 0,6
20	3,8 ± 1,1	6,6 ± 0,6	12 (6)	23,1 ± 0,3	33,1 ± 0,2	43,2 ± 0,3	59,1 ± 0,4	69,9 ± 0,3	75,5 ± 0,1	85,1 ± 0,3	97,6 ± 0,5
25	3,4 ± 0,9	6,4 ± 0,5	11,8 ± 0,3	22,5 ± 0,3	32,8 ± 0,3	43,2 ± 0,4	57,6 ± 0,4	68,9 ± 0,2	76,3 ± 0,1	84,2 ± 0,3	97,3 ± 0,5
30	3,0 ± 0,8	6,2 ± 0,5	11,3 ± 0,2	21,6 ± 0,5	32,4 ± 0,1	43,2 ± 0,5	56,0 ± 0,4	67,9 ± 0,2	75,1 ± 0,1	83,6 ± 0,3	97,0 ± 0,4
35	2,7 ± 0,6	6,0 ± 0,4	11,3 ± 0,2		32,1 ± 0,1		54,6 ± 0,4	67,0 ± 0,2	74,9 ± 0,1	83,0 ± 0,3	96,7 ± 0,4
40	2,4 ± 0,5	5,8 ± 0,4	11,2 ± 0,2		31,6 ± 0,1		53,2 ± 0,4	66,1 ± 0,2	74,7 ± 0,1	82,3 ± 0,3	96,4 ± 0,4
45	2,2 ± 0,4	5,7 ± 0,4	11,2 ± 0,2		31,1 ± 0,1		52,0 ± 0,5	65,3 ± 0,2	74,5 ± 0,2	81,7 ± 0,3	96,1 ± 0,4
50	2,1 ± 0,4	5,5 ± 0,3	11,1 ± 0,2		30,5 ± 0,1		50,9 ± 0,6	64,5 ± 0,3	74,5 ± 0,9	81,2 ± 0,8	95,8 ± 0,5
55	2,0 ± 0,4	5,4 ± 0,3	11,0 ± 0,2		29,9 ± 0,2		50,2 ± 0,7	63,8 ± 0,3	74,5 ± 0,9	80,7 ± 0,4	
60	2,0 ± 0,4	5,3 ± 0,3	11,0 ± 0,1		29,3 ± 0,2		49,7 ± 0,8	63,1 ± 0,3	74,4 ± 0,9	80,3 ± 0,4	
65	2,1 ± 0,4	5,3 ± 0,2	10,9 ± 0,1		28,5 ± 0,2		49,5 ± 0,9	62,5 ± 0,3	74,2 ± 0,9	79,9 ± 0,5	
70	2,2 ± 0,5	5,2 ± 0,2	10,8 ± 0,1		27,8 ± 0,3		49,7 ± 1,1	61,9 ± 0,4	74,1 ± 0,9	79,5 ± 0,6	
75	2,4 ± 0,6	5,2 ± 0,2	10,6 ± 0,1		26,9 ± 0,3		50,3 ± 1,3	61,4 ± 0,4	74,0 ± 0,9	79,2 ± 0,7	
80	2,6 ± 0,8	5,2 ± 0,2	10,5 ± 0,1		26,1 ± 0,3		51,4 ± 1,5	61,0 ± 0,5	73,9 ± 0,9	78,9 ± 0,8	

(1) Valeur du point fixe de l'humidité

(2) Incertitude avec laquelle est connue le point fixe

(3) Dispersion des données de 11,2 % à 14,0 %

(4) Dispersion des données de 11,3 % à 14,3 %

(5) Dispersion des données de 11,3 % à 13,8 %

(6) Dispersion des données de 11,1 % à 12,6 %

(7) Valeur du point fixe selon L. Greenspan

(8) Valeur du point fixe : selon L. Greenspan de 5 à 45 °C.

selon P.H. Huang et J.R. Wehstone de 50 °C à 80 °C

Le tableau de l'OIML indique les valeurs d'équilibre des principaux sels avec la plage d'incertitude associée à chaque point fixe.

Selon les modalités de mise en œuvre, les solutions salines saturées permettent de connaître l'humidité relative avec une incertitude variant de $\pm 2\%$ à $\pm 5\%$.

Les sels les plus couramment utilisés sont le chlorure de lithium (LiCl), le chlorure de magnésium (MgCl_2), le carbonate de potassium (K_2CO_3), le chlorure de sodium (NaCl), et le sulfate de potassium (K_2SO_4).

Le chlorure de sodium est à conseiller en particulier pour la très faible influence de la température sur la valeur de l'humidité relative, et pour sa remarquable stabilité dans le temps.

Lors de l'utilisation d'une solution saline saturée, les conditions suivantes doivent être respectées :

- la pression totale de vapeur d'eau et du mélange d'air dans l'espace de gaz au-dessus de la solution doit être proche de la pression atmosphérique (voir norme FD X 15-001) ;
- l'équilibre thermodynamique entre solide, liquide et gaz doit être atteint (attendre une durée minimale de 2 h avant de réaliser des mesurages) ;

- la température doit être adaptée, en fonction du sel choisi ; lors de la réalisation d'une nouvelle solution saline saturée, un temps de mise en équilibre d'au moins 24 h est recommandé avant une première utilisation.

□ **Les solutions salines diluées**

Principe de la méthode

La méthode repose sur le fait que des quantités bien définies de sel (généralement du chlorure de lithium) dans de l'eau pure permettent d'obtenir des valeurs entières d'humidité relative pour l'étalonnage des hygromètres à variation d'impédance.

Toutefois, la préparation de solutions salines diluées garanties est délicate à réaliser. Les constructeurs préparent plusieurs dosages de solutions salines diluées, en grande quantité (par exemple, 20 %, 30 %, 50 %, 60 %, 80 %) et les conditionnent hermétiquement dans des ampoules de verre.

Les solutions sont contrôlées après conditionnement, par prélèvement d'échantillons et comparaison avec un hygromètre raccordé aux étalons nationaux.

Ainsi, avec différentes concentrations de chlorure de lithium (LiCl) dans l'eau pure, on obtient des valeurs d'humidité relative de 20 % à 95 %. Pour des valeurs inférieures à 20 %, on utilise d'autres sels. Les valeurs indiquées sur les ampoules correspondent à des dosages réalisés à 23 °C ; la solubilité des sels dans l'eau à pression constante dépendant de la température, il est important de connaître la correction à appliquer sur la valeur de l'humidité relative lorsque l'on utilise les solutions à d'autres températures.

17.10 Hygrométrie des solides

La qualité des fabrications exige souvent un contrôle rigoureux de la teneur en eau des matières premières utilisées : c'est le cas dans les industries agroalimentaires, papetières, dans le bâtiment, etc. L'eau pure possède des propriétés physiques qui lui sont propres et qui sont dues au moment électrique important de sa molécule :

- une permittivité relative élevée, voisine de 80 ;
- des raies d'absorption caractéristiques dans le domaine infrarouge.

Ces propriétés qui se retrouvent dans les matériaux, au prorata de la quantité d'eau absorbée, sont à la base de deux méthodes de détermination de la teneur en eau :

- la mesure de la constante diélectrique ;
- la mesure de l'intensité d'une raie d'absorption.

À cette même fin peuvent aussi être exploités les phénomènes physiques liés à la présence d'hydrogène dans la molécule d'eau, à savoir :

- la diffusion des neutrons (§ 16.1.2.4) ;
- la résonance magnétique nucléaire.

17.10.1 Mesure diélectrique

Le produit sec doit avoir une constante diélectrique faible de façon que cette dernière soit très modifiée par la présence d'eau.

■ Mesure en haute fréquence

Un condensateur de mesure a pour diélectrique le matériau humide dont la permittivité, fonction de la teneur en eau, détermine la valeur de la capacité C . Cette dernière est mesurée :

- soit par pont d'impédances (§ 3.3.2.2) ;
- soit par l'intermédiaire d'un oscillateur dont la fréquence est fonction de C (§ 3.4).

■ Mesure en hyperfréquences

L'utilisation d'hyperfréquences est adaptée à des mesures in situ. La source (klystron ou diode Gunn) associée à une antenne dirige sur une plaque du matériau étudié un faisceau d'ondes ultra-courtes (longueurs d'onde centimétriques) dont on mesure

- soit la puissance réfléchiée par la surface ;
- soit la puissance transmise (mesure en volume).

Dans les deux cas, la teneur en eau de l'obstacle est un facteur déterminant des transferts de puissance.

17.10.2 Mesure optique

Le spectre de transmission de l'eau présente dans le proche infrarouge 3 bandes d'absorption centrées à $1,43 \mu\text{m}$; $1,94 \mu\text{m}$ et $2,93 \mu\text{m}$.

Une source lumineuse (*figure 17.11*) émet un flux dont, par filtrage optique, on extrait :

- un rayonnement centré autour d'une des longueurs d'onde précédentes, généralement $1,94 \mu\text{m}$, qui est absorbé par l'eau en proportion de sa concentration ;
- un rayonnement centré autour d'une longueur d'onde dont l'absorption par l'eau est négligeable, $1,80 \mu\text{m}$ par exemple, et qui sert de référence.

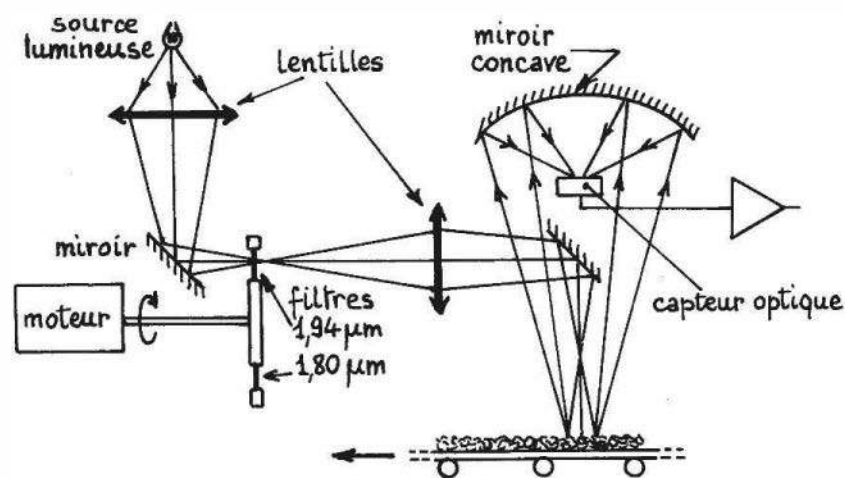


Figure 17.11 – Mesure optique de l'hygrométrie de solides.

Les deux rayonnements sont envoyés alternativement vers le matériau étudié : dans le cas de solides on procède par réflexion sur la surface, alors que pour les liquides on opère par transmission.

Les flux réfléchis ou transmis sont convertis en signaux électriques par un capteur optique : photorésistance ou photodiode. Le rapport des flux reçus par le photodétecteur respectivement à $1,94 \mu\text{m}$ (flux plus ou moins atténué selon la proportion d'eau) et à $1,80 \mu\text{m}$ (flux de référence non affecté par la présence d'eau) est représentatif de la concentration de l'eau dans le matériau. L'emploi d'une méthode quotientométrique (rapport des deux flux) permet d'éliminer l'influence des variations de l'émission de la source ou de la sensibilité du détecteur sur le résultat de mesure.

17.10.3 Résonance magnétique nucléaire (RMN)

Cette méthode d'analyse repose sur la présence d'hydrogène dans la molécule d'eau. Le proton, noyau de l'atome d'hydrogène possède un moment cinétique et un moment magnétique \vec{m} qui lui est proportionnel. Lorsqu'un échantillon du matériau analysé est soumis à une induction statique \vec{B}_0 les moments magnétiques des protons s'orientent par rapport à \vec{B}_0 selon un nombre limité de directions, chaque direction correspondant à un niveau énergétique déterminé. L'ensemble des protons se répartit statistiquement entre ces niveaux d'énergie, les niveaux les plus bas étant les plus peuplés.

La différence d'énergie ΔW entre deux niveaux voisins a pour expression :

$$\Delta W = \gamma h B_0 / 2\pi$$

où γ est le rapport gyromagnétique :

$$\gamma = 2,675 \cdot 10^8 \text{ rad T}^{-1}$$

et h est la constante de Planck :

$$h = 6,6256 \cdot 10^{-34} \text{ Js.}$$

L'application d'un champ d'induction \vec{b} intense, perpendiculaire à \vec{B}_0 , (*figure 17.12a*), de fréquence $\nu_0 = \Delta W/h$, ($\nu_0 = 10^8 \text{ Hz}$ pour $B_0 = 2,3488 \text{ T}$), en provoquant des transitions entre niveaux voisins, enrichit les niveaux d'énergie supérieure, par absorption de l'énergie apportée par \vec{b} .

Après suppression du champ d'induction \vec{b} , le retour à l'équilibre statistique initial des populations des différents niveaux d'énergie se fait avec une constante de temps dite temps de relaxation qui est caractéristique de la nature du composé dont les atomes d'hydrogène sont les constituants. Les composés de faible mobilité (solides) ont un temps de relaxation beaucoup plus court que les molécules d'eau absorbées (*figure 17.12b*). L'amplitude du signal relatif à chaque catégorie de molécules est proportionnelle à la densité des atomes d'hydrogène et donc des molécules d'eau.

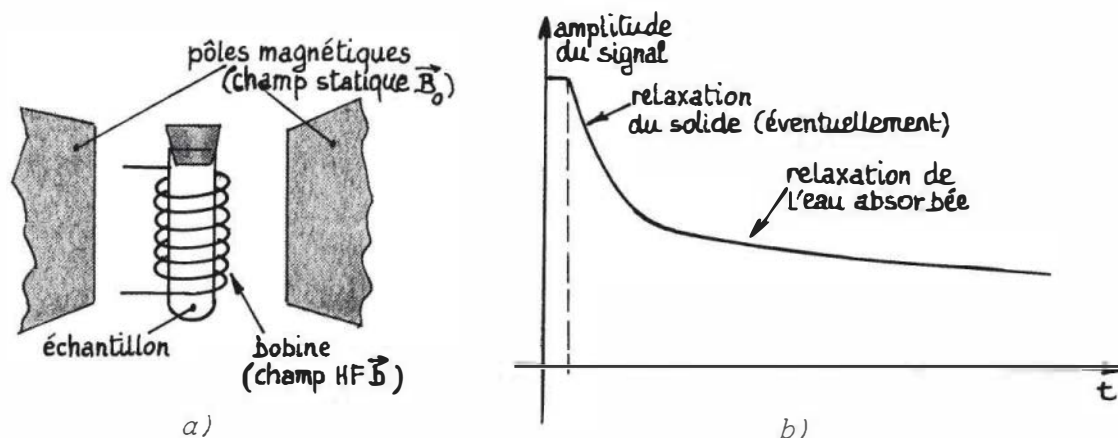


Figure 17.12 – Mesure de l'hygrométrie de solides par RMN
 a) mode d'application des champs magnétiques
 b) décroissance du signal après excitation par le champ haute fréquence b.

Bibliographie

■ Ouvrages

- Acheson D.T., *Vapour pressure of saturated aqueous salt solutions. Humidity and Moisture* (Tome 3, p. 521), New York, Reinhold Publishing Corp., 1965.
- Burton J., *Pratique de la mesure et du contrôle dans l'industrie*. Paris, Dunod, 1958.
- Heldin C.P., Trofimov N., *An investigation of the accuracy and response rate of a lithium chloride heated electrical hygrometer. Humidity and Moisture* (Tome 1, p. 627), New York, Reinhold Publishing Corp., 1965.
- Nelson D., Amdur E., *The mode of operation of saturation temperature hygrometers based on electrical detection of a salt solution phase transition. Humidity and Moisture* (Tome 1, p. 617), New York, Reinhold Publishing Corp., 1965.
- Wexler A., Hyland R., *The N.B.S. standard hygrometer. Humidity and Moisture*. (Tome 3, p. 389), New York, Reinhold Publishing Corp., 1965.
- Cretinon B., Merigoux J., *La mesure d'humidité dans les gaz – monographie n° 18 du B.N.M.* Octobre 2000.

■ Périodiques

- Delapierre G., « Hygromètre capacitif à base de polymère ». *Mes. Reg. Aut.* n° 11, 1981, p. 47.
- Laneres M., « Mesure de l'humidité de l'air à haute température ». *Mes. Reg. Aut.* n° 12, 1981, p. 35.
- Merigoux J., « La comparaison des hygromètres et l'interprétation des mesures de l'humidité dans l'air ». *Informat. Aerul. et Therm.* n° 40, 1974, p. 30.
- Merigoux J., Cretinon B., « Les étalons de transfert d'hygrométrie du CETIAT » *Bulletin B.N.M.* n° 57, 1984, p. 37, Vol. 2.
- Wexler A., Greenspan L., « Vapor pressure equation for water in the range 0 °C to 100 °C ». *J. Res. Nat. Bur. Stand.* 75A, 1971, p. 213.
- Wiederhold P.R. « Humidity Measurements ». *Instrumentation Technology*, juin et août 1975.

■ Divers

Goodman P. « Device for measurement of absolute humidity ». *U.S. patent 352 344*. (4.8.1970).

Organisation Météorologique Mondiale. « Tables météorologiques internationales O/M/M. » n° 188, T194.

B.N.M. « Humidité dans les gaz » *Bulletin B.N.M. n° 57 et 58, 1984*.

□ Normalisation

• Recueil de Normes AFNOR : La mesure d'humidité – Édition 2000 :
Ce recueil regroupe l'ensemble des normes citées ci-après complétées des normes générales sur la métrologie

NF X 15-110	Juillet 1994	Paramètres hygrométriques.
FD X 15-111	Avril 2004	Mesure de l'humidité de l'air – Généralités sur les instruments de mesure.
NF X 15-112	Décembre 1994	Hygromètres à condensation.
NF X 15-113	Décembre 1997	Hygromètre à variation d'impédance.
NF X 15-115	Mars 2003	Hygromètre électrolytique.
NF X 15-117	Juillet 1999	Hygromètre mécanique.
NF X 15-118	Décembre 1996	Psychromètres.
NF X 15-119	Juillet 1999	Générateurs d'air humide à solutions salines pour l'étalonnage des hygromètres.
FD X 15-120	Avril 2004	Incertitudes de mesure
NF X 15-140	Octobre 2002	Enceintes climatiques et thermostatiques. Caractérisation et vérification.

© Dunod. La photocopie non autorisée est un délit.

Pression de vapeur saturante au-dessus d'une surface plane de glace de 0 °C à – 100 °C de degré en degré
d'après les Tables d'A. Wexler corrigées par D. Sonntag E.I.T.90.

°C	0	-1	-2	-3	-4	-5	-6	-7	-8	-9
Unité de pression : Pa										
0	611,154	562,674	517,720	476,061	437,477	401,765	368,730	338,191	309,977	283,928
-10	259,893	237,731	217,309	198,503	181,197	165,282	150,657	137,226	124,900	113,597
-20	103,239	93,7542	85,0751	77,1394	69,8888	63,2692	57,2304	51,7257	46,7119	42,1488
-30	37,9994	34,2291	30,8062	27,7012	24,8871	22,3388	20,0332	17,9490	16,0667	14,3682
-40	12,8370	11,4578	10,2168	9,10122	8,09927	7,20029	6,39449	5,67294	5,02748	4,45069
-50	3,93579	3,47664	3,06762	2,70367	2,38017	2,09294	1,83821	1,61256	1,41290	1,23645
-60	1,080687	9,4275	8,2189	7,1560	6,2224	5,4034	4,6858	4,0580	3,5094	3,0307
-70	2,6136	0,943359	0,822430	0,716075	0,622655	0,540702	0,468902	0,406079	0,351185	0,303283
-70	0,261541	0,225216	0,193651	0,166262	0,142530	0,121997	0,104260	0,088960	0,075783	0,064452
-80	0,054725	0,046387	0,039253	0,033158	0,027960	0,023535	0,019774	0,016583	0,013881	0,011597
-90	0,00967045	0,00804780	0,00668401	0,00554002	0,00458233	0,00378221	0,00311512	0,00256011	0,00209933	0,00171760
-100	0,00140207									

Pression de vapeur saturante en phase pure au-dessus d'une surface d'eau d'après A. Wexler (1976) EIPT-68, corrigée par D. SONNTAG (EIT-90) - Températures positives.

θ °C	e_w Pa	θ °C	e_w Pa	θ °C	e_w Pa	θ °C	e_w Pa	θ °C	e_w Pa
0	611,213	20	2 339,25	40	7 385,30	60	19 947,66	80	47 415,54
1	657,080	21	2 488,16	41	7 788,23	61	20 889,20	81	49 368,28
2	705,972	22	2 645,29	42	8 210,00	62	21 868,29	82	51 388,05
3	758,060	23	2 811,02	43	8 651,31	63	22 886,12	83	53 476,65
4	813,520	24	2 985,76	44	9 112,91	64	23 943,93	84	55 635,92
5	872,540	25	3 169,90	45	9 595,57	65	25 042,96	85	57 867,72
6	935,313	26	3 363,88	46	10 100,05	66	26 184,50	86	60 173,94
7	1 002,04	27	3 568,12	47	10 627,17	67	27 369,85	87	62 556,52
8	1 072,94	28	3 783,07	48	11 177,76	68	28 600,36	88	65 017,42
9	1 148,23	29	4 009,22	49	11 752,66	69	29 877,39	89	67 558,64
10	1 228,13	30	4 247,03	50	12 352,74	70	31 202,33	90	70 182,21
11	1 312,90	31	4 497,01	51	12 978,91	71	32 576,61	91	72 890,20
12	1 402,77	32	4 759,68	52	13 632,08	72	34 001,69	92	75 684,71
13	1 498,02	33	5 035,56	53	14 313,19	73	35 479,05	93	78 567,87
14	1 598,91	34	5 325,21	54	15 023,21	74	37 010,20	94	81 541,86
15	1 705,71	35	5 629,20	55	15 763,13	75	38 596,70	95	84 608,88
16	1 818,74	36	5 948,11	56	16 533,97	76	40 240,11	96	87 771,16
17	1 938,28	37	6 282,54	57	17 336,76	77	41 942,04	97	91 030,99
18	2 064,66	38	6 633,12	58	18 172,57	78	43 704,14	98	94 390,68
19	2 198,20	39	7 000,48	59	19 042,50	79	45 528,08	99	97 852,57
								100	101 419,04

18 • CAPTEURS ÉLECTROCHIMIQUES

Les capteurs électrochimiques sont destinés à l'analyse et à la recherche chimiques. Depuis Faraday (1791-1867) ont été établies les relations qui régissent les réactions électrochimiques, c'est-à-dire les réactions dans lesquelles interviennent des particules chargées électriquement, généralement des ions et des électrons, dans un milieu dissociant comme l'eau. Un capteur électrochimique est donc avant tout un conducteur électrique que l'on implante au sein du milieu à étudier ; il s'établit alors un transfert de charges entre les espèces chargées présentes et le capteur ; la variation résultante d'énergie libre à l'interface est détectée par le capteur, et transmise à la chaîne de mesure sous la forme d'un signal électrique : courant ou tension.

18.1 Classification des capteurs électrochimiques

La sélectivité de ces types de capteurs, ou électrodes, dépend de leur nature chimique ; ainsi un capteur conducteur électronique inattaquable (platine, carbone...) sera sensible aux équilibres chimiques mettant en jeu des électrons, c'est-à-dire tous les équilibres d'oxydoréduction ; un capteur conducteur ionique sera sensible aux espèces qui acceptent ou fournissent des ions, mobiles dans le matériau dont est constitué l'élément sensible de ce capteur.

Compte tenu de la diversité des types de capteurs électrochimiques actuellement utilisés, il est nécessaire d'en établir un classement (*tableau 18.1*) ; sur la base de leur principe de fonctionnement, les capteurs électrochimiques peuvent être répartis en trois groupes principaux :

- **les capteurs potentiométriques** : l'utilisation de ces capteurs repose sur la détermination de la différence de potentiel qui s'établit entre une électrode de mesure associée à une électrode de référence (électrode dont le potentiel est constant et reproductible quel que soit le milieu dans lequel elle est plongée). Cette différence de potentiel est fonction de l'activité de l'ion (ou des ions) présent dans l'électrolyte où le capteur est plongé. Les conditions opératoires sont dites « potentiométrie à courant nul », si l'on n'impose pas de courant dans le circuit de mesure, ce qui est le cas le plus fréquent ; en cas contraire il s'agit de « potentiométrie à courant imposé » ;
- **les capteurs ampérométriques** : le fonctionnement de ces capteurs fait appel au passage d'un courant dans le circuit de mesure ; pour cela une différence de potentiel est appliquée entre deux électrodes, généralement une électrode métallique et une électrode de référence ; la concentration de l'espèce étudiée est proportionnelle à l'intensité du courant qui circule entre les deux électrodes ;

Tableau 18.1 – Principaux capteurs électrochimiques.

Méthodes électrochimiques appliquées	Types de capteurs	Nature des éléments sensibles	Espèces mesurées
Potentiométrie	Électrodes Redox	Platine, graphite, carbone vitreux, or...	Tous systèmes oxydoréducteurs Ex. : $\text{Fe}^{2+}/\text{Fe}^{3+}$, I_3^-/I^- , etc.
	Électrodes de mesure de pH	<ul style="list-style-type: none"> • Verres de composition particulière • Métal/oxydes Ex. : $\text{Sb}/\text{Sb}_2\text{O}_3/\text{Sb}_2\text{O}_5$ • Membrane cationique • Si_3N_4 	H^+
	Électrodes spécifiques	<ul style="list-style-type: none"> • Verres de composition particulière • Membrane à échangeur liquide ou polymère chargé • Monocristal de LaF_3 • Membranes polycristallines • Membrane à diffusion gazeuse + électrode de pH 	Na^+ , K^+ Ca^{2+} , K^+ , Na^+ , NH_4^+ , NO_3^- , ClO_4^- , BF_4^- F^- Ag^+ , Cu^{2+} , Cd^{2+} , Tl^+ , Cl^- , Br^- , I^- , CN^- , SCN^- , S^{2-} , O_2 NH_3 , CO_2 , SO_2 , N_xO_y , H_2S
Polarographie	Électrodes Redox	Hg, Pt, C, Au...	Espèces oxydables ou réductibles en solution
	Électrode à oxygène de Clark	Membrane à diffusion gazeuse + électrode Redox (Pt ou Au)	O_2
	Électrodes enzymatiques	Membrane à enzymes greffés + électrode Redox (Pt) ou électrode spécifique	Glucose Urée
Conductimétrie	Cellules de mesure de conductivité ou de résistivité	Pt, Pt platiné, acier inoxydable, graphite, etc.	Toutes espèces ionisables en solution

- **les capteurs conductimétriques** : pour la mise en œuvre de ces capteurs, on impose une tension ou un courant alternatifs à deux électrodes inattaquables plongeant dans la cellule de mesure ; l'emploi de courant alternatif permet de limiter les erreurs dues à la polarisation qui résulte des réactions aux électrodes. La mesure soit de l'intensité du courant, la tension étant imposée, soit de la tension, lorsque l'intensité est imposée, permet de déterminer la résistance ou la conductance du milieu étudié.

18.2 Capteurs potentiométriques

18.2.1 Potentiométrie. Principes généraux

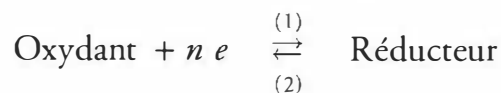
La potentiométrie est une méthode électrochimique basée sur la mesure de la différence de potentiel entre deux électrodes plongées dans une solution. Le potentiel d'une électrode est fonction de la concentration des ions présents dans la solution. La détermination des potentiels d'électrode permet de connaître directement la concentration d'un corps (ionométrie) ou de suivre les variations de cette concentration au cours d'une réaction chimique (titrage potentiométrique).

On distinguera successivement :

- les électrodes de mesure d'oxydo-réduction,
- les électrodes de mesure de pH,
- les électrodes « spécifiques ».

Pour les premières, le potentiel est fonction des réactions d'oxydation ou de réduction se produisant dans la solution où elles sont plongées.

Une réaction d'oxydation ou de réduction correspond à un échange d'électrons :



Dans le sens (1), le corps qui fixe les électrons joue le rôle d'oxydant et il est réduit. Dans le sens (2), le corps qui cède les électrons joue le rôle de réducteur et il est oxydé.

Les électrons peuvent être cédés par un conducteur plongeant dans la solution s'il s'agit d'un oxydant, ou pris à la solution s'il s'agit d'un réducteur. Les électrons sont échangés entre une électrode et les corps en solution : il se produit une réaction électrochimique.

Lorsqu'on plonge un fil conducteur inattaquable dans une solution contenant le système oxydo-réducteur $\text{Ox} + n e \rightleftharpoons \text{Red}$, un échange d'électrons a lieu entre le fil et les corps, oxydant et réducteur. Il s'établit finalement un équilibre au cours duquel l'échange $\text{Oxydant} + n e \rightarrow \text{Réducteur}$ se fait à la même vitesse que l'échange inverse $\text{Réducteur} - n e \rightarrow \text{Oxydant}$. À ce moment, la composition de la solution au voisinage de l'électrode ne change plus, et le fil prend un potentiel d'équilibre E .

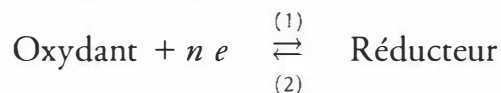
■ Loi de Nernst

Dans des solutions très diluées, les ions se comportent comme les molécules d'un gaz parfait, l'équivalent de la pression du gaz étant la pression osmotique des ions dans la solution.

Si la pression osmotique de l'une des formes est supérieure à celle de l'autre, il apparaît un échange d'électrons sur l'électrode, qui tend à compenser l'écart de pression.

Soit : C_1 la concentration et P_1 la pression osmotique de l'oxydant,
 C_2 la concentration et P_2 la pression osmotique du réducteur.

Par exemple, si la pression P_1 est supérieure à la pression P_2 , la réaction prépondérante sur l'électrode est la réaction (1).



Il apparaît alors sur l'électrode une charge positive qui atteint une valeur limite lorsque le travail w fourni par cette réaction est exactement compensé par le travail à fournir pour extraire de l'électrode positive un électron, porteur d'une charge négative.

Pour un ion, on a alors l'égalité :

$$w = E q$$

où :

w est le travail fourni par la réaction,

E le potentiel d'équilibre,

q la charge de l'électron.

Pour un ion-gramme, on obtient :

$$W = E \cdot N \cdot q = E \cdot F \quad (1)$$

où :

$$F = N \cdot q$$

N est le nombre d'Avogadro : $6,02 \cdot 10^{23}$

F est la constante de Faraday : 96 493 coulombs.

Pour les deux formes, et à température constante, on a la relation :

$$dW = \frac{RT}{P} dP$$

R étant la constante des gaz parfaits, T la température absolue et la pression P étant liée à la concentration par une relation de la forme :

$$P = k C.$$

On peut donc écrire :

$$dW = \frac{RT}{C} dC.$$

W_1 et W_2 étant le travail mis en jeu dans les réactions (1) et (2) on a :

$$dW = dW_1 + dW_2$$

$$\text{soit} \quad dW = \frac{RT}{C_1} dC_1 + \frac{RT}{C_2} dC_2$$

La concentration totale restant constante :

$$d C_1 = -d C_2 = d C \quad \text{et} \quad d W = \frac{RT}{C_1} d C - \frac{RT}{C_2} d C$$

d'où
$$W = W_o + RT \operatorname{Log} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)$$

soit en posant $W_o = F E_o$,

$$W = F \cdot \left(E_o + \frac{RT}{F} \operatorname{Log} \left(\frac{C_1}{C_2} \right) \right) \quad (2)$$

En identifiant les équations (1) et (2), on obtient le potentiel d'équilibre :

$$E = E_o + \frac{RT}{F} \operatorname{Log} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)$$

Lorsque la réaction chimique met en jeu n électrons, le potentiel d'équilibre est donné par :

$$E = E_o + \frac{RT}{nF} \operatorname{Log} \left(\frac{C_1}{C_2} \right)$$

Le calcul a été effectué en considérant la solution comme étant une solution idéale. Si le système n'est pas idéal, comme c'est habituellement le cas, on doit remplacer la concentration C par l'activité a , conformément à la relation :

$$a = \gamma \cdot C \quad \gamma \text{ étant le coefficient d'activité,}$$

et l'expression du potentiel d'équilibre devient :

$$E = E_o + \frac{RT}{nF} \operatorname{Log} \left(\frac{a_1}{a_2} \right)$$

D'une façon générale, cette équation, appelée équation de Nernst, s'écrit :

$$E = E_o + \frac{RT}{nF} \operatorname{Log} \frac{(\text{Ox})}{(\text{Red})}$$

(Ox) et (Red) étant les activités de l'oxydant et du réducteur,

soit
$$E = E_o + \frac{2,3 RT}{nF} \log \frac{(\text{Ox})}{(\text{Red})}, \quad \text{le log étant en base 10.}$$

Le terme $\frac{2,3 RT}{nF}$ est appelé facteur de Nernst et définit la pente de réponse de l'électrode. Cette pente, dont la valeur varie en fonction de la température, vaut 59,16 mV à 25 °C pour $n = 1$.

■ Électrodes de référence

Il est impossible de mesurer directement le potentiel d'une électrode : seule peut être déterminée la différence de potentiel entre deux électrodes. On mesure donc la différence de potentiel entre l'électrode métallique inattaquable (électrode indicatrice) et une électrode de référence dont le potentiel est constant et pris comme origine.

Par convention, on utilise l'électrode normale à hydrogène pour définir le potentiel zéro. Elle est formée d'une électrode de platine, recouverte de noir de platine, plongeant dans une solution aqueuse d'ions H^+ , d'activité égale à 1, à travers laquelle barbote, au contact du platine, un courant d'hydrogène à la pression atmosphérique. La différence de potentiel entre une telle électrode et sa solution est fixée arbitrairement à zéro. L'électrode normale à hydrogène est d'un emploi délicat, du fait notamment de ses risques de contamination et de détérioration, et de la lenteur de son équilibre.

Dans la pratique, lors des mesures courantes, on préfère utiliser une électrode de référence plus facile à mettre en œuvre et dont la force électromotrice est définie avec précision : c'est le cas des électrodes au calomel, au sulfate mercurique, au chlorure d'argent, etc.

L'électrode de référence au calomel (*figure 18.1*) qui est l'électrode de référence la plus généralement utilisée, est constituée d'un corps en verre rempli d'une solution saturée de chlorure de potassium. Ce corps en verre est fermé à son extrémité inférieure par un diaphragme de céramique poreuse qui permet un contact direct avec la solution à étudier et établit ainsi une liaison électrique.

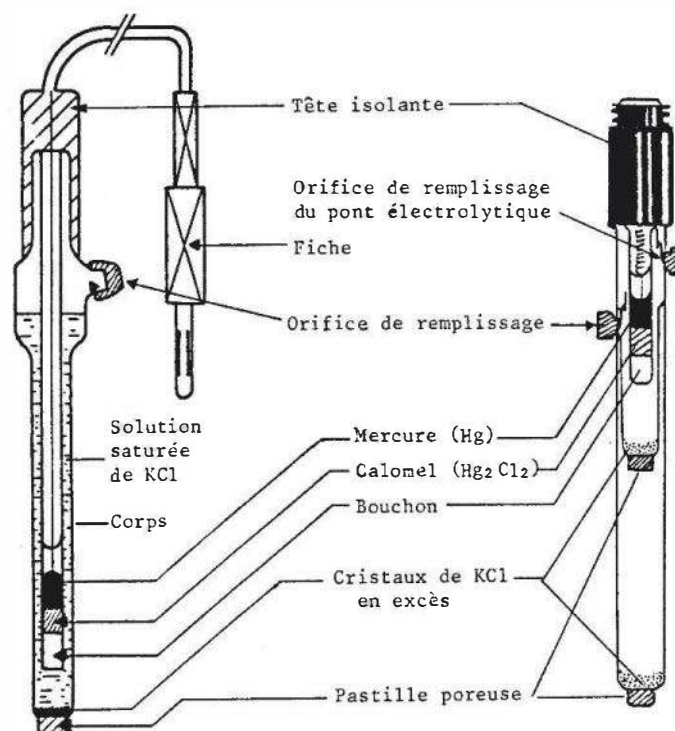
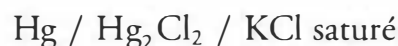
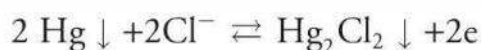


Figure 18.1 – Électrode de référence a) au calomel ; b) avec pont électrolytique à double jonction.

Dans ce corps en verre est placé l'élément de référence proprement dit, constitué de mercure au contact de chlorure mercurique :



L'équilibre de l'électrode au calomel repose sur la réaction :

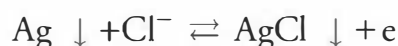


son potentiel est :

$$E = E_0 - 0,059 \log |\text{Cl}^-|,$$

il ne dépend que de l'activité des ions chlorure. Lorsque l'électrode est remplie avec une solution saturée de chlorure de potassium, le potentiel de l'électrode est de 244,4 mV à 25 °C, par rapport à une électrode normale à hydrogène.

L'électrode de référence à l'argent-chlorure d'argent est constituée par un fil d'argent recouvert de chlorure d'argent plongeant dans une solution d'ions chlorure. Son fonctionnement repose sur la réaction :



son potentiel est :

$$E = E_0 - 0,059 \log |\text{Cl}^-|,$$

ce potentiel est dépendant de l'activité des ions chlorure dans l'électrode.

□ Différents types d'électrodes de référence

Les électrodes de référence se différencient par le type de l'élément de référence interne, par la nature de l'électrolyte interne et par le type de la jonction électrolytique utilisée.

- Éléments de référence internes. Les principaux éléments de référence internes sont les suivants :
 - l'élément au « calomel » : $\text{Hg} | \text{Hg}_2\text{Cl}_2 | \text{KCl}$,
 - l'élément au sulfate mercurique : $\text{Hg} | \text{Hg}_2\text{SO}_4 | \text{K}_2\text{SO}_4$,
 - l'élément à l'oxyde mercurique : $\text{Hg} | \text{HgO} | \text{KOH}$,
 - l'élément argent/chlorure d'argent : $\text{Ag} | \text{AgCl} | \text{KCl}$ constitué soit d'un fil d'argent recouvert d'un dépôt de chlorure d'argent, soit d'une cartouche d'argent et de chlorure d'argent,
 - l'élément $\text{Ag} | \text{Ag}^+$ constitué d'un fil d'argent trempant dans une solution d'ions Ag^+ ,
 - le système oxydoréducteur $\text{I}_2 | \text{I}^-$.
- Électrolytes internes. Les électrolytes internes des électrodes de référence sont généralement des solutions aqueuses, mais de plus en plus se répandent les électrolytes internes gélifiés ou « solides » qui sont constitués d'un polymère synthétique saturé en chlorure de potassium. Ces électrolytes « solides » permettent de supprimer l'élément constituant la jonction électrolytique. Un simple trou dans le corps de l'électrode met en contact l'électrolyte « solide » et la solution. Ce type de réalisation permet d'utiliser ces électrodes dans des milieux pressurisés (fermenteurs...) sans adjonction de dispositifs de contre-pression du liquide interne de l'électrode.
- Jonctions électrolytiques. La jonction électrolytique qui assure le contact avec la solution à mesurer et établit ainsi la liaison électrique peut être constituée par :

- une céramique poreuse,
- une pastille de platine fritté,
- une fibre microcapillaire,
- un diaphragme de téflon poreux,
- un rodage inversé femelle couissant sur un rodage inversé mâle,
- un trou de diamètre 1 mm lorsque l'électrolyte interne est gélifié.

Lorsque l'électrolyte interne de l'électrode de référence risque de réagir avec le milieu de mesure, ou lorsque le milieu de mesure risque de détruire l'électrode de référence ou de polluer la jonction électrolytique, il est alors nécessaire d'utiliser un pont électrolytique. Ce pont électrolytique est généralement une allonge de protection indépendante : tube de verre terminé par une pastille poreuse, un rodage inversé, etc. rempli d'une solution appropriée (solution de KCl, K_2SO_4 , LiCl, KNO_3 ...) se fixant sur la partie inférieure de l'électrode.

Ce pont électrolytique peut être intégré à l'électrode de référence. On obtient alors une électrode de référence à double jonction. Cette électrode présente deux compartiments de remplissage. Le premier correspondant à l'élément de référence est rempli avec la solution de remplissage, le deuxième compartiment correspondant au pont électrolytique est rempli avec une solution appropriée à la mesure.

Comme l'électrolyte de remplissage se mélange lentement à l'électrolyte du pont, il est nécessaire de renouveler périodiquement ce dernier.

□ Utilisation pratique des électrodes de référence

Les électrodes de référence doivent être remplies avec l'électrolyte approprié

- électrode Hg | Hg_2Cl_2 : solution saturée de KCl,
- électrode Hg | Hg_2SO_4 : solution de K_2SO_4 ,
- électrode Ag | AgCl
 - fil d'argent recouvert d'AgCl solution saturée ou 3M de KCl, saturée en AgCl
 - cartouche d'Ag | AgCl : solution saturée ou 3M de KCl,
- électrode Hg | HgO : solution KOH ou NaOH 0,1 à 5M. Pour remplir les électrodes de référence constituées d'un fil d'argent recouvert de chlorure d'argent, il est important d'utiliser une solution saturée à la fois en KCl et en AgCl. En effet, si on utilise pour le remplissage de telles électrodes, une solution simplement saturée en KCl, la durée de vie de l'électrode est abrégée du fait de la dissolution dans cette solution du chlorure d'argent déposé sur le fil. Lorsque tout le chlorure d'argent est dissous le potentiel de l'électrode devient instable. Le remplissage de l'électrode avec un électrolyte inapproprié ou différent du remplissage initial conduit à une dérive du potentiel de l'électrode de référence.

La solution à mesurer ne doit jamais pénétrer dans l'électrode de référence par la jonction électrolytique. Il en résulterait une dérive du potentiel de référence ou un empoisonnement de l'élément de référence. Le bouchon de remplissage de l'électrode de référence doit toujours être enlevé au cours des mesures afin de favoriser l'écoulement de l'électrolyte interne dans la solution de mesure.

□ **Conservation et entretien des électrodes de référence**

La concentration de l'électrolyte interne d'une électrode de référence ne doit pas varier pour qu'elle puisse délivrer un potentiel constant. Lorsqu'une électrode de référence est inutilisée, il est impératif de maintenir fermé le bouchon de l'orifice de remplissage et de maintenir l'extrémité inférieure (la pastille poreuse...) dans le protecteur rempli de l'électrolyte de remplissage.

Il faut renouveler fréquemment le liquide de remplissage et le resaturer si nécessaire (E.C.S.).

Si une électrode de référence a séché, il est nécessaire de la remplir au moyen de l'électrolyte approprié et d'éliminer les bulles d'air prisonnières à l'intérieur de l'élément de référence par aspiration au moyen d'une trompe à vide branchée sur l'orifice de remplissage.

Un élément de référence qui a séché risque d'être détérioré de façon définitive : rupture de l'élément entre le mercure et le calomel par exemple.

La jonction électrolytique de l'électrode de référence (pastille poreuse, platine fritté...) ne doit pas être souillée pendant l'utilisation ou la conservation de l'électrode. Il faut éviter toute pénétration de solutions autres que la solution de remplissage dans le diaphragme (par exemple eau distillée...). Ces solutions feraient apparaître un potentiel de jonction élevé au niveau de la jonction électrolytique, ce qui entraînerait des erreurs de mesure et des temps de réponse importants.

L'encrassement des électrodes est une cause fréquente d'erreurs de mesure. En cas de formation de dépôts sur l'électrode, il faut utiliser pour la nettoyer :

- une solution acide : dépôts de sels minéraux,
- une solution de pepsine : dépôts de protéines,
- une solution de thio-urée : nettoyage des poreux contaminés par S^{2-} et Ag^+ ,
- un solvant organique, un agent mouillant : dépôts de graisses, d'huiles...

18.2.2 Électrodes pour la mesure du potentiel d'oxydo-réduction

La mesure du potentiel d'oxydo-réduction est généralement effectuée au moyen d'une électrode inattaquable, fonctionnant comme accepteur et donneur d'électrons.

Lorsque cette électrode est plongée dans la solution contenant le système oxydo-réducteur étudié, elle prend un potentiel :

$$E = E_0 + \frac{RT}{nF} \text{Log} \frac{(\text{Ox})}{(\text{Red})}$$

La mesure du potentiel de l'électrode, lorsque la concentration de l'oxydant ou du réducteur varie, permet de suivre l'évolution d'une réaction qui entraîne une variation de la concentration de l'une des espèces. Mais elle ne permet pas de déterminer la concentration d'une espèce.

Ces électrodes permettent d'exécuter le dosage de certaines espèces : dosage du fer Fe^{2+} par le cérium Ce^{4+} , réduction du chrome Cr^{6+} en chrome Cr^{3+} par l'anhydride sulfureux, oxydation des cyanures CN^- en cyanates CNO^- , etc. Ces dosages ne sont possibles que s'il n'y a qu'un seul système oxydo-réducteur dans la solution.

La mesure du potentiel de l'électrode indicatrice est effectuée par rapport à une électrode de référence à l'aide d'un millivoltmètre à grande impédance d'entrée. Les électrodes indicatrices les plus utilisées sont des électrodes de métal inattaquable (or, platine, mercure, argent), de carbone vitreux ou de graphite. Elles sont généralement constituées d'un bâtonnet du corps choisi, soudé ou collé à l'extrémité inférieure d'un tube en verre ou en polymère (*figure 18.2*).

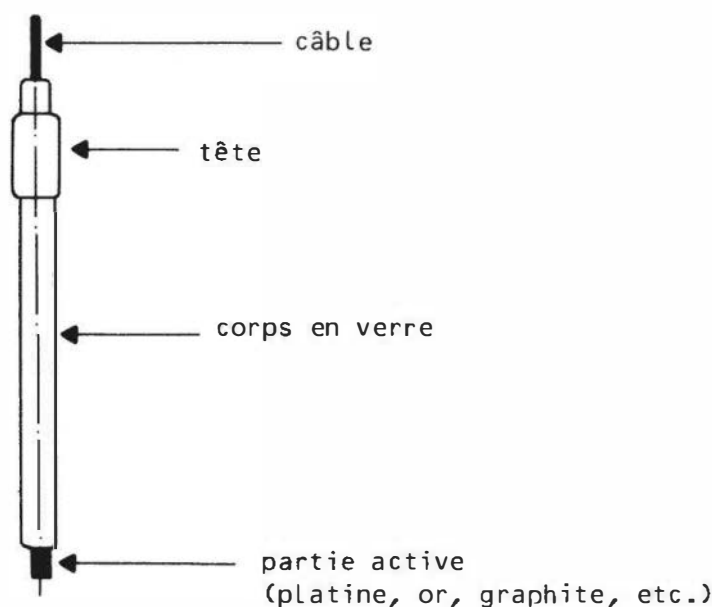


Figure 18.2 – Électrode métallique.

L'électrode de platine est utilisée pour mesurer des potentiels compris entre $-0,1$ V et $+0,9$ V, l'électrode d'or pour mesurer des potentiels allant de -1 V à $+0,3$ V. L'électrode d'argent peut être utilisée pour effectuer des mesures dans des solutions où elle ne participe pas à la réaction électrochimique, c'est-à-dire dans des solutions ne contenant pas d'ions Ag^+ . L'électrode d'argent est alors utilisée pour mesurer des potentiels variant de -1 V à $+0,3$ V.

Les électrodes indicatrices en métal inattaquable ne participent pas à la réaction électrochimique, elles sont parfaitement inertes et ne nécessitent de ce fait pas d'entretien particulier. Toutefois il n'est pas possible de reproduire exactement l'état de surface de ces électrodes d'une manipulation à une autre : de ce fait les mesures de potentiel d'oxydo-réduction exécutées au moyen des électrodes métalliques inattaquables ne sont pas reproductibles. C'est pourquoi ce type d'électrodes est utilisé pour effectuer des titrages potentiométriques, ou pour assurer des régulations de potentiel, après étalonnage du point de consigne à chaque nettoyage ou changement d'électrode ; mais il ne convient pas pour effectuer des mesures de concentrations absolues.

18.2.3 Électrodes de verre pour la mesure du pH

Le pH, c'est-à-dire le cologarithme de l'activité des ions H^+ , est représentatif de l'acidité des solutions ; sa mesure est donc essentielle dans des domaines extrêmement variés : industries chimique, agroalimentaire, pharmaceutique ; pétrochimie,

biologie clinique, etc. On peut estimer que plusieurs millions de capteurs de pH sont actuellement en service dans le monde, et au moins une centaine de milliers en France ; il s'agit donc, et de très loin, du capteur électrochimique le plus utilisé.

La première électrode de mesure de pH basée sur le même principe de fonctionnement que les électrodes actuelles fut décrite en 1909 par Haber. Ce dernier avait constaté que certains types de verres, de composition définie, étaient légèrement conducteurs de l'électricité et que, dans ce cas, le potentiel qui s'établissait à l'interface entre une membrane constituée d'un tel verre et une solution aqueuse dépendait de l'acidité de cette dernière, et suivait l'équation de Nernst (§ 18.2.1.1).

$$E = E'_0 + \frac{RT}{F} \text{Log } a_{\text{H}^+}$$

E'_0 est le potentiel « standard » ou « normal » de l'électrode utilisée, en association avec une électrode de référence de type donné ;

a_{H^+} représente l'activité en ions H^+ de la solution étudiée ; cette activité peut être confondue avec la concentration pour les solutions contenant très peu d'ions libres : solutions diluées ou solutions d'espèces peu dissociées dans les conditions opératoires.

L'électrode à membrane de verre est constituée d'une membrane de verre de composition spéciale, de forme généralement sphérique, cylindrique ou conique, soudée à l'extrémité d'un tube de verre de grande résistance électrique. La partie interne de l'électrode contient une solution de pH connu (généralement de $\text{pH} = 7$), dans laquelle plonge un élément de référence interne (*figure 18.3*).

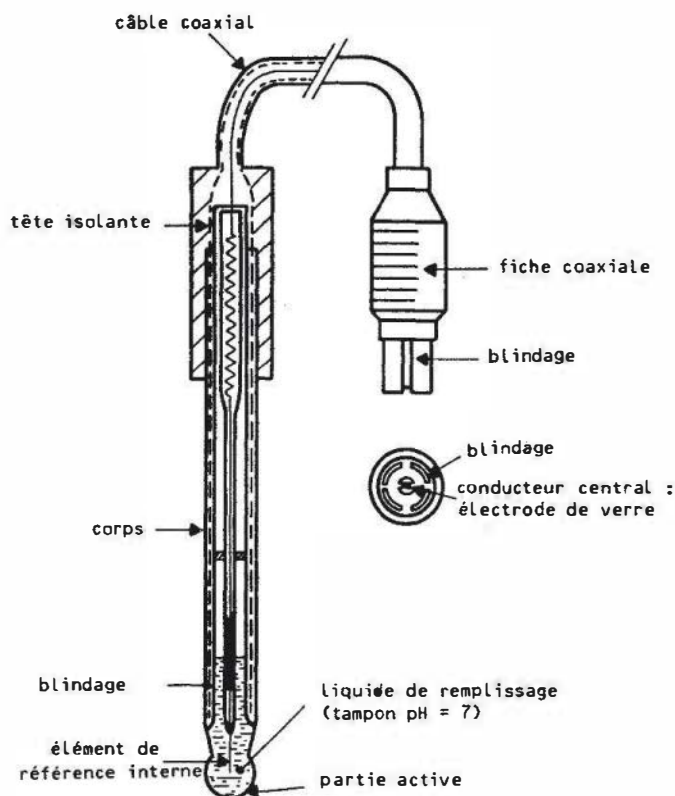


Figure 18.3 – Électrode à membrane de verre.

L'électrode à membrane de verre reste de nos jours très semblable à celle décrite par Haber, à ceci près que la composition des verres sensibles a été considérablement améliorée, surtout depuis 1960, ce qui permet de diminuer la résistance électrique de la membrane, d'augmenter son épaisseur et par conséquent sa solidité, et de réduire ou de supprimer l'interférence des cations alcalins, aux pH élevés.

Pour mesurer le pH d'une solution, il suffit de plonger cette électrode dans la solution étudiée et de mesurer la différence de potentiel qui apparaît entre l'élément de référence interne et une électrode de référence plongeant également dans cette solution.

Pour cela, l'électrode de verre et l'électrode de référence sont branchées à un pH-mètre qui est un millivoltmètre à haute impédance d'entrée ($Z_e \geq 10^{12} \Omega$) associé à des circuits électriques convertissant la différence de potentiel mesurée en unités pH.

Compte tenu des divers éléments de la cellule de mesure (figure 18.4) la différence de potentiel E entre l'électrode de verre et l'électrode de référence s'explique de la façon suivante :

$$E = E_{\text{ref1}} + E_{\text{as}} - E_{\text{ref2}} - E_j - \frac{2,3RT}{F} \log(H_c^+) + \frac{2,3RT}{F} \log(H_{\text{inc}}^+)$$

avec :

E_{ref1} = potentiel de l'élément de référence interne de l'électrode de verre,

E_{ref2} = potentiel de l'électrode de référence extérieure,

E_j = potentiel de jonction liquide existant entre la solution de remplissage de l'électrode de référence extérieure et la solution à étudier,

E_{as} = potentiel d'asymétrie de la membrane de verre.

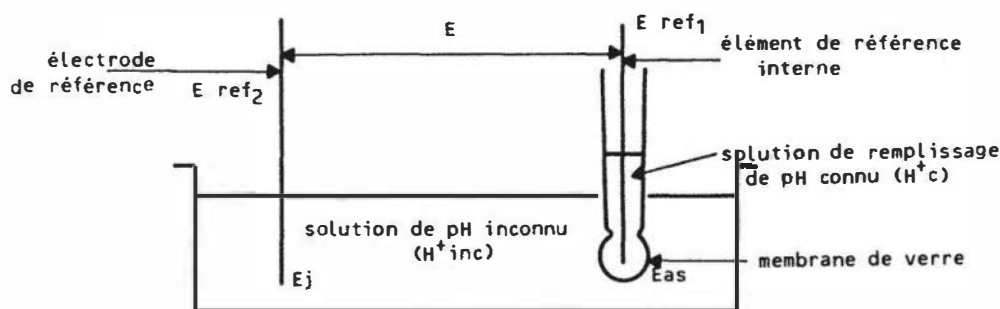


Figure 18.4 – Montage de mesure avec électrode de verre.

Le potentiel de jonction est la différence de potentiel existant au niveau de la jonction liquide lorsque deux solutions sont mises en contact. Elle se développe soit du fait que la solution la plus concentrée tend à diffuser vers la solution la plus diluée, soit du fait que les ions différents présents dans les deux solutions se déplacent en fonction de leur mobilité propre.

Le potentiel d'asymétrie est la différence des potentiels existant de part et d'autre de la membrane de verre lorsque des solutions identiques sont placées de chaque côté de la membrane.

En regroupant l'ensemble des termes indépendants du pH inconnu, l'expression précédente de E peut finalement s'écrire :

$$E = E'_0 - \frac{2,3RT}{F} \text{pH}$$

E'_0 étant le potentiel standard de l'électrode de verre, $2,3RT/F$ étant la pente théorique, dite de Nernst, de l'électrode de verre.

□ Différents types d'électrodes de verre

Les électrodes de verre se différencient par la nature de leur verre actif et de leur élément de référence interne.

– La nature de leur verre actif.

Il existe deux grandes variétés de verres actifs :

- les verres standards : ils ont une résistance électrique (10 à 30 MΩ) permettant de construire des membranes relativement épaisses (> 1 mm), mais leur domaine de réponse linéaire est compris entre 0 et 11 pH. Au-delà de pH 11, l'erreur d'alcalinité (écart entre la valeur théorique et la valeur mesurée) est d'autant plus importante que la concentration en ions alcalins (Na^+ , K^+ ...) et que le pH augmentent.

Erreur d'alcalinité : Dans des solutions alcalines (pH > 11) contenant en particulier des ions sodium, l'électrode de verre fournit un potentiel plus positif que le potentiel théorique. L'erreur d'alcalinité est causée par les cations Na^+ , K^+ , Li^+ ... de la solution de mesure qui viennent perturber la réponse de l'électrode. L'erreur d'alcalinité de certains verres peut atteindre une unité pH à pH 13 pour une concentration de sodium égale à 100/l;

- les verres « alcalins » : ils ont un domaine de réponse linéaire important 0 – 14 pH (avec une faible erreur d'alcalinité entre 13 et 14 pH), mais leur résistance électrique est élevée (> 300 MΩ), ce qui nécessite de construire des membranes relativement épaisses d'où une fragilité supérieure aux membranes standard.

– La nature de leur élément de référence interne. La nature de l'élément de référence interne permet de réaliser soit des électrodes pouvant travailler entre 0 et 80 °C soit des électrodes « haute température » pouvant être utilisées jusqu'à 130 °C.

- Élément interne constitué d'un fil d'argent recouvert de chlorure d'argent : domaine d'utilisation 0 à 80 °C.
- Élément interne constitué d'une cartouche d'argent et de chlorure d'argent : domaine d'utilisation 0 à 130 °C.

□ Conservation des électrodes de verre

La membrane d'une électrode de verre réagit avec l'eau pour former une couche hydratée de 50 à 5 000 Å. La formation de cette couche dure un à deux jours. Lorsqu'une électrode de verre n'est pas utilisée, il est recommandé de la conserver dans son protecteur rempli d'une solution neutre (eau déminéralisée) ou légèrement acide.

□ **Les électrodes de verre combinées**

Une électrode de verre combinée regroupe en un élément unique une électrode de verre et une électrode de référence. L'espace compris entre l'enveloppe externe et l'électrode de verre interne contient le système d'électrode de référence et l'électrolyte de référence, ce dernier jouant en outre le rôle de blindage.

Pour des raisons techniques d'encombrement, on utilise souvent pour les électrodes de référence le système Ag/AgCl. Il est ainsi possible de miniaturiser ces électrodes combinées et de fabriquer des électrodes ayant un diamètre extérieur de 2,5 mm.

Les électrodes de mesure de pH, lorsqu'elles sont correctement entretenues et contrôlées, satisfont aux critères de qualité d'un capteur ; elles présentent les avantages suivants :

- pente de réponse quasi nernstienne ;
- domaine de réponse linéaire extraordinairement étendu, de 10^0 à 10^{-14} moles d'ions H^+ ;
- faible encombrement ;
- très grande sélectivité : seule la présence de cations alcalins peut, dans certaines conditions, produire une légère erreur, dite erreur d'alcalinité ;
- temps de réponse rapide : moins d'une seconde à quelques dizaines de secondes suivant les cas ;
- bonne stabilité à court et moyen terme.

Par contre, les points suivants peuvent constituer des inconvénients ou entraîner des limitations à leur utilisation :

- la membrane est constituée par une faible épaisseur de verre (< 1 mm) ;
- il est nécessaire de « recadrer » périodiquement l'ordonnée à l'origine du domaine de potentiel de réponse : cette opération, appelée « tarage » ou « standardisation », s'effectue au moyen de solutions étalons de pH, ou solutions tampons, dûment vérifiées au préalable ou certifiées ;
- les éléments de référence interne et externe comportent des métaux nobles : platine, argent ; l'incidence du prix de ces éléments sur le prix des capteurs n'est pas négligeable.

Les perspectives d'amélioration des capteurs de pH se situent au niveau de leur miniaturisation, de la diminution de leur coût de fabrication (substitution de métaux communs aux métaux précieux) et de la possibilité de les utiliser dans des domaines plus étendus de température et de pression.

Dans le domaine des structures classiques faisant appel aux techniques et aux matériaux traditionnels, il y a lieu de signaler deux types de réalisations présentant pour l'utilisateur des avantages appréciables de commodité d'utilisation, par rapport à l'électrode de verre simple (*figure 18.3*) en association avec une électrode de référence séparée, extérieure à l'électrode de verre.

Il s'agit de la structure dite « double concentrique » (*figure 18.5a*) dans laquelle l'électrode de verre et l'électrode de référence sont coaxiales l'une par rapport à l'autre (l'électrode de verre constituant la partie centrale et l'électrode de référence occupant l'espace annulaire extérieur).

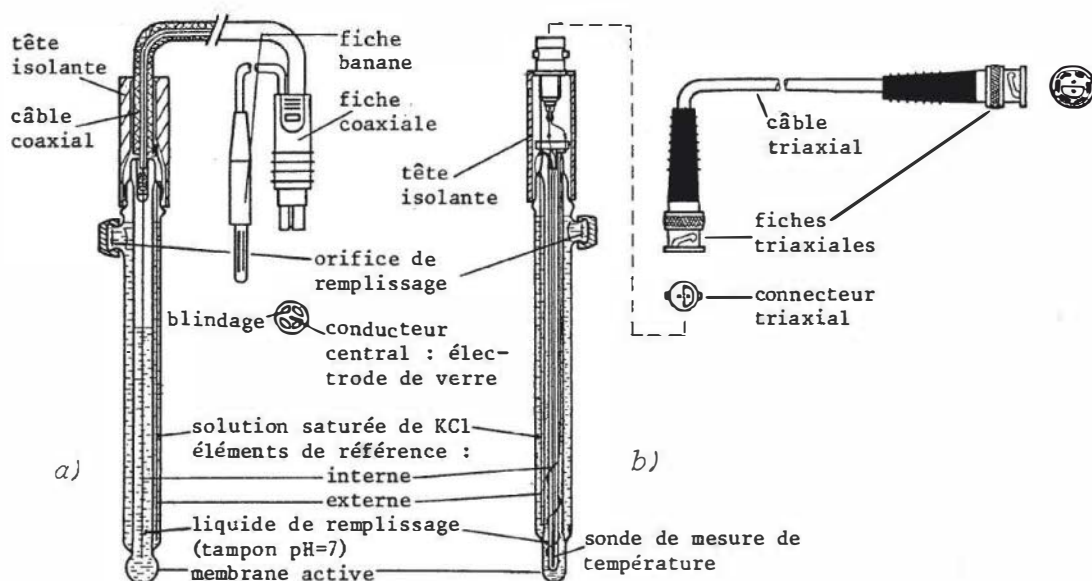


Figure 18.5 – Électrodes de mesure de pH à structure concentrique double a) ou triple (b).

Dans l'année 1984 ont été mises au point des électrodes de structure dite « triple concentrique » (demande de brevet français n° 8502782) qui comportent les éléments constitutifs suivants :

- une sonde à résistance de platine normalisée pour la mesure de la température. L'information ainsi obtenue est généralement utilisée pour modifier le gain de l'amplificateur de mesure, conformément à l'équation :

$$E = E'_0 + \frac{RT}{F} \log a_{H^+}$$

de manière à obtenir une indication de pH ne dépendant pas de la relation entre la pente de réponse de l'électrode (RT/F) et la température. La sonde à résistance de platine est située dans le compartiment axial (central) de l'électrode ;

- la partie « électrode de verre » et la partie « électrode de référence » ; ces éléments de l'électrode sont comparables à ceux de la *figure 18.5a* et ont le même type de structure coaxiale. Grâce à la situation de la sonde de mesure de température à l'intérieur du bulbe de mesure de pH (membrane) la réponse thermique du système est très rapide, inférieure à une minute. La *figure 18.5b* illustre la constitution d'une électrode triple concentrique de ce type.

Les techniques utilisées pour la fabrication de circuits intégrés peuvent être appliquées à la réalisation de capteurs dits intégrés. Ces derniers présentent en particulier l'avantage d'une miniaturisation très poussée particulièrement intéressante dans les applications biomédicales.

L'un des types de capteurs électrochimiques intégrés est l'ISFET (*Ion Sensitive Field Effect Transistor*) (§ 18.2.5).

18.2.4 Électrodes spécifiques

En 1934, Lengyel et Blum étudiant, après plusieurs autres chercheurs dont tout spécialement Malcolm Dole, l'influence de la composition du verre employé pour la

membrane, sur la réponse à l'activité des ions H^+ , constatèrent que certains verres, qui n'étaient pas satisfaisants pour la mesure du pH, présentaient par contre une sensibilité notable à l'activité d'ions alcalins tels que Na^+ , K^+ , Li^+ . Cette propriété fut mise à profit pour la réalisation d'électrodes spécifiques aux ions Na^+ ou K^+ , dont il existe maintenant plusieurs modèles fabriqués en série.

La plupart des électrodes spécifiques actuellement commercialisées ont été mises au point durant les vingt dernières années ; une trentaine de types sont maintenant disponibles, dont l'élément sensible est constitué, suivant les cas, d'une membrane de verre, d'une membrane liquide, de pastilles cristallines, de membranes à diffusion gazeuse, de membranes enzymatiques. Bien que le mécanisme de fonctionnement des électrodes spécifiques ne soit pas toujours bien connu, leurs applications sont nombreuses ; toutefois leur emploi doit s'accompagner de certaines précautions, qui découlent à la fois de leurs caractéristiques propres, et des propriétés physico-chimiques des solutions à étudier.

La partie active d'une électrode spécifique est constituée par l'interface entre l'élément sensible de cette électrode, et la solution de mesure ; un échange d'ions s'établit à ce niveau, entraînant un équilibre thermodynamique dans lequel les potentiels électrochimiques des ions situés de part et d'autre de l'interface sont égaux. Ces potentiels sont définis notamment par l'activité des ions considérés, cette activité étant constante dans l'élément sensible, et variable dans la solution de mesure ; en développant l'expression donnant les valeurs des potentiels électrochimiques et en reliant la différence de potentiel qui s'établit de part et d'autre de l'interface à l'activité de l'ion considéré dans la solution de mesure, on arrive à l'expression de la loi de Nernst (§ 18.2.1.1) :

$$E = E_0 + (RT/z_i F) \text{Log } a_i$$

E représente la différence de potentiel entre l'élément sensible et la solution,

E_0 est le potentiel standard de l'élément sensible, directement lié à l'activité constante des ions i qu'il renferme,

z_i est la charge de l'ion i considéré,

a_i représente l'activité des ions i dans la solution de mesure.

Il est impossible, en pratique, de mesurer directement cette différence de potentiel entre deux milieux de nature physique différente ; pour mesurer les variations de E lorsque a_i varie, on est amené à constituer une « chaîne électrochimique » qui est telle que représentée *figure 18.6* et où la solution s'_i présente une activité a'_i constante de l'ion i .

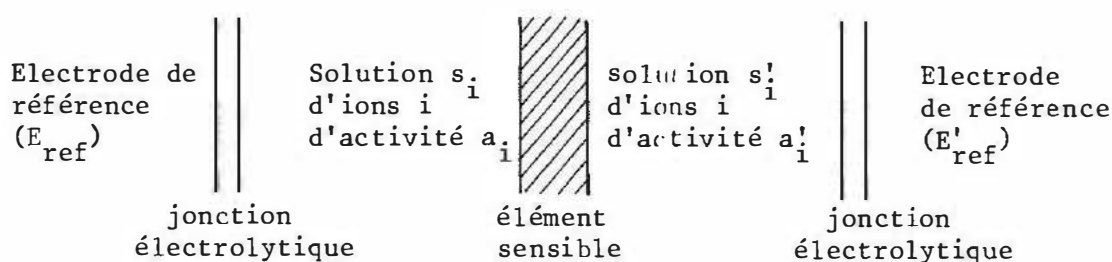


Figure 18.6 – Chaîne électrochimique pour la mesure de l'activité d'ions.

La différence de potentiel globale mesurée entre les deux extrémités de la chaîne a comme expression :

$$E = [E_{\text{ref}} + E_0 + (RT/z_i F)\text{Log } a_i] - [E'_{\text{ref}} + E_0 + (RT/z_i F)\text{Log } a'_i]$$

Si l'on rassemble les termes constants, on obtient la tension de tarage E'_0 , ordonnée à l'origine :

$$E'_0 = E_{\text{ref}} - (RT/z_i F)\text{Log } a'_i - E'_{\text{ref}}$$

En toute rigueur, il faudrait également faire figurer dans cette expression les potentiels de jonction électrolytique et le potentiel d'asymétrie de l'élément sensible.

En définitive, on peut écrire :

$$E = E'_0 + (RT/z_i F)\text{Log } a_i$$

La *figure 18.7* représente la structure générale d'une électrode spécifique ainsi que celle de l'électrode de référence qui lui est associée pour l'exécution des mesures.

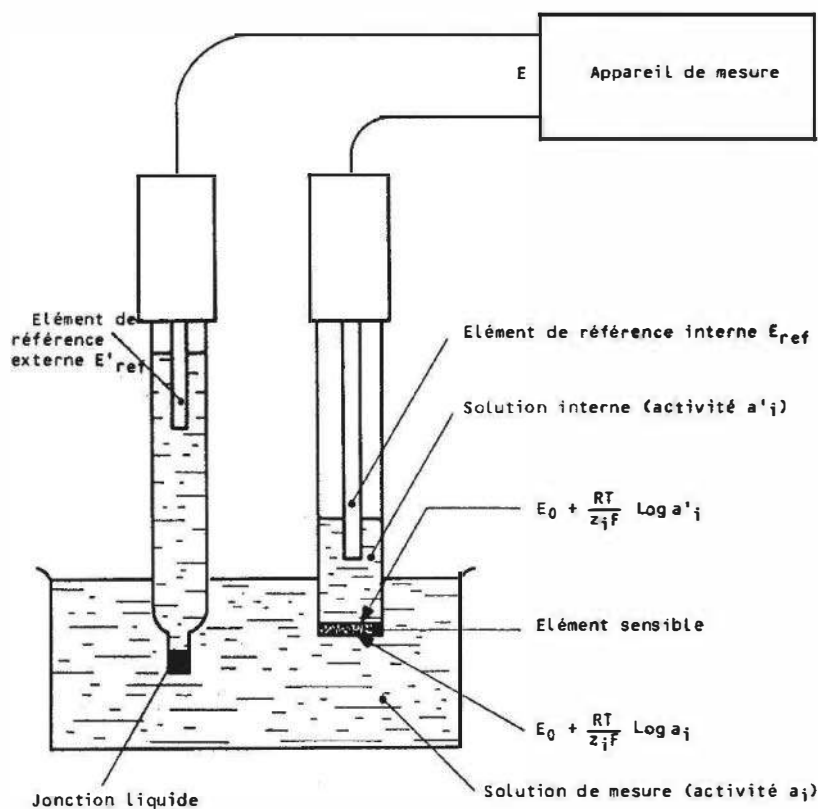


Figure 18.7 – Principe des mesures utilisant une électrode spécifique.

Les électrodes spécifiques répondent à l'activité des ions ; celle-ci dépend, pour une température donnée constante :

- de la concentration des ions étudiés,
- de leur charge (électrovalence),
- de leur taille,
- de la nature et de la quantité des ions étrangers présents dans la solution de mesure.

Dans un milieu donné, l'activité est reliée à la concentration C par la relation $a = \gamma C$, dans laquelle γ est le coefficient d'activité, qui dépend notamment de la force ionique, c'est-à-dire de la quantité et de la charge de l'ensemble des ions présents. Il est donc nécessaire de faire en sorte que la force ionique des solutions d'étalonnage et de mesure soit sensiblement la même, afin que le terme γ soit constant

$$E = E'_0 + (RT/z_i F) \text{Log} (\gamma_i C_i)$$

(on peut signaler que ce point important n'est pas toujours pris en considération lors des mesures précises).

La technique généralement utilisée consiste à ajouter un excès important d'ions indifférents (« électrolyte support » ou « sel de fond ») dans les solutions de mesure, afin que les variations de concentration mesurées soient toujours négligeables devant la quantité totale d'ions présents.

Ainsi qu'il apparaît lorsqu'on examine l'équation de Nernst, la température a une influence importante sur la pente de réponse des électrodes spécifiques (environ $0,34 \text{ \%} \cdot \text{°C}^{-1}$); il est donc nécessaire, lors de mesures précises, de thermostatier la cellule de mesure, y compris l'électrode de référence, qui présente également un coefficient de température souvent non négligeable; enfin il faudra dans certains cas tenir compte également du coefficient de température des solutions étalons, ou surtout des solutions tampons utilisées.

Les principales électrodes spécifiques actuellement disponibles commercialement sont mentionnées dans le *tableau 18.1*.

Une électrode spécifique peut être définie par certains critères permettant de connaître ses possibilités, ses limites, ou le cas échéant, de détecter un fonctionnement défectueux : ils sont examinés ci-après.

□ Pente de réponse

Si, partant de l'équation de Nernst, on pose :

$$\text{pX}_i = -\log a_i$$

on obtient :

$$E = E'_0 - S_i \text{pX}_i$$

i étant l'ion considéré et S_i la pente de réponse de l'électrode vis-à-vis de l'ion X_i , qui est égale à $2,303 (RT/z_i F)$.

Pour une électrode idéale, on aura, dans le cas d'un cation monovalent :

$$S = +59,16 \text{ mV à } 25 \text{ °C}$$

En fait, généralement, les électrodes spécifiques sont considérées comme satisfaisantes, lorsqu'elles présentent une pente de réponse supérieure à 90 ou 95 % (selon les cas) de la pente théorique, dite « nernstienne ».

□ Domaine de linéarité et limite de détection

La *figure 18.8* représente une courbe d'étalonnage $E = f(\text{pX}_i)$, où pX_i est le cologarithme de la concentration de l'ion étudié; on constate que la pente est linéaire pour

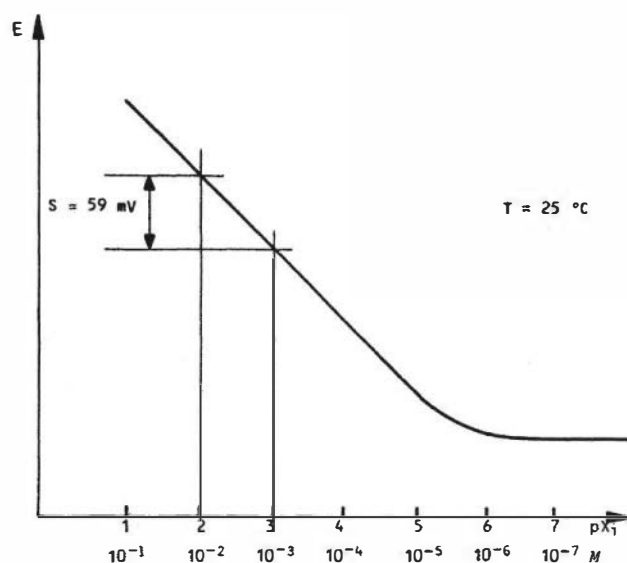


Figure 18.8 – Courbe d'étalonnage typique d'une électrode spécifique d'un cation monovalent.

$1 < pX_i < 5$, ce qui signifie que l'électrode considérée est utilisable sans correction de non linéarité entre des concentrations de 10^{-1} M et 10^{-5} M de l'ion mesuré ; entre 10^{-5} M et 10^{-7} M, l'électrode conserve une pente de réponse appréciable, mais sous-nernstienne ; elle sera encore utilisable dans ce domaine, sous réserve de corrections, mais les mesures seront alors plus délicates et la sensibilité plus faible.

□ Temps de réponse

Le temps de réponse d'une électrode spécifique correspond au délai de stabilisation du potentiel, lorsque l'on fait varier de manière instantanée l'activité de l'ion mesuré ; la courbe $E = f(t)$ étant approximativement exponentielle, il est commode en pratique de définir ce temps de réponse par le temps nécessaire pour atteindre une stabilité donnée du potentiel de l'électrode : par exemple $0,1 \text{ mV} \cdot \text{min}^{-1}$, une variation de $0,1 \text{ mV}$ correspondant pour un ion monovalent, à une incertitude sur la concentration relative de $0,4 \%$ environ ; de toutes façons, de nombreux paramètres ont une influence sur le temps de réponse, qui peut être compris entre quelques secondes et plusieurs dizaines de minutes, en particulier :

- la nature de l'élément sensible dont dépend la cinétique d'établissement de l'équilibre des échanges ioniques à l'interface ;
- la concentration de l'ion mesuré, l'importance et le sens de la variation de concentration imposée (augmentation ou diminution) : l'équilibre est en général plus long à s'établir quand la concentration est faible, quand on impose un échelon de concentration décroissant, ou quand l'amplitude de l'échelon est importante.
- l'« histoire » de l'électrode : les effets de mémoire sont déjà bien connus en ce qui concerne les mesures de pH à l'électrode de verre : pour les autres électrodes spécifiques ils sont plus ou moins marqués suivant le type, la structure, et certains facteurs technologiques, notamment l'étanchéité du scellement de l'élément dans le corps et la porosité de l'élément sensible ;

- la présence d'ions susceptibles d'interférer : les équilibres ioniques à l'interface deviennent alors plus complexes, et il se produit dans certains cas une transformation chimique progressive de la surface de l'élément sensible. Il est donc souvent illusoire de vouloir définir d'une façon précise un temps de réponse ; les chiffres indiqués par les constructeurs sont des ordres de grandeur correspondant à des conditions d'utilisation particulières, et ne peuvent être comparés que si les conditions de mesure et le critère de stabilisation sont définis.

□ Interférences

Les électrodes spécifiques ne présentent jamais une sélectivité parfaite ; il est donc indispensable de s'assurer, préalablement à toute mesure ionométrique, que les solutions examinées ne contiennent pas d'ions susceptibles d'interférer.

Les causes d'interférence sont généralement liées à la présence d'ions étrangers qui interviennent dans le processus d'échange ionique à l'interface ; Nicolsky a établi une relation entre le potentiel d'une électrode de mesure de pH et les activités des ions H^+ et des ions interférents ; cette relation fut ensuite généralisée à l'ensemble des électrodes spécifiques, sous la forme :

$$E = E'_0 + (RT/z_A F) \text{Log} \left[a_A + k_{A,B}^{\text{pot}} (a_B)^{z_A/z_B} + k_{A,C}^{\text{pot}} (a_C)^{z_A/z_C} \dots \right]$$

qui est une forme modifiée de l'équation de Nernst, dans laquelle les ions B, C de charge $z_B, z_C \dots$, présentant des activités a_B, a_C interfèrent sur la mesure des ions A, de charge z_A et d'activité a_A . Les coefficients :

$$k_{A,B}^{\text{pot}}, k_{A,C}^{\text{pot}}$$

sont nommés « coefficients potentiométriques de sélectivité » ; ils dépendent de la nature des ions considérés et peuvent être déterminés expérimentalement par le tracé et l'exploitation des courbes d'étalonnage (figure 18.9) :

$$E = f(a_A) \quad (a_B \text{ constante}), \quad \text{ou} \quad E = f(a_B) \quad (a_A \text{ constante})$$

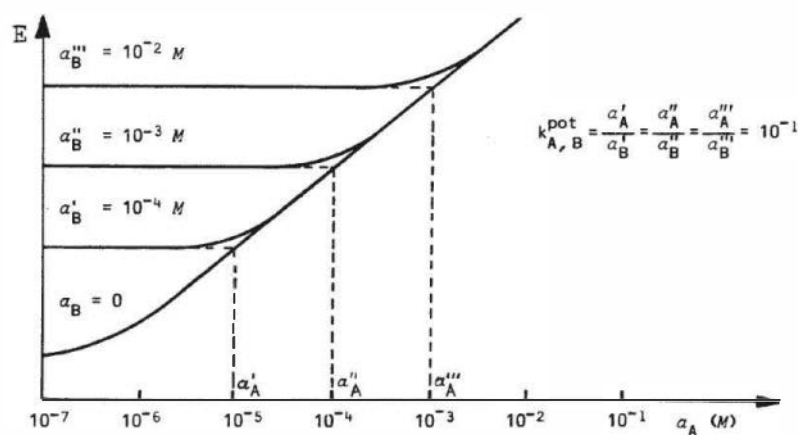


Figure 18.9 – Détermination expérimentale des coefficients potentiométriques de sélectivité.

Dans le cas des électrodes à élément sensible cristallin, les ions interférents sont ceux qui déplacent l'ion à mesurer du sel insoluble constituant l'élément sensible ; le coefficient de sélectivité est alors de l'ordre de grandeur du rapport des produits de solubilité correspondants.

□ Stabilité et reproductibilité

De même que pour le temps de réponse, la notion de stabilité d'une électrode spécifique, qui lui est en partie liée, est assez relative, car elle dépend de nombreux paramètres opératoires ; on peut toutefois indiquer que les électrodes spécifiques aux ions H^+ , F^- , I^- , Ag^+ , Cu^{++} sont parmi les plus stables. Plongées dans une solution de concentration moyenne en ion considéré, correspondant, par exemple, approximativement au milieu du domaine de réponse nernstienne, elles présentent une dérive de potentiel de l'ordre de, ou inférieure à, 1 mV par jour, toutes les précautions étant bien entendu prises en ce qui concerne la température, l'électrode de référence, l'évaporation des solutions de mesure, etc.

Les électrodes spécifiques utilisées en ionométrie directe doivent, comme les électrodes de mesure de pH, être régulièrement étalonnées dans des solutions de référence, à des intervalles de temps qui dépendent de la précision recherchée et du type d'électrode utilisé, et qui est en moyenne d'une fois par jour.

Il existe trois principales techniques d'utilisation des électrodes spécifiques :

- la potentiométrie, ou l'ionométrie directe,
- la méthode des ajouts dosés,
- les titrages potentiométriques. Le choix de la technique la mieux adaptée à un problème donné doit être fait d'une part en fonction de la composition des échantillons à étudier, d'autre part de la précision que l'on souhaite obtenir.

□ Potentiométrie ou ionométrie directe

On procède à l'établissement de la courbe d'étalonnage $E = f(pX_i)$ (ou $E = f(C_i)$, dans ce dernier cas en coordonnées semi-logarithmiques) ; on se reporte ensuite à cette courbe (*figure 18.8*) lors des mesures sur échantillons. Bien entendu, les solutions d'étalonnage et de mesure doivent toutes présenter les mêmes caractéristiques de force ionique, de concentration d'agent complexant s'il y a lieu, de température, etc.

Dans le cas de mesures ionométriques directes, on utilise des appareils comparables aux pH-mètres : on procède dans un premier temps au tarage ou « standardisation » des électrodes de mesure, c'est-à-dire à la compensation du terme E'_0 , en opérant dans une solution étalon de concentration C_s connue (soit $pX_s = -\log C_s$). Dans un deuxième temps, on plonge l'électrode dans une seconde solution étalon de concentration différente et également connue C_e (soit $pX_e = -\log C_e$) et on procède à l'opération d'étalonnage qui consiste à prendre en compte la pente de réponse de l'électrode spécifique entre C_s et C_e .

$$S = (E_e - E_s) / (pX_e - pX_s)$$

L'ionomètre est ensuite prêt à effectuer des mesures sur échantillons ; les résultats, obtenus sous la forme pX_i , sont aisément transformés en concentration ($C_i = 10^{-pX_i}$) si l'opérateur le désire.

□ Méthode des ajouts dosés

On effectue une première mesure de potentiel dans une prise d'essai V de la solution à analyser, ce qui donne une valeur E_1 ; on ajoute ensuite un volume v d'une solution étalon de l'ion mesuré, à la concentration C_E , et on procède à une nouvelle mesure de potentiel, ce qui donne une valeur E_2 .

Si la pente de réponse de l'électrode est S , la concentration C_x dans l'échantillon peut être aisément calculée à partir de l'équation de Nernst :

$$C_x = C_E \cdot v / (V + v) \cdot \left[10^{(E_2 - E_1)/S} - V / (V + v) \right]$$

Séduisante dans son principe, cette méthode n'est utilisable avec profit que si la pente de réponse de l'électrode spécifique dans le milieu et dans l'intervalle de concentration considérés, est connue et constante ; or un doute peut exister si la composition globale de la solution de mesure n'est pas entièrement définie ou si l'on est proche d'une des limites du domaine de réponse linéaire.

□ Titrages potentiométriques

Les électrodes spécifiques donnent les résultats les plus précis lorsqu'elles sont utilisées dans un titrage potentiométrique comme électrodes indicatrices, le réactif titrant étant additionné sous forme volumétrique ou coulométrique ; de tels titrages peuvent être basés sur des réactions de neutralisation, complexation, précipitation, oxydo-réduction ; l'électrode spécifique détecte la disparition de l'espèce titrée, ou l'excès d'espèce titrante, ou encore la disparition, ou l'apparition, d'une espèce secondaire à laquelle elle est sensible.

Le point d'équivalence coïncide généralement avec le point d'inflexion de la courbe de titrage ; il est toujours souhaitable de le vérifier en procédant dans un premier temps au titrage d'une solution étalon de l'espèce à doser.

Les avantages des capteurs ioniques (électrodes spécifiques) sont les mêmes que ceux des électrodes de mesure de pH : faible encombrement, simplicité d'utilisation, coût peu élevé, facilité d'implantation dans des systèmes d'analyse « en ligne ».

Leurs limitations concernent, suivant les types, l'étendue du domaine de concentrations mesurables, la stabilité, et la sélectivité ; par ailleurs le signal électrique qu'ils fournissent est, conformément à l'équation de Nernst, proportionnel au logarithme de la concentration de l'espèce mesurée ; il sera donc difficile d'obtenir une précision relative meilleure que 1 à 3 %, lors de mesures de concentration par la méthode ionométrique directe.

Les perspectives d'avenir des électrodes spécifiques sont en partie liées aux progrès qui pourront être accomplis dans trois directions :

- amélioration des capteurs existants, dans le sens de leur miniaturisation, ainsi que de la sensibilité, de la sélectivité et de la stabilité des mesures ;

- mise au point d'électrodes spécifiques nouvelles, en particulier pour le dosage d'espèces pour lesquelles les méthodes actuelles sont peu satisfaisantes : sulfates, chromates, ions ferriques, composés d'intérêt biologique, etc. ;
- utilisation de moyens micro-informatiques de traitement du signal, qui permettent un progrès sensible dans la précision et la sûreté des résultats. Parallèlement, la mise au point de capteurs ioniques à effet de champ (transistors ionosensibles ou ISFET) devrait entraîner un progrès décisif dans ce domaine. Ils permettront, en effet, de présenter, tout comme pour les électrodes de mesure de pH, des capteurs miniaturisés et de faible prix, qui rendront en outre possible de simplifier appréciablement les unités électroniques de mesure associées.

Les différences de potentiel à mesurer sont généralement comprises entre 0 et $\pm 2\,000$ mV ; dans le cas de l'électrode de verre, les valeurs sont comprises entre 0 et ± 400 mV à 25 °C.

La mesure de la différence de potentiel entre deux électrodes s'effectuait autrefois par la méthode d'opposition. Actuellement les différences de potentiel sont déterminées par mesure directe au moyen d'un millivoltmètre analogique ou numérique à impédance d'entrée élevée, généralement supérieure à 10^{12} Ω : cette caractéristique est indispensable lors des mesures de pH, les électrodes de verre ayant une résistance électrique typique de la membrane de verre comprise entre 10 et 1 000 M Ω .

18.2.5 ISFET

Le capteur ISFET (*Ion Sensitive Field Effect Transistor*) est issu du transistor MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). C'est Bergveld qui, en 1970 a montré la sensibilité d'un MOSFET sans grille métallique aux ions H⁺ lorsque l'isolant silice est directement en contact avec la solution.

■ Principe de l'ISFET

On rappelle d'abord la structure, le principe de fonctionnement et les caractéristiques du transistor MOS (*figure 18.10*).

Dans un substrat de silicium de dopage *p* (cas d'un MOS canal *n*) sont implantées deux zones de dopage *n* formant la source (*S*) et le drain (*D*) et auxquelles sont appliquées des électrodes métalliques. La zone centrale située entre source et drain est le canal ; une fine couche isolante (SiO₂) surmonte le canal et la métallisation qu'elle porte constitue l'électrode grille (ou gate) qui est l'électrode de contrôle de la conductivité du canal. Cette structure est normalement bloquée : aucun courant ne peut traverser le canal entre source et drain car quelle que soit la différence de potentiel appliquée à ces deux électrodes au moins l'une des jonctions *p* – *n* est polarisée en inverse.

L'application entre grille et source d'une tension V_{GS} positive tend à repousser les trous majoritaires et à attirer, dans la zone située sous la grille, des électrons porteurs minoritaires du substrat *p*.

Lorsque $V_{GS} > V_T$, (V_T : tension seuil) la densité d'électrons devient supérieure à la densité des trous et un canal de type *n* se forme, assurant la continuité entre source et drain : la circulation d'un courant I_{DS} entre source et drain devient possible.

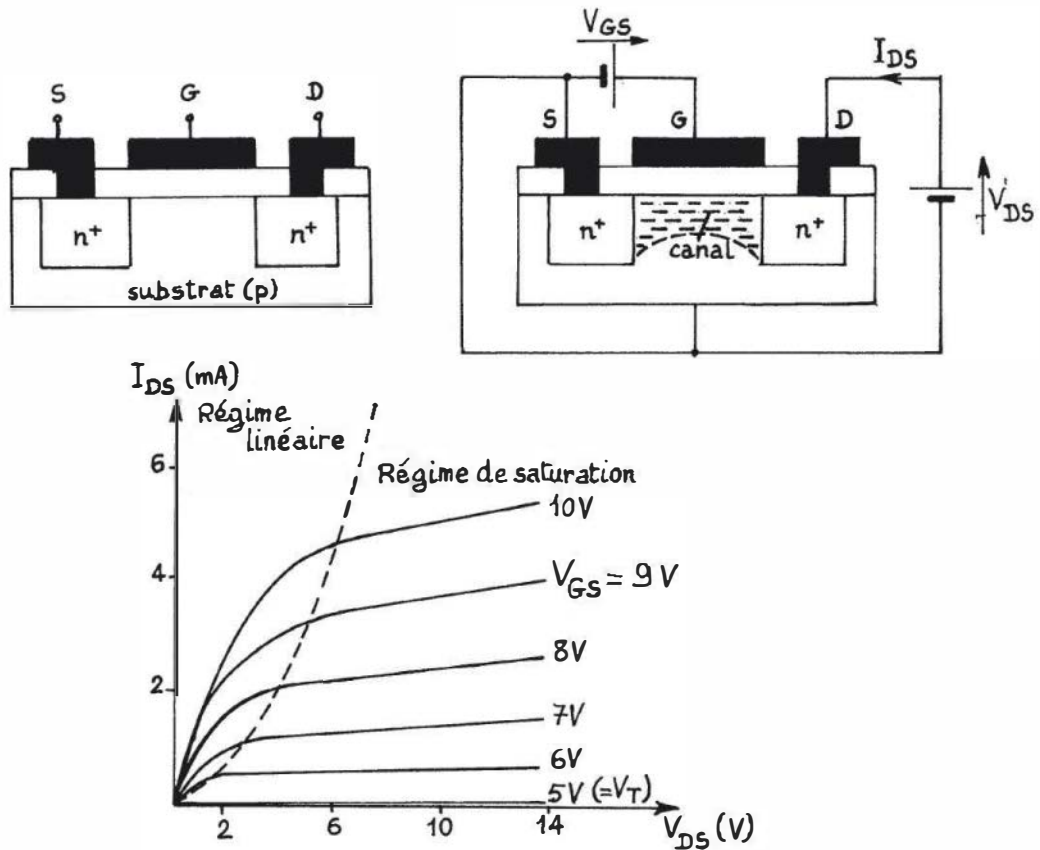


Figure 18.10 – Transistor MOS. a) structure; b) représentation du canal (n) dans le transistor polarisé; c) exemple de caractéristiques statiques.

Le courant I_{DS} est fonction des tensions V_{GS} et V_{DS} entre drain et source ; on établit que :

pour $V_{DS} < V_{GS} - V_T$, zone dite linéaire

$$I_{DS} = \beta(V_{GS} - V_T - V_{DS}/2)V_{DS} \quad (1)$$

pour $V_{DS} > V_{GS} - V_T$, zone dite de saturation

$$I_{DS} = \frac{\beta}{2}(V_{GS} - V_T)^2 \quad (2)$$

La figure 18.11a représente la structure d'un ISFET. La métallisation de grille du MOS est remplacée par une membrane chimiquement sensible en contact avec la solution à étudier. La tension seuil V_T devient dans ce cas une fonction des caractéristiques chimiques de la solution :

$$V_T = V_{T0} + \psi$$

où V_{T0} ne dépend que de la constitution de l'ISFET, et ψ est le potentiel interfacial, dépendant du pH de la solution.

La tension seuil étant fonction du pH, il en est de même pour le courant I_{DS} (équations (1) et (2)).

Dans la méthode de mesure la plus utilisée, le courant de drain est maintenu constant par asservissement de la tension V_{GS} dont la variation est directement égale à celle du potentiel interfacial ψ (cf. figure 18.11b). La miniaturisation de l'électrode de référence a fait l'objet de travaux particuliers ; plusieurs solutions ont été proposées : fil d'argent – chlorure d'argent, électrode de référence intégrée, mesures différentielles avec un ISFET de référence et une pseudo-référence en or.

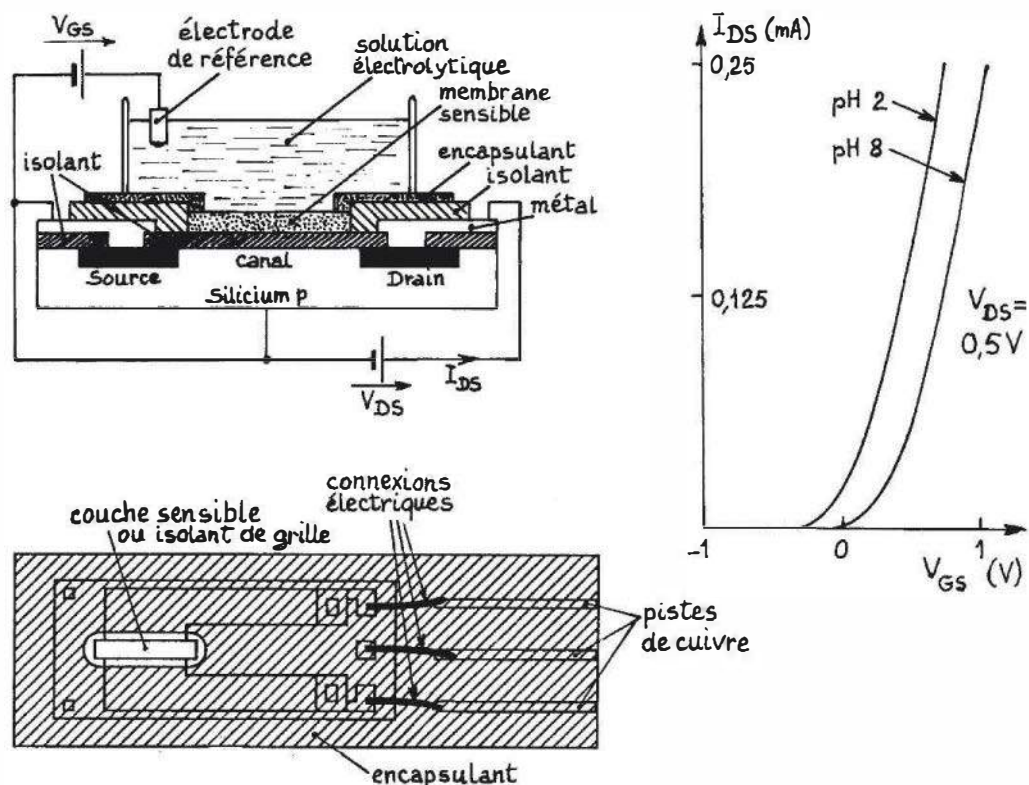


Figure 18.11 – ISFET. a) structure et montage de mesure ; b) exemple d'influence du pH sur une caractéristique statique ; c) encapsulation et connexions.

■ Membranes sensibles

□ Détection des ions H^+

Les membranes sensibles au pH sont des couches minces d'oxydes SiO_2 , Al_2O_3 , ou Ta_2O_5 ou de nitrures tels que Si_3N_4 . SiO_2 est la première membrane sensible au pH mais elle a été abandonnée pour sa réponse subnernstienne et sa faible durée de vie. Les autres membranes ont toutes des réponses nernstiennes.

□ Détection des autres ions

Les membranes sont de natures variées :

- verres spéciaux (K^+ , Na^+)
- composés polycristallins (Ag^+ , F^- , Br^- , I^-)
- membranes polymériques avec groupements ionophores inclus (K^+ , Ca^{2+} , NO_3^-)

- membranes monomoléculaires, greffage (Ag^+ , Ca^{2+}). Pour les trois premiers types de membranes, la réponse est nernstienne ; pour le dernier type, la réponse est subnernstienne.

■ Fabrication de l'ISFET

Le procédé de fabrication des ISFET peut être divisé en deux parties. La première concerne la fabrication des composants dans la tranche de silicium par la technologie microélectronique (typiquement des tranches de 50 à 75 mm de diamètre). Dans cette première partie, chaque étape du procédé concerne tous les composants simultanément (plusieurs centaines à plusieurs milliers par tranche de silicium) ; c'est une phase très rentable. La seconde partie du procédé de fabrication de l'ISFET concerne les étapes situées après que la tranche de silicium soit découpée en composants individuels ; il s'agit du dépôt de la membrane sensible, du montage de l'ISFET sur le support, des connexions électriques, de l'encapsulation du capteur (*figure 18.11c*). Étant donné que chaque capteur est traité individuellement, l'effort par capteur est important.

18.3 Capteurs ampérométriques

18.3.1 Principe de mesure

La polarographie, la voltamétrie, l'ampérométrie sont des techniques qui reposent sur la détermination de l'intensité du courant qui traverse une cellule électrochimique dans des conditions déterminées : l'intensité de ce courant est fonction notamment de la concentration des corps électroactifs et du potentiel imposé. Dans des conditions précises, il est possible après étalonnage, de déterminer la concentration de certains corps présents à partir de la mesure de l'intensité. Dans la plupart des cas, on effectue une oxydation ou une réduction d'une espèce à une électrode indicatrice, la seconde électrode étant en général une électrode de référence.

Si on applique à l'électrode indicatrice un potentiel E variable par rapport à l'électrode de référence, et que l'on trace la courbe intensité-potentiel $i = f(E)$ (*figure 18.12*), la hauteur i du palier limite de diffusion est proportionnelle à la concentration du corps oxydé ou réduit à l'électrode indicatrice.

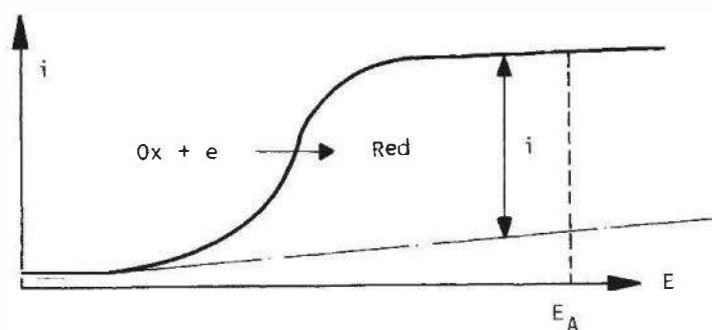


Figure 18.12 – Exemple de courbe intensité-potentiel.

Dans un capteur ampérométrique, on procède à une électrolyse entre une électrode indicatrice et une électrode de référence, en fixant une tension d'électrolyse E_A correspondant au palier limite de diffusion. On détermine la hauteur du palier de diffusion, qui est proportionnelle à la concentration du corps réduit ou oxydé à l'électrode indicatrice. Un étalonnage préalable est effectué, dans les mêmes conditions, au moyen de solutions contenant des concentrations connues du corps à déterminer ; il permet de déduire la concentration inconnue.

Les valeurs de courant mesurées sont extrêmement variables : elles dépendent notamment de la quantité d'espèces électroactives réagissant à l'électrode indicatrice, de la surface des électrodes, etc. Elles sont généralement comprises entre quelques picoampères et quelques dizaines de milliampères. Le dispositif de mesure du courant comporte habituellement un convertisseur courant-tension (§ 4.1).

18.3.2 Capteurs redox

Ces capteurs permettent de mesurer des espèces oxydables ou réductibles en solution.

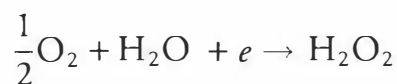
Les principales électrodes indicatrices utilisées sont : l'électrode à goutte de mercure, les électrodes de métal inattaquable (platine, or...), les électrodes en carbone vitreux, en graphite.

L'électrode à goutte de mercure est constituée d'un capillaire relié à un réservoir de mercure. La structure des électrodes de platine, or, carbone vitreux, etc., est généralement semblable à celle des capteurs potentiométriques (*figure 18.2*).

18.3.3 Électrode à gaz

Parmi les capteurs ampérométriques permettant la mesure d'un gaz dissous dans un liquide, l'électrode la plus utilisée est l'électrode à oxygène.

La sonde détectrice à oxygène est constituée de deux électrodes polarisables : une cathode de platine et une anode d'argent, recouverte de chlorure d'argent, plongées dans un électrolyte à base de chlorure de potassium ; ce système est séparé du milieu à étudier par une fine membrane perméable à l'oxygène. Un potentiel de polarisation de 650 mV est appliqué aux électrodes. L'oxygène diffusant à travers la membrane est réduit à la cathode selon la réaction :



Le courant dû à la réaction électrochimique est directement proportionnel à la quantité d'oxygène réduit, et par conséquent, à la teneur en oxygène du milieu étudié. Le courant ainsi produit est mesuré au moyen d'un amplificateur électrométrique et peut être soit affiché directement, soit exprimé en parties par million d'oxygène gazeux, parties pour cent d'oxygène gazeux ou millimètres de pression partielle d'oxygène.

18.3.4 Électrodes enzymatiques

Les électrodes enzymatiques comprennent une membrane sur laquelle est fixée une enzyme. L'une des faces de la membrane est en contact avec le milieu à étudier, l'autre face étant en contact avec une chambre de détection.

La membrane de l'électrode enzymatique pour la mesure de la teneur en glucose est porteuse de glucose oxydase, en présence de laquelle le glucose à doser est oxydé :



La chambre de détection ampérométrique comprend deux électrodes polarisables, une cathode d'argent, recouverte de chlorure d'argent, et une anode de platine, en contact avec la membrane, plongées dans un électrolyte tampon additionné de chlorure de potassium. Une tension de polarisation est appliquée entre les deux électrodes. Sous son action, l'eau oxygénée libérée est oxydée à l'interface anode/membrane selon la relation :



Le courant résultant est directement proportionnel à la quantité d'eau oxygénée oxydée, donc à la teneur en glucose du milieu étudié.

Le domaine d'utilisation de ces électrodes est compris entre 10^{-3} et 10^{-7} M en concentration de glucose. Leur réponse est linéaire dans ce domaine de mesure ; la sensibilité typique est voisine de $1,5 \mu\text{A}$ par millimole par litre de glucose. Le temps de réponse est compris entre 30 et 45 secondes.

18.4 Capteurs conductimétriques

18.4.1 Mesure de la conductance des électrolytes

La conductance électrique G d'un corps, inverse de sa résistance, est proportionnelle à la surface S de la section perpendiculaire à la direction du courant et inversement proportionnelle à sa longueur ℓ ; elle a pour expression :

$$G = \gamma \cdot \frac{S}{\ell}$$

la conductance G est exprimée en siemens (S).

La constante γ qui est caractéristique d'un produit donné, est la conductance spécifique ou conductivité ; elle est habituellement exprimée en siemens par centimètre ($S \cdot \text{cm}^{-1}$), la surface S étant donnée en cm^2 et la longueur ℓ en cm. Le rapport S/ℓ est dit constante de cellule ; il est représenté par k et exprimé en cm. La mesure de la conductance d'un électrolyte s'effectue en immergeant dans la solution une cellule de mesure comportant deux électrodes dont la surface S et la distance ℓ sont connues.

L'étalonnage ou le contrôle de la cellule sont effectués en mesurant sa conductance G_e pour un électrolyte de conductivité γ_e connue :

$$k = G_e / \gamma_e$$

Lorsque l'on connaît la constante de conductivité de cellule k , on peut déterminer la conductivité γ d'un électrolyte quelconque, en mesurant la conductance G de la cellule immergée dans cet électrolyte :

$$\gamma = G / k$$

La mesure ne peut être effectuée en courant continu, car il se produirait alors une polarisation des électrodes et une électrolyse entraînant une variation de la résistance. Il est donc indispensable de réaliser la mesure en courant alternatif de fréquence suffisamment élevée pour éliminer ces effets perturbateurs. Les conductimètres modernes permettent de choisir entre plusieurs fréquences de mesure (généralement entre 50 Hz et plusieurs kHz), afin d'opérer, selon la valeur de la conductivité à mesurer, le meilleur compromis entre l'effet de polarisation des électrodes (qui est d'autant plus important que la solution est plus conductrice et la fréquence plus basse), et l'effet des capacités parasites des cordons et de la cellule (qui est d'autant plus important que la fréquence est plus haute).

Dans le schéma équivalent du circuit de mesure, le phénomène de polarisation des électrodes se traduit par une impédance en série avec les électrodes, et les capacités parasites par une impédance en parallèle.

Pour les solutions faiblement conductrices, dont la conductivité est inférieure à quelques microsiemens, on emploie de préférence des fréquences de mesure faibles : 50 Hz, 62,5 Hz par exemple.

Pour les solutions fortement conductrices, dont la conductivité est supérieure à quelques millisiemens, des fréquences plus élevées sont employées : 4 kHz, 16 kHz. Pour les solutions de conductivité moyenne, on utilise des fréquences comprises entre quelques 10^2 et 10^3 Hz.

La conductivité d'un électrolyte dépend de sa température, selon la relation suivante, valable en première approximation :

$$\gamma = \gamma_{25} [1 + \alpha_{25} (T - 25)]$$

α_{25} : coefficient de variation thermique de la conductivité, défini par rapport à la conductivité à 25 °C,

T : température exprimée en degrés C.

Le coefficient de variation thermique de la conductivité, qui est différent d'une solution à une autre, est relativement constant pour un électrolyte donné, dans un domaine de deux ou trois dizaines de degrés Celsius. Lorsqu'on désire comparer par mesure directe les valeurs de conductivité de différents produits, par exemple s'il s'agit de solutions de même composition de base, en vue de déterminer, en première approximation, leurs concentrations, il faut effectuer toutes les mesures à même température. Il est possible cependant, en apportant aux mesures une correction, effectuée sur la base de la relation ci-dessus, d'exécuter les mesures à des températures différentes, et d'en déduire les valeurs de conductivité correspondantes ramenées à 25 °C.

18.4.2 Différents types de capteurs conductimétriques

Les cellules de conductimétrie de laboratoire sont constituées d'un corps en verre portant deux plaques ou deux anneaux de platine platiné (*figure 18.13*).

L'emploi de platine « platiné » (c'est-à-dire de platine lisse sur lequel a été effectué par électrolyse un dépôt de dendrites de platine formant une surface développée poreuse) a pour but d'éviter les phénomènes de polarisation électrolytique qui se produiraient sur une surface régulière.

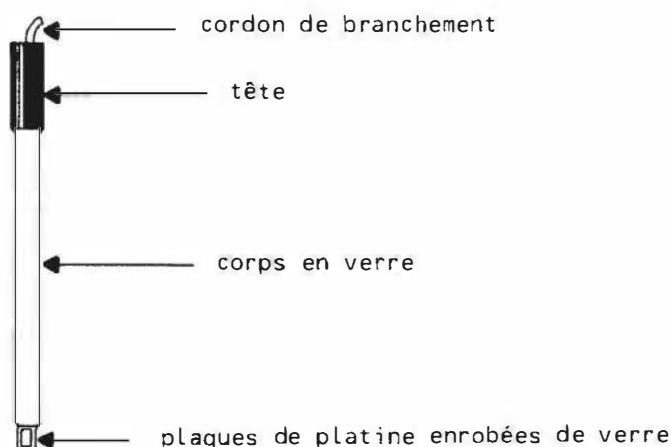


Figure 18.13 – Cellule de conductimétrie de laboratoire.

Le corps des électrodes est muni d'une tête isolante et d'un cordon de branchement blindé.

Les différentes cellules couramment disponibles diffèrent par les dimensions du corps de l'électrode et des plaques de platine.

Les cellules de conductimétrie industrielles (figure 18.14) sont de formes et de dimensions variées et il en existe de nombreux types différents : cellules à électrodes annulaires concentriques, à électrodes colinéaires, à électrodes annulaires colinéaires, à électrodes planes parallèles.

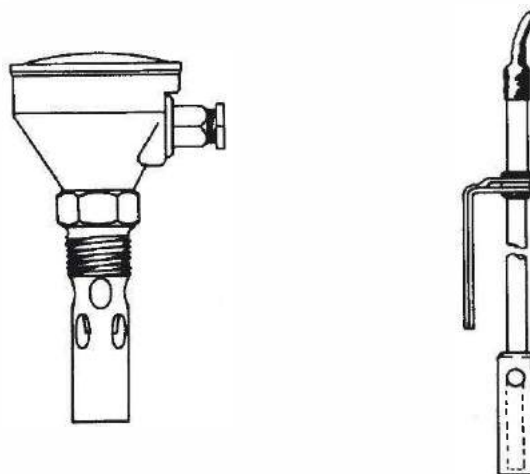


Figure 18.14 – Cellules de conductimétrie industrielles (Doc. E.I.L.).

Les électrodes des cellules industrielles sont généralement en acier inoxydable ou en carbone. Dans les milieux très agressifs, on est amené à utiliser des cellules ayant des électrodes en or, platine ou palladium.

Selon le type d'utilisation, on emploie : des cellules à circulation, des cellules visibles sur canalisation, des cellules plongeantes pour mesures sur cuves.

Pour mesurer des conductivités faibles, il est préférable d'utiliser des cellules ayant une constante élevée ($k \cong 100 \text{ cm}$) afin que la valeur de la conductance mesurée soit suffisamment élevée. Ces cellules sont généralement composées de deux électrodes annulaires concentriques en acier inoxydable, l'électrode extérieure servant de blindage électrique.

Pour mesurer des conductivités élevées, on utilise des cellules ayant une constante faible afin que la valeur de la conductance mesurée ne soit pas trop forte. Ces cellules sont en particulier utilisées pour mesurer la conductivité de solutions d'acides ou de bases concentrées. Ce sont généralement des cellules à électrodes colinéaires réalisées en matériau inattaquable (carbone, or, platine, palladium, etc.).

Bibliographie

■ Ouvrages

- Bates R.G., *Determination of pH*, New-York, Wiley Interscience, 1973.
- Durst R.A., *Ion-selective electrodes*, Washington, N.B.S. Special publication 314, 1969.
- Eggins B., *Chemical Sensors and Biosensors*. New York, John Wiley & Sons, 2002.
- Eisenman G., *Glass electrodes for hydrogen and other cations*, New-York, M. Dekker Inc., 1967.
- Friser H., *Ion selective electrodes in analytical chemistry*, New-York, Plenum Publishing Corp., 1978.
- Janata J., *Principles of Chemical Sensors*. New York, Plenum Publishing Corp., 1989.
- Madou M., Morrison S., *Chemical Sensing with Solid State Devices*, New York, Academic Press, 1997.
- Yves D.J.G. & Janz G.J., *Reference electrodes*, New-York, Academic Press, 1961.

■ Publications

- Bergveld P., « Thirty years of ISFETOLOGY : what happened in the past 30 years and what may happen in the next 30 years », *Sensors and Actuators B*, 88, 2003, p. 1.
- Ehrfeld W., « Electrochemistry and Microsystems », *Electrochimica Acta*, 48, 2003, p. 2857.
- Jakobson C. et al., « Low frequency noise and drift in Ion Sensitive Field Effect Transistors » *Sensors and Actuators B*, 68, 2000, p. 134.
- Martinoia et al., « Temperature effects on the ISFET behaviour : simulation and measurements », *Sensors and Actuators B*, 50, 1998, p. 60.
- Morgenshtein A. et al., « CMOS readout circuitry for ISFET Microsystems », *Sensors and Actuators B*, 97, 2004, p. 121.
- Sawada K. et al., « Highly sensitive ion sensors using charge transfer technique », *Sensors and Actuators B*, 98, 2004, p. 69.
- Yuquing M. et al., « New technology for the detection of the pH », *Journal of Biochemical and Biophysical Methods*, 63, 2005, p. 1.

19 • CAPTEURS DE COMPOSITION GAZEUSE

Les capteurs de mesure en continu de la concentration d'une espèce chimique dans un mélange gazeux connaissent un développement important, plus particulièrement lié au contrôle des combustions avec la double motivation d'économie d'énergie et de réduction de la pollution atmosphérique. De nombreux nouveaux capteurs de composition des gaz concernent des molécules consommées ou produites lors de l'oxydation des combustibles fossiles :



Les capteurs de composition gazeuse subissent aussi une évolution marquante dans leurs caractéristiques, en particulier, avec le développement des capteurs « *tout solide* » qui présentent de nombreux avantages : réalisation simple, miniaturisation, utilisation de techniques propres à la microélectronique, coût de fabrication souvent peu élevé, grande sensibilité, alimentation basse tension...

L'oxygène occupe une place particulière : l'analyse précise et rapide de ce gaz que permettent désormais certains capteurs et, en premier lieu, les capteurs à électrolyte solide, trouve de très nombreuses applications dans des secteurs d'activité aussi différents que l'industrie chimique, la métallurgie, l'industrie agroalimentaire, le domaine biomédical, etc. sans oublier le contrôle des atmosphères de laboratoire. Une place privilégiée sera accordée à ces capteurs car leur succès technique et commercial a un rôle incitateur dans la recherche de nouveaux capteurs spécifiques de gaz tels que Cl_2 , SO_2 , HCl , H_2S , H_2 , etc.

On doit distinguer les *capteurs*, fournissant une mesure de la concentration du gaz, des *détecteurs* de mélanges gazeux toxiques ou explosifs qui ne fournissent qu'une indication « seuil ».

La frontière entre les *capteurs* et les *analyseurs* est floue dans le cas de l'analyse des gaz. Elle peut être tracée en se référant à trois critères :

- possibilité d'utilisation en continu ou quasi-continu, c'est-à-dire en ligne, soit directement dans le mélange gazeux à contrôler, soit sur une dérivation dont le rôle n'est que de modifier les paramètres physiques (température, pression, vitesse de circulation, élimination de poussières, etc.) ;
- absence d'utilisation de réactifs chimiques ;
- non-intervention d'un opérateur à chaque mesure (pour un échantillonnage, étalonnage, etc.).

Cette définition des capteurs est volontairement peu restrictive. Les analyseurs de composition gazeuse qui ne seront pas considérés dans ce chapitre sont les spectromètres de masse, les analyseurs par chimiluminescence (ionisation du gaz par

rayonnement UV de haute énergie) et les appareils de RMN (Résonance Magnétique Nucléaire).

Les capteurs de composition gazeuse peuvent être classés en :

- capteurs électrochimiques à électrolyte solide, de types potentiométrique ou ampérométrique ;
- capteurs électriques ;
- catharomètres ;
- capteurs paramagnétiques ;
- capteurs optiques ;
- gasfets.

Par souci d'homogénéité, les capteurs électrochimiques dans lesquels le gaz à analyser est mis en contact avec une solution aqueuse sont présentés avec les capteurs de concentration ionique dans le chapitre 18.

19.1 Capteurs à électrolyte solide

Les premières utilisations des électrolytes solides dans des cellules de mesure datent du début du siècle. Des brevets couvrant l'analyse des gaz furent déposés à la fin des années cinquante. La production industrielle de ces capteurs s'est développée depuis la fin des années soixante. Outre la mesure de la pression partielle d'oxygène, les *cellules potentiométriques* sont utilisées pour la détermination de grandeurs thermodynamiques et la mesure de l'activité de l'oxygène dissous dans les métaux. Le capteur à oxygène est le seul capteur de ce type connaissant à l'heure actuelle un développement industriel important. Des capteurs pour d'autres gaz (Cl_2 , SO_2 , SO_3 , CO_2 , NO_2 , S_x , H_2 ...) font l'objet de recherches intensives, certaines au stade du pré-développement.

Depuis la fin des années quatre-vingt, des *capteurs à oxygène de type ampérométrique*, utilisant un électrolyte solide, sont développés à l'échelle industrielle.

19.1.1 Capteurs potentiométriques

■ Principes physiques

□ Loi de Nernst

Les capteurs à gaz à électrolyte solide les plus courants peuvent être schématisés sous la forme d'une cellule dite de concentration du type :



dans laquelle :

- Me' et Me'' sont deux conducteurs électroniques supposés inertes chimiquement et de même nature ; leurs contacts avec l'électrolyte solide E.S. forment les électrodes ;
- l'électrolyte, E.S., est un matériau physiquement imperméable aux gaz et conducteur ionique qui contient des ions X^{n-} ;

- X_2 est le gaz analysé par le capteur. Il peut être sous forme pure, dilué dans un fluide ou en équilibre avec un système chimique gazeux, liquide ou solide ;
- p et P_{ref} sont les pressions partielles de ce gaz de part et d'autre de l'électrolyte.

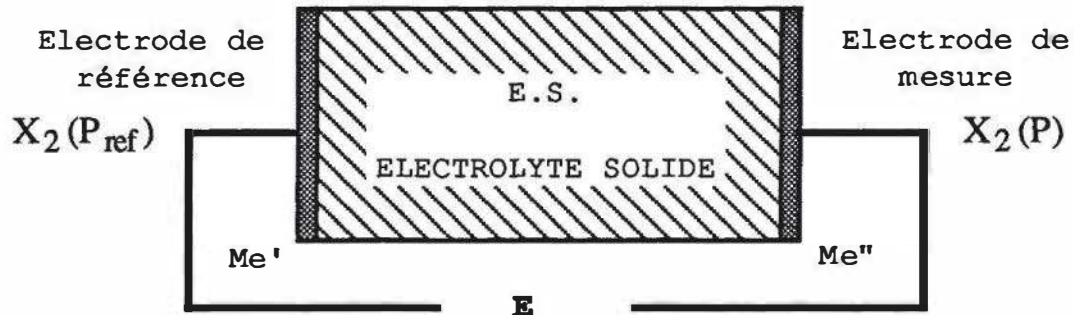
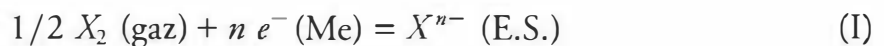


Figure 19.1 – Schéma de principe d'un capteur potentiométrique à électrolyte solide.

Chaque électrode est le siège d'une réaction du type :



Dans les conditions idéales de fonctionnement, cette cellule est caractérisée par une différence de potentiel ou f.é.m., E_{th} , entre les conducteurs Me' et Me'' qui obéit à la loi de Nernst :

$$E_{th} = \frac{R T}{2 n F} \ln \frac{p}{P_{ref}} \quad (1)$$

où R est la constante des gaz parfaits ($R = 8,32 \text{ J} \cdot \text{mol}^{-1} \cdot \text{K}^{-1}$) ; F , la constante de Faraday ($F = 96\,500 \text{ C}$) ; n , le nombre d'électrons échangés dans la réaction (I) et T , la température absolue de la cellule.

En remplaçant les constantes par leur valeur, on obtient :

$$E_{th}(\text{V}) = 0,9926 \cdot 10^{-4} \frac{T}{n} \log \frac{p}{P_{ref}} \quad (2)$$

La connaissance de la température T et de la pression partielle P_{ref} à l'électrode de référence permet de calculer la pression partielle d'oxygène inconnue p à partir de la mesure de E_{th} qui est habituellement de l'ordre de quelques dizaines ou centaines de millivolts.

□ Éléments constitutifs d'un capteur

L'électrolyte solide

Le choix des électrolytes solides utilisables doit répondre à certains critères parfois contradictoires.

Théoriquement, la conductivité totale de l'électrolyte ne constitue pas un facteur limitant. Cependant, celle-ci doit être suffisamment élevée pour que l'impédance de la cellule reste négligeable devant l'impédance d'entrée des appareils de mesure disponibles : on considère que la limite supérieure de la résistance d'électrolyte est

de $1 \text{ M}\Omega$. Cette résistance dépend de la nature et de la composition de l'électrolyte. Elle peut être diminuée par élévation de la température ou réduction de l'épaisseur de l'électrolyte (réalisation de films minces).

Généralement, un électrolyte solide conducteur par les ions oxyde est utilisé pour l'analyse de l'oxygène, un conducteur par les ions chlorure pour l'analyse du chlore, etc. Cependant, il est possible de doser l'oxygène en dissolvant des ions oxyde ou peroxyde dans un conducteur ionique, conducteur par les ions chlorure ou fluorure. Une caractéristique essentielle est la valeur de la conductivité électronique du matériau qui n'est jamais nulle. La loi de Nernst ne peut être appliquée, en effet, que si la contribution des électrons à la conduction de l'électrolyte, habituellement exprimée par leur nombre de transport, est négligeable. Les conséquences d'une conduction électronique de l'électrolyte sur le fonctionnement d'un capteur à gaz seront présentées au § 19.1.1.2.

L'électrolyte solide doit également satisfaire à des critères non électrochimiques :

- stabilité physico-chimique (stabilité thermique, absence de transformations à l'état solide) ;
- stabilité mécanique (en particulier une rigidité suffisante) ;
- coefficient de dilatation compatible avec ceux des éléments constitutifs de la cellule ;
- inertie chimique vis-à-vis des différents gaz et matériaux en contact avec lui.

Les principaux électrolytes solides utilisés sont : la zircone stabilisée ($\text{ZrO}_2 - \text{Y}_2\text{O}_3$ (9 mole %) ou $\text{ZrO}_2 - \text{CaO}$ (15 mole %)), l'alumine- β conductrice par les ions sodium, un conducteur protonique ($\text{H}_2\text{UO}_2\text{PO}_4 - 4 \text{H}_2\text{O}$ ou HUP), des conducteurs pour les ions alcalins tels que les sulfates (K_2SO_4 , Na_2SO_4 , Li_2SO_4)...

L'électrode de référence

Le système de référence, destiné à fixer le potentiel chimique des espèces oxydée et réduite, peut être un gaz (pur, dilué dans un gaz inerte ou obtenu par décomposition d'un solide), un mélange de gaz ou un mélange de solides. On peut citer, à titre d'exemples :

- un mélange gazeux de composition connue (O_2 , air, $\text{H}_2/\text{H}_2\text{O}$, CO/CO_2 ...);
- un gaz formé par la décomposition d'un composé solide (s), par exemple, $\text{MgSO}_4 (\text{s}) = \text{MgO} (\text{s}) + \text{SO}_3$;
- un système métal-composé métallique ($\text{Cu}/\text{Cu}_2\text{O}$, Ni/NiO , Pd/PdO , Ag/AgCl) ;
- une électrode de référence mettant en oeuvre des ions dissous dans l'électrolyte. L'exemple le plus connu est celui de l'électrode Ag/Ag^+ dans laquelle l'activité des ions argent est fixée par dissolution de sulfate d'argent dans du sulfate de potassium ou de sodium.

Le système de référence est choisi de manière à maintenir l'équilibre thermodynamique dans les conditions d'utilisation : il doit être peu sensible à d'éventuelles perturbations. De ce point de vue, les systèmes Fe/FeO ou $\text{Cu}/\text{Cu}_2\text{O}$, par

exemple, présentent des performances nettement supérieures à celles du système Ni/NiO.

Dans le cas des capteurs à oxygène, l'utilisation de l'air comme référence présente un certain nombre d'avantages. L'oxygène se comporte pratiquement comme un gaz idéal à température élevée et la composition de l'air (20,95 % en volume) est indépendante de la température de la cellule pourvu qu'une légère circulation soit maintenue. La nécessité d'un contact avec l'air ambiant rend parfois difficile une mesure *in situ*. Une solution consiste alors à utiliser un système de référence métal-oxyde métallique approprié, c'est le cas des *capteurs à référence interne*.

L'électrode de mesure

Le conducteur Me qui constitue l'électrode de mesure doit être un conducteur électronique ou posséder une conductivité électronique notable. Il doit être inerte chimiquement vis-à-vis de l'électrolyte et du gaz analysé. En outre, le matériau doit être choisi en fonction de bonnes propriétés catalytiques vis-à-vis de la réaction d'électrode (I) ; cette propriété est essentielle pour obtenir une bonne sensibilité et un temps de réponse satisfaisant.

L'électrode de mesure est fréquemment en platine, parfois en argent. Elles sont réalisées par dépôt d'une laque, par évaporation sous vide ou par pulvérisation cathodique. Le graphite, le carbone vitreux ou le dioxyde de ruthénium, RuO_2 , sont utilisés pour les capteurs à halogène. Pour la réalisation de capteurs potentiométriques à oxygène fonctionnant à températures inférieures à 200 °C, des matériaux tels que les phthalocyanines de fer ou de cobalt ont été testés.

■ Caractéristiques des capteurs

□ Caractéristiques métrologiques

Les caractéristiques métrologiques présentées concernent les capteurs à oxygène, on pourra aisément transposer ces caractéristiques aux autres capteurs.

Les capteurs potentiométriques à électrolyte solide sont des capteurs de composition gazeuse actifs : il est seulement nécessaire de contrôler la température du capteur lorsqu'il est utilisé en dérivation.

La réponse du capteur est, en général, très spécifique du gaz analysé principalement en fonctionnement à température élevée.

La relation fondamentale de ces capteurs, la loi de Nernst (1), est une loi non empirique mais théorique. Lorsque la pression de référence P_{ref} est connue avec précision, aucun étalonnage n'est nécessaire.

Le capteur délivre directement une tension de l'ordre de quelques centaines de millivolts. La mesure peut être précise ($\pm 0,1$ mV) et le capteur peut être utilisé directement dans un système de régulation automatique.

La f.é.m. du capteur varie avec le logarithme de la pression du gaz à analyser. Une incertitude sur la mesure de cette f.é.m. conduit à une erreur relative sur la pression mesurée indépendante de la valeur de cette pression.

Le temps de réponse t_r (§ 2.5) des capteurs est fonction des propriétés catalytiques du matériau d'électrode et de l'électrolyte, de la composition du gaz, de la tempé-

rature et parfois de la géométrie de la cellule. Dans le cas des capteurs à oxygène, le temps de réponse (t_r (5 %)) est de quelques secondes si la pression d'oxygène du gaz est supérieure à 1 Pa ou avec des mélanges CO_2/CO et $\text{H}_2\text{O}/\text{H}_2$; il est de quelques minutes si la pression d'oxygène est inférieure à 0,1 Pa. Sous vide, le temps de réponse du capteur est nettement plus court que celui obtenu lorsque la même pression partielle d'oxygène est fixée par dilution dans un gaz inerte.

La f.é.m. de la cellule varie linéairement avec la température, celle-ci doit être donc très stable et mesurée avec précision ($\pm 1^\circ\text{C}$).

□ **Caractéristiques technologiques**

L'impédance des capteurs aux températures habituelles d'utilisation étant généralement notable, il est souvent indispensable d'effectuer la mesure avec un millivoltmètre à haute impédance d'entrée ($10^{10} - 10^{12} \Omega$).

Les électrolytes solides habituellement utilisés ne présentent une conductivité notable qu'à haute température : la température de fonctionnement de la plupart des capteurs est supérieure à 500°C . En raison des réactions d'oxydation qui se produisent à cette température, on ne peut doser l'oxygène en présence de gaz réducteurs. Le capteur à oxygène est cependant utilisé pour la régulation des moteurs à explosion, bien que les gaz d'échappement ne soient pas en équilibre. Dans ces conditions, il existe une relation plus complexe et empirique entre la f.é.m. du capteur et la composition des gaz d'échappement permettant d'effectuer une régulation convenable du moteur.

Le même capteur à oxygène peut être utilisé sans modification pour l'analyse de l'oxygène dilué dans un gaz inerte ou dans une enceinte sous vide ($10^{-2} \text{ Pa} < p(\text{O}_2) < 10^5 \text{ Pa}$) et l'analyse de mélanges gazeux CO_2/CO ou $\text{H}_2\text{O}/\text{H}_2$ ($10^{-22} \text{ Pa} < p(\text{O}_2) < 10^{-6} \text{ Pa}$). De même un capteur à halogène peut être utilisé pour le dosage de mélanges H_2/HX .

Dans le cas des équilibres gazeux CO_2/CO ou $\text{H}_2\text{O}/\text{H}_2$, la mesure de la pression partielle $p(\text{O}_2)$ est indépendante d'une dilution éventuelle du mélange analysé dans un gaz inerte. Cette propriété peut être mise à profit pour l'analyse de mélanges $\text{H}_2\text{O}/\text{H}_2$: la dilution du mélange dans l'argon évite une condensation dans les parties froides du montage.

□ **Analyse des causes d'erreur**

Erreurs dues à l'imprécision sur la mesure des différents paramètres expérimentaux

Une imprécision de 0,1 mV sur la mesure de la f.é.m. du capteur correspond à une incertitude de l'ordre de 0,5 % sur la pression partielle d'oxygène.

L'influence d'une incertitude sur la mesure de la température du capteur est plus importante : une incertitude sur la température de 1°C correspond à une incertitude de 1,5 à 3 % selon le type de capteur.

L'erreur relative due à l'imprécision de P_{ref} est égale à l'erreur relative sur ce paramètre. Lorsque l'air ou l'oxygène pur sont utilisés, la composition du gaz de référence est connue avec précision et pratiquement indépendante de la température

($\Delta P_{\text{ref}}/P_{\text{ref}} < 0,1 \%$). Lorsqu'un système métal-oxyde métallique est utilisé, les données de la littérature sont généralement trop imprécises (l'erreur relative est souvent supérieure à 10 %) et un étalonnage de la cellule est nécessaire pour obtenir une lecture précise.

Erreurs dues à la conductivité électronique de l'électrolyte

En pratique, dans les électrolytes solides, le nombre de transport électronique, t_e , n'est jamais nul et l'application de la relation de Nernst (1) ne constitue qu'une première approximation.

L'existence d'une conduction électronique a trois effets :

- *effet de court-circuit* : diminution de la f.é.m. du capteur d'un facteur $(1 - \bar{t}_e)$, \bar{t}_e est le nombre de transport électronique moyen de l'électrolyte. Cet effet est, en général, négligeable dans les capteurs de composition gazeuse mais peut devenir notable pour les mesures à très hautes températures (analyse de l'oxygène dans les métaux liquides) ;
- *effet de perméabilité* : existence d'un flux de gaz analysé à travers l'électrolyte dit *flux de semi-perméabilité électrochimique* ; il peut en résulter une modification de la pression de gaz analysé ;
- *effet de perturbation de l'équilibre* aux électrodes entre l'électrolyte et la phase gazeuse environnante.

Le flux de semi-perméabilité électrochimique peut altérer des pressions mesurées de l'ordre de 0,1 Pa dès 900 °C. La perturbation de l'équilibre aux électrodes est la source d'erreur la plus importante ; elle peut intervenir dès 800 °C. Elle est tout particulièrement à craindre lorsque l'oxygène pur sous faible pression est analysé.

La *figure 19.2a* présente un exemple de vérification de la loi théorique de Nernst pour des concentrations en oxygène très faibles. La relation linéaire est vérifiée dans un domaine de température d'autant plus étendu que la teneur en oxygène est plus élevée. On peut ainsi définir un *domaine de réponse idéale* du capteur : dans la *figure 19.2b*, ce domaine correspond, pour chaque teneur en oxygène, à une erreur relative inférieure à 10.

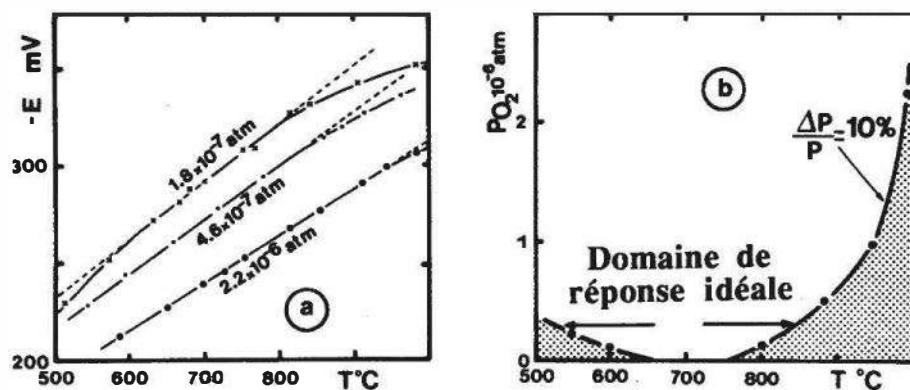


Figure 19.2 – a) Vérification de la loi théorique de Nernst en fonction de la température pour un capteur à oxygène utilisant la zircone stabilisée. b) Détermination du domaine de réponse idéale du capteur pour différentes teneurs en oxygène.

Erreurs dues à la perturbation de l'équilibre entre l'électrode et la phase gazeuse

Outre l'effet essentiel du flux de semi-perméabilité rappelé précédemment, il convient de souligner d'autres sources d'erreur intervenant sur l'équilibre entre le gaz et l'électrode de mesure :

- l'utilisation d'un millivoltmètre de mesure d'impédance d'entrée insuffisante provoquant le passage d'un courant à travers la cellule ;
- la présence d'impuretés sur l'électrode (poussières métalliques, suies).

Erreurs dues à la non-uniformité de température de la cellule

À titre d'exemple, pour une différence de température de 1 °C entre les électrodes et une pression partielle d'oxygène mesurée de 10² Pa, l'erreur sur la mesure est de 3,5 %. Pour éviter au mieux ce type d'erreur, il convient de déterminer la température T au niveau de l'électrode de mesure.

Tension résiduelle

Lorsqu'un même gaz est en contact avec deux électrodes de la cellule, souvent, le f.é.m. mesurée n'est pas nulle mais de l'ordre du millivolt, contrairement à ce que prévoit la loi de Nernst. Pour une mesure précise, il convient de retrancher cette tension résiduelle de la tension mesurée.

■ Principales réalisations

Dans le *tableau 19.1* sont rassemblés les principaux capteurs potentiométriques de composition gazeuse ainsi que leur état de développement actuel.

Tableau 19.1 – Principaux capteurs potentiométriques à électrolyte solide (DEV IND : développement industriel, PRED : pré-développement, LABO : utilisation en laboratoire).

GAZ	CELLULE	T (°C)	DEV IND	PRED	LABO
O ₂ H ₂ O–H ₂ CO ₂ –CO	Ref/ZrO ₂ –Y ₂ O ₃ /Pt (ou Ag), O ₂ Ref : air, H ₂ O–H ₂ , CO ₂ –CO, NiO–Ni, PdO–Pd, CoO–Co...	< 500	+		+
Cl ₂	Ag/SrCl ₂ –KCl–AgCl/RuO ₂ , Pt, Cl ₂	100-450		+	+
SO ₂ , SO ₃	Ag/Ag ₂ SO ₄ –Na ₂ SO ₄ /Pt, SO ₂ + SO ₃ + O ₂ Ag/Ag ₂ SO ₄ –K ₂ SO ₄ /Pt, SO ₂ + SO ₃ + O ₂ air, Pt/ZrO ₂ –CaO/K ₂ SO ₄ /Pt, SO ₃ + O ₂ , air	700-800		+	+
H ₂	Pd/PdH _x /H.U.P./Pt, H ₂	20		+	+
S _x	Ag/β–Al ₂ O ₃ (Ag ⁺)/Ag ₂ S, [S]	90-800		+	
CO ₂	Ag/K ₂ CO ₃ –Ag ₂ SO ₄ /Pt, CO ₂	700-800			+
NO ₂	Ag/Ba (NO ₃) ₂ , AgCl/Pt, NO ₂	500		+	
Na	Pt/α + β–Al ₂ O ₃ (Na ⁺)/[Na]	200-360		+	
I ₂	Ag/KAg ₄ I ₅ /Pt, I ₂	50		+	

Seuls les capteurs à oxygène connaissent un développement industriel. Les différents secteurs concernés sont :

- le contrôle de la combustion des chaudières industrielles ; les économies d'énergie sur les installations régulées sont comprises entre 2 et 30 ;
- le contrôle de la richesse du mélange air-carburant des moteurs à explosion. La teneur en monoxyde de carbone dans les gaz d'échappement est notablement diminuée et les variations du rapport air/combustible sont réduites à 1 (elles sont de l'ordre de 5 pour un système non régulé) ;
- le contrôle des atmosphères de traitement thermique en métallurgie ;
- le contrôle des atmosphères utilisées en conservation et maturation des fruits et légumes ;
- l'analyse de l'oxygène dans les gaz environnant les systèmes d'intérêt biologique et médical ;
- le contrôle des atmosphères de laboratoire.

La forme et les dimensions des cellules utilisées sont très variables et dépendent beaucoup des électrolytes disponibles.

Le capteur à oxygène le plus courant est constitué d'une gaine à fond plat de zircone stabilisée ($ZrO_2 - Y_2O_3$, 9 mole % ou $ZrO_2 - CaO$, 15 mole %) (*figure 19.3a*). L'air est en contact avec l'électrode externe, obtenue par dépôt d'une laque de platine, et le gaz analysé est amené au voisinage de l'électrode de mesure à l'aide d'un capillaire d'alumine. La température de l'électrode de mesure est déterminée à l'aide d'un thermocouple Pt-10Rh/Pt à 1 °C près. La f.é.m. du capteur est mesurée à l'aide des fils de platine, à savoir le fil de platine du thermocouple et le fil de platine connecté à l'électrode de référence. Des pièces en métal ou en verre permettent de connecter le capteur au système de mesure, l'étanchéité est assurée par des joints élastomères inertes (« Viton ») ou par scellement à l'aide d'une résine étanche.

Pour utilisation à très hautes températures (supérieures à 1 200 °C) ou pour des mesures sous vide, il a été proposé de remplacer l'électrode de mesure en platine par une pointe de zircone de même composition que la gaine à fond plat (*figure 19.3b*). La surface interne de la gaine n'est pas recouverte de platine. La pointe de zircone est simplement posée en contact avec le fond du tube. Des mesures satisfaisantes ont pu être obtenues avec ce dispositif jusqu'à 1 600 °C.

Dans un autre modèle, la cellule comporte un compartiment de référence étanche (*figure 19.4*). La pression de référence y est fixée par un mélange métal-oxyde métallique (PdO-Pd ou CoO-Co).

Ce type de capteur présente de nombreux avantages :

- miniaturisation possible (longueur : 6 à 10 mm, diamètre : 1 à 2 mm) ;
- bien meilleure résistance aux chocs thermiques ; le capteur peut être chauffé de la température ordinaire à la température d'utilisation en quelques secondes ;
- chauffage de la cellule à l'aide d'un four de faible consommation : 10 W sous air, par exemple ;
- bonne résistance aux fortes pressions : des mesures ont été effectuées jusqu'à 400 bars ;

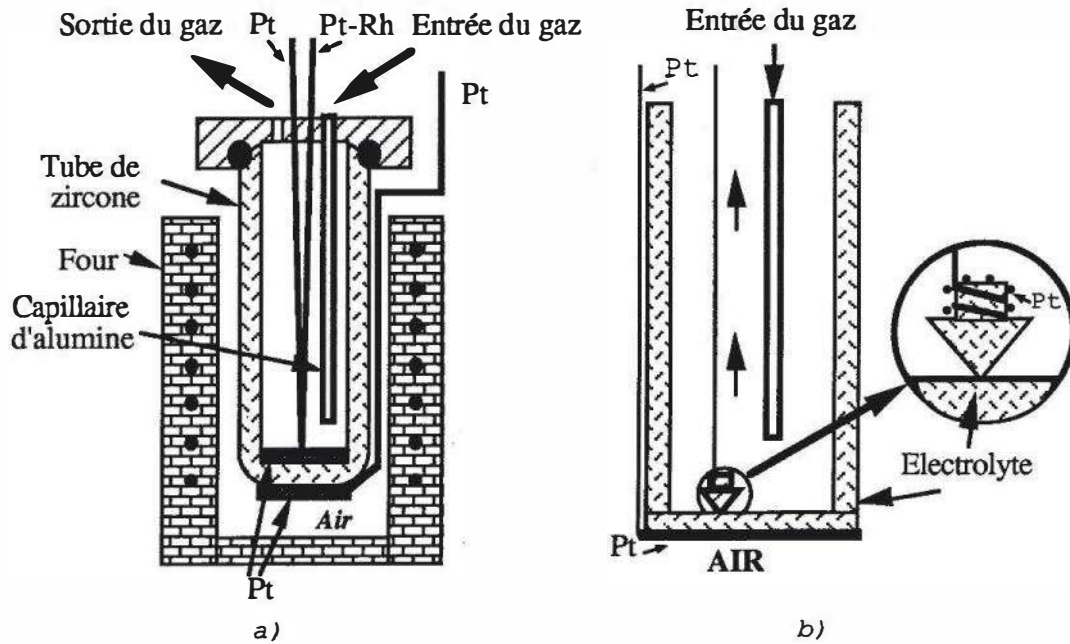


Figure 19.3 – Schémas des capteurs à oxygène à référence air. a) Capteur usuel; b) Capteur à « pointe de zircon ».

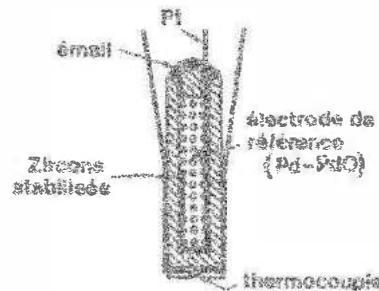


Figure 19.4 – Schéma du capteur à oxygène à référence interne.

- uniformité de la température de la cellule ;
- mesures *in situ* possibles en raison de l'isolement de la référence et des faibles dimensions du capteur ;
- le système de référence PdO-Pd constitue un des meilleurs compromis pour les capteurs mesurant des pressions partielles d'oxygène entre 10^6 et 0,1 Pa et fonctionnant entre 500 et 800 °C.

La *figure 19.5* représente le capteur à oxygène le plus fréquemment utilisé pour le contrôle des moteurs à explosion (capteur « lambda »). L'air est utilisé comme référence. Le capteur est porté à la température de fonctionnement par les gaz d'échappement. L'électrode de mesure est protégée par un dépôt d'oxyde de type spinelle et par un cache métallique. Le temps de réponse du capteur est inférieur à 200 ms. Sa durée de vie est supérieure à 80 000 km.

L'assemblage des autres capteurs de composition gazeuse fait appel à des techniques différentes car les électrolytes solides ne sont, en général, disponibles que sous forme de poudres ou de pastilles. À titre d'exemple, la *figure 19.6* donne deux exemples de capteurs, à chlore (*figure 19.6a*) et à anhydride sulfureux (*figure 19.6b*). Le système

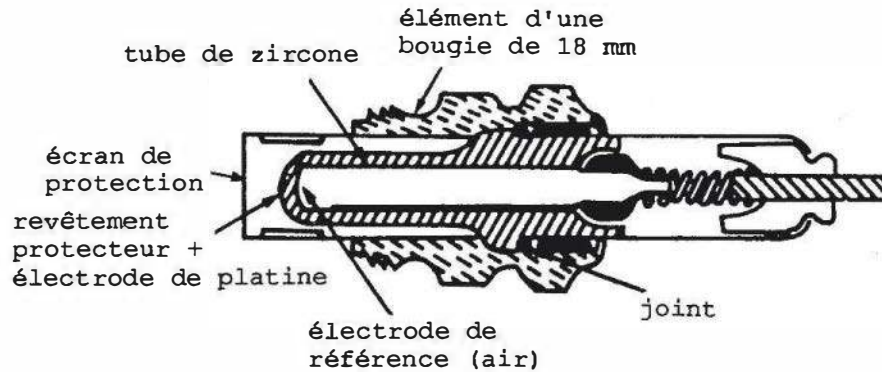


Figure 19.5 – Capteur à oxygène pour la régulation des moteurs à explosion.

de référence AgCl-Ag du capteur à chlore présente la particularité d'être une colle étanche et plastique permettant d'effectuer le scellement d'une plaquette d'argent sur l'électrolyte. Dans le cas du capteur à anhydride sulfureux, l'étanchéité est assurée par simple pression du tube support sur la pastille de sulfate de potassium, l'électrolyte présentant une plasticité suffisante. Dans d'autres capteurs, l'étanchéité est assurée par des joints métalliques (Au, Pt).

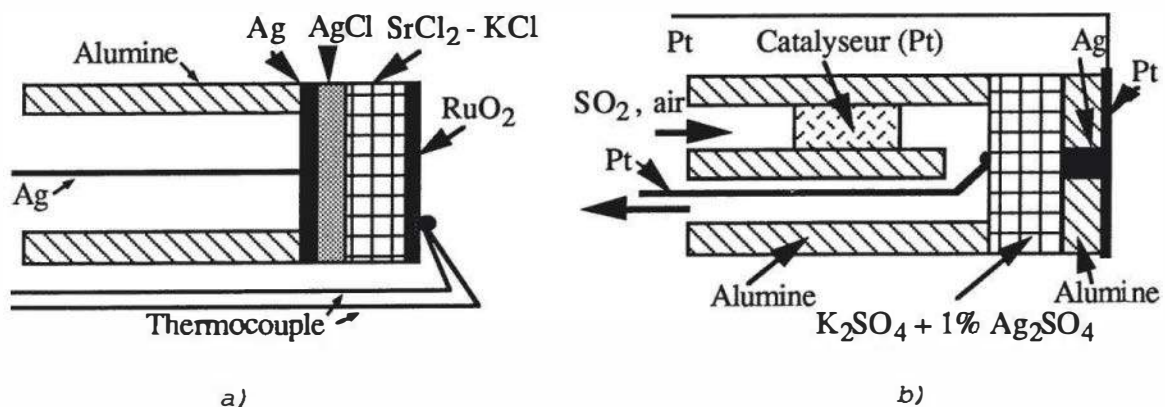


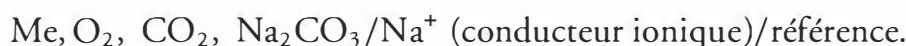
Figure 19.6 – Schémas de capteurs à électrolyte solide a) à chlore ; b) à anhydride sulfureux.

Les tentatives pour réaliser des capteurs à oxygène à base de zircone stabilisée en couches minces (de l'ordre de $5\ 000\ \text{\AA}$), en vue d'obtenir des températures d'utilisation inférieures à $300\ ^\circ\text{C}$, n'ont pas abouti à des dispositifs satisfaisants. En effet, les matériaux d'électrode actuels ne permettent pas d'obtenir des performances satisfaisantes en termes de stabilité, temps de réponse, etc.

■ Perspectives

En dehors des capteurs dits de première espèce (utilisation d'un conducteur ionique par ions oxyde pour doser l'oxygène, par ions chlorure pour doser le chlore, etc.), des capteurs dits de « deuxième espèce » sont actuellement en cours de développement. Ces capteurs mettent en œuvre généralement un conducteur cationique (par ions argent, sodium, etc.) sur lequel est déposée une couche sensible au gaz à analyser. À titre d'exemple, on peut citer le capteur pour le dioxyde de carbone, dont la chaîne

électrochimique est du type :



On peut montrer aisément que la f.é.m. d'une telle chaîne a pour expression :

$$E = E_0 + \frac{RT}{2F} \log \left[P_{\text{CO}_2} \cdot (P_{\text{O}_2})^{1/2} \right].$$

Ce type de capteur présente un grand intérêt car il pourrait être développé pour de nombreux autres gaz (oxydes d'azote, de soufre, etc.).

Le capteur « lambda » (*figure 19.5*) ne fonctionne pas dans les conditions d'équilibre thermodynamique et constitue un exemple de *capteur dit « à tension mixte »*. On doit considérer que deux réactions électrochimiques ont lieu simultanément à l'électrode de mesure : une réaction d'oxydation (par exemple : $\text{CO} + \text{O}^{2-} = \text{CO}_2 + 2\text{e}^-$) et une réaction de réduction ($1/2 \text{O}_2 + 2\text{e}^- = \text{O}^{2-}$). La f.é.m. du capteur est fixée par l'égalité des courants d'oxydation et de réduction. Un certain nombre de capteurs, basé sur ce principe sont actuellement en cours d'étude (capteur pour l'hydrogène utilisant la zircone stabilisée comme conducteur ionique, par exemple).

19.1.2 Capteurs ampérométriques

■ Principes physiques

Les capteurs ampérométriques sont utilisés pour la mesure de la concentration en oxygène dans un gaz ou un liquide.

Le principe du capteur repose sur la réduction électrochimique de l'oxygène.

Dans le cas de l'oxygène dissous dans un liquide, la réaction de réduction peut s'écrire schématiquement :



Lorsqu'un oxyde électrolyte solide est utilisé pour l'analyse de l'oxygène dans un gaz, la réaction s'écrit :



Si une barrière de diffusion limite l'apport de l'oxygène vers la cathode de la cellule, la courbe de polarisation présente un palier ou *courant limite* ($i[\text{O}_2]$), dont la valeur est proportionnelle à la concentration en oxygène, $C[\text{O}_2]$, (*figure 19.7*) :

$$i[\text{O}_2] = K \cdot D \cdot C[\text{O}_2] \quad (3)$$

dans laquelle, K est une constante et D , le coefficient de diffusion de l'oxygène.

■ Caractéristiques métrologiques

Pour l'analyse de l'oxygène dissous, la barrière de diffusion est, en général, une membrane de Téflon.

Le coefficient de diffusion de l'oxygène dans un gaz est beaucoup plus élevé que dans un liquide. D'autre part, la conductivité des électrolytes solides est notablement

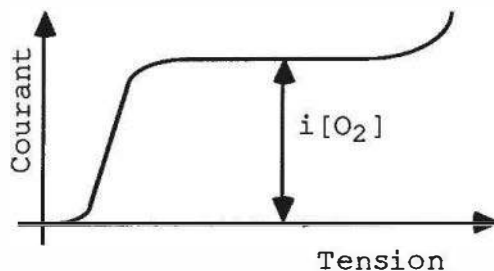


Figure 19.7 – Variation du courant de réduction de l'oxygène en fonction de la tension de l'électrode dans le cas d'une barrière de diffusion.

inférieure à celle des solutions aqueuses. La barrière de diffusion doit donc réduire très fortement la diffusion de l'oxygène. On utilise soit une couche poreuse déposée sur la cathode de la cellule soit un orifice de très faible diamètre (inférieur à 20 μm). Les principales caractéristiques de ces capteurs, par rapport aux capteurs potentiométriques, sont les suivantes :

- variation linéaire du signal avec la concentration en oxygène ;
- domaine de concentration en oxygène : 0,1 – 95 % ;
- température de fonctionnement plus faible ;
- moins grande sensibilité à une variation de température ;
- système de référence non nécessaire ;
- durée de vie élevée (supérieure à 3 ans) ;
- le capteur peut être miniaturisé (jusqu'à 0,2 g).

■ Réalisations technologiques

Les capteurs pour l'analyse de l'oxygène dissous sont décrits dans le chapitre 18. Les capteurs pour l'analyse de l'oxygène dans un gaz sont de type coulométrique ou ampérométrique. Leur développement à l'échelle industrielle est, à ce jour, très limité.

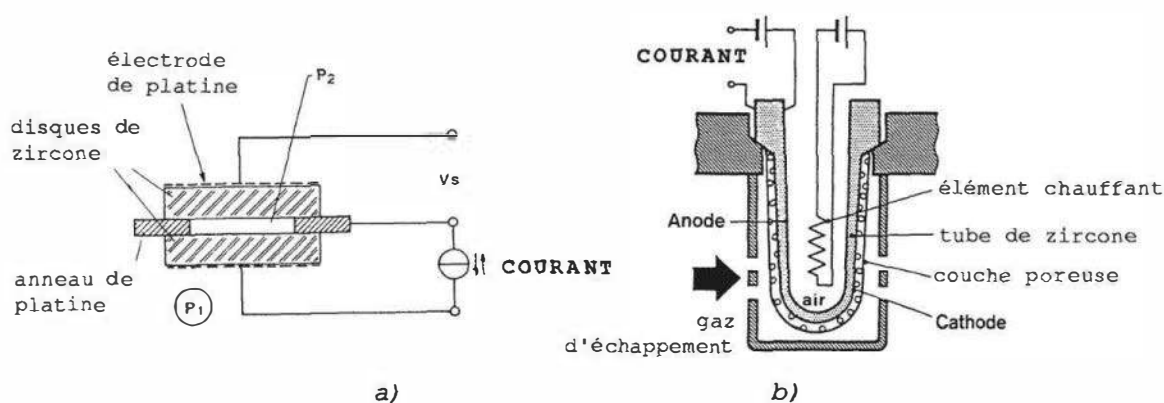


Figure 19.8 – a) Capteur à oxygène coulométrique ; b) Capteur à oxygène ampérométrique.

La figure 19.8a présente le capteur coulométrique. La cellule est constituée de deux disques de zircone stabilisée recouverts de peinture de platine. Un anneau de platine pressé entre les deux disques d'électrolyte assure l'étanchéité du compartiment

intérieur. Dans un premier temps, le compartiment est vidé par réduction électrochimique de l'oxygène ($P_2 = 0$). On mesure ensuite la quantité d'électricité q nécessaire pour que la pression P_2 soit égale à la pression inconnue P_1 ($V_s = 0$). La pression P_1 est calculée à partir de l'équation :

$$P_1 = \frac{R T V_1}{4 F} q$$

dans laquelle V_1 est le volume du compartiment.

Les principales caractéristiques de ce capteur sont les suivantes :

- utilisation dans le domaine de concentration 1 – 100 % ;
- nécessité d'étalonner le capteur ;
- mesure en continu impossible.

Pour le contrôle des gaz d'échappement, un capteur de type ampérométrique à pression de référence constante a été breveté (*figure 19.8b*). La surface externe du tube de zircone stabilisée est en contact avec les gaz d'échappement (cathode de la cellule) et l'intérieur du tube est en contact avec l'air (anode de la cellule). Le courant cathodique est limité par dépôt d'une couche poreuse sur l'électrode extérieure. Ce capteur présente un grand intérêt pour la régulation des mélanges « pauvres » (excès d'oxygène) pour lesquels le capteur « lambda » (*figure 19.5*) présente une sensibilité médiocre.

19.2 Capteurs à variation d'impédance

19.2.1 Mesure de la conductivité massique

Les oxydes des métaux de transition (Fe, Co, Ni) sont, à température élevée ($T > 700$ °C), des composés non-stoechiométriques dont la composition dépend de la température et de la pression d'oxygène en équilibre avec le matériau. On a montré que leur conductivité σ , à une température donnée, était de la forme :

$$\sigma = K \cdot P_{O_2}^{\pm 1/n}$$

n est un nombre entier dont la valeur, variant de 4 à 6, dépend de la nature de l'oxyde, de la température et du domaine de pression d'oxygène.

Un capteur, fondé sur ce principe et constitué d'un fil d'oxyde de cobalt dont on mesure la variation de résistance, a été proposé pour le dosage de l'oxygène dans le domaine 1 vpm – 100 %. Son utilisation pour la régulation des moteurs à explosion a été également étudiée.

En raison d'un temps de réponse élevé et d'un vieillissement rapide, ce capteur est, à l'heure actuelle, pratiquement abandonné.

19.2.2 Mesure de la conductivité superficielle

Le principe du capteur repose sur la variation de la conductivité électrique d'un solide semi-conducteur déposé en couche mince, due à l'adsorption d'un gaz sur sa surface.

Les capteurs utilisant l'oxyde d'étain sont fabriqués industriellement à grande échelle : plusieurs millions de capteurs sont produits dans le monde, principalement au Japon. Ces capteurs, disponibles commercialement dès 1968, ont été initialement développés pour la détection des fuites de gaz domestique, puis pour diverses applications (fours micro-ondes, détection d'hydrogène sulfuré, du monoxyde de carbone, des fréons, etc.). Les domaines d'application ont été progressivement étendus : contrôle de la pollution, sécurité en milieux industriel et domestique, contrôle des procédés industriels, industrie agroalimentaire, etc.

La *figure 19.9* représente le capteur le plus utilisé. Un film mince d'oxyde d'étain est déposé sur un tube support en alumine. Deux fils d'or, reliés à deux anneaux métalliques réalisés sur le tube support, servent d'amenée de courant. Un filament, inséré à l'intérieur du tube support, permet de porter, par effet Joule, le capteur à sa température de fonctionnement, soit 350 °C environ.

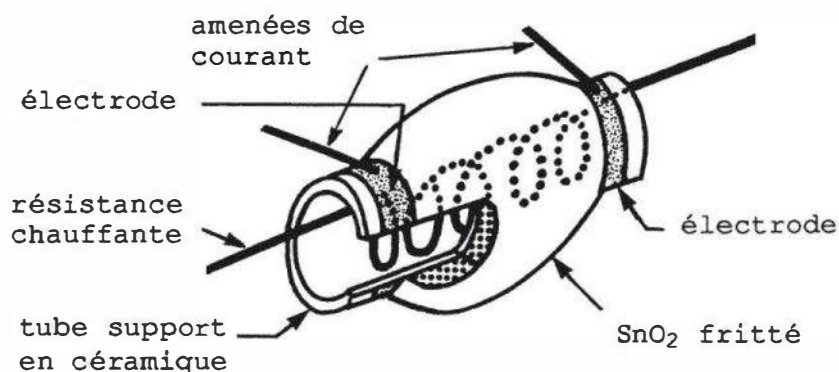


Figure 19.9 – Schéma d'un capteur à oxyde semi-conducteur (type « FIGARO »).

L'adsorption d'un gaz à la surface de l'oxyde semi-conducteur crée une charge d'espace provoquant une variation de la conductivité superficielle, $\Delta\sigma$, selon :

$$\Delta\sigma = q \cdot \mu_s \cdot \Delta N$$

dans laquelle, ΔN est la variation de la densité de charges due à l'adsorption du gaz analysé (un excès ou un défaut de charges) ; q , la charge des espèces mobiles et μ_s , leur mobilité superficielle.

Ces capteurs sont, cependant, relativement peu sélectifs et la conductivité superficielle est fonction de la température ambiante, de l'humidité et de la pression partielle d'oxygène. La sélectivité est améliorée par un choix approprié de la température de fonctionnement et par l'insertion dans la couche d'oxyde d'un matériau catalytique tel que Pd, Cu, Ni, Pt.

Les principaux gaz détectés sont CO, CH₄, H₂S et NO_x.

Le temps de réponse du capteur est compris entre quelques secondes et quelques minutes. La limite de détection est de l'ordre de 1 ppm.

Le principal inconvénient concerne la mauvaise stabilité dans le temps du capteur qui doit être périodiquement réétalonné ou changé. Son principal avantage est d'être peu coûteux.

À l'aide des techniques propres à la microélectronique, ce type de capteur a été miniaturisé en déposant un oxyde (Nb₂O₅, par exemple) sur une face d'un substrat

en alumine porté à la température de fonctionnement au moyen d'une résistance chauffante déposée, en couche mince, sur l'autre face du substrat. Ce type d'évolution permet tout à la fois de réduire la consommation électrique nécessaire et d'envisager une production importante à faible coût.

Certains matériaux organiques présentent des phénomènes de transfert de charges en présence de gaz oxydants ou réducteurs. La variation de conductivité qui en résulte est fonction de leur concentration. Les capteurs sont réalisés à partir de polymères électroactifs (polyparaphénylène, polypyrrolle) ou de cristaux moléculaires (phtalocyanine). Ils sont très sensibles, fonctionnent à température inférieure à 200 °C et présentent une certaine sélectivité. Leur principal inconvénient demeure un vieillissement rapide.

19.2.3 Mesure de la capacité électrique

Des capteurs capacitifs sont principalement utilisés pour le dosage de la vapeur d'eau présente dans un gaz. Leur fonctionnement est basé sur le changement important de capacité que provoque l'adsorption d'eau par un produit diélectrique (§ 17.5.2 et 17.5.3). La capacité du matériau varie linéairement avec l'humidité relative, tout au moins en première approximation.

Le diélectrique peut être constitué d'alumine poreuse déposée par voie électrochimique sur une plaquette d'aluminium constituant l'une des électrodes (*figure 19.10a*). L'autre électrode est obtenue par dépôt métallique sur l'autre face du diélectrique.

Dans un autre dispositif, le diélectrique est constitué d'une couche de quelques microns d'un polymère déposé sur une électrode en tantale. La deuxième électrode est obtenue par dépôt d'une couche mince métallique (chrome ou or) sur le polymère (*figure 19.10b*).

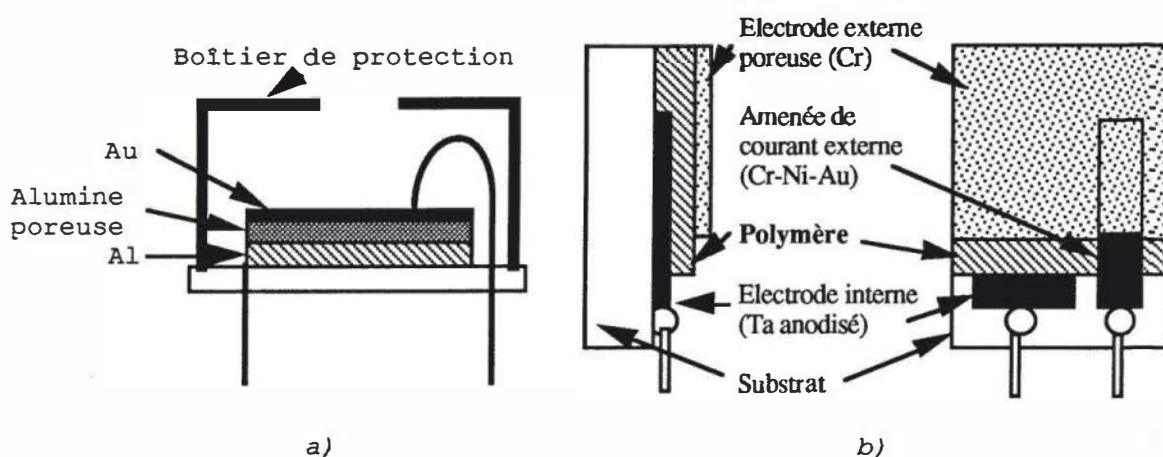


Figure 19.10 – Capteurs d'humidité : a) à diélectrique en oxyde d'aluminium ; b) à diélectrique polymère.

La plage de mesure de ces capteurs s'étend de 0 % à 100 % d'humidité relative. La précision de mesure est de quelques %. Le temps de réponse est, en général, de l'ordre de quelques secondes.

19.3 Capteur à quartz piézoélectrique

Le principe du capteur à quartz piézoélectrique est très simple (*cf.* chapitre 10) : la fréquence de vibration d'un cristal de quartz diminue lorsqu'une espèce s'absorbe sur sa surface. Le capteur est rendu sélectif par revêtement sur les deux faces du cristal d'un dépôt approprié (*figure 19.11*). La variation de la fréquence de vibration, ΔF , obéit à la relation :

$$\Delta F = K \cdot C$$

dans laquelle, C est la concentration de l'espèce analysée et K , une constante, caractéristique du cristal.

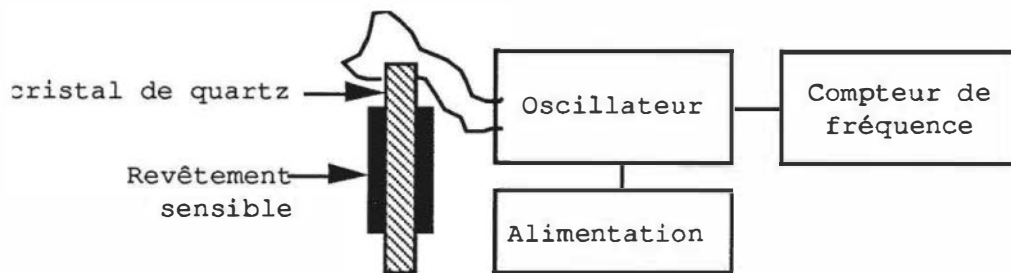


Figure 19.11 – Schéma d'un capteur à quartz piézoélectrique.

Le dispositif de mesure de ΔF est du même type que celui décrit au § 6.7.4.

Les cristaux de quartz, de fréquence 9 MHz, sont des disques ou plaquettes de 10 à 16 mm et de 0,19 mm d'épaisseur environ. Les électrodes ont 3 à 8 mm de diamètre et 0,3 à 1 μm d'épaisseur. D'autres matériaux que le quartz sont utilisés : le titanate de baryum (BaTiO_3), le niobate de lithium (LiNbO_3) ou des polymères piézo-électriques (PVF_2).

La fréquence de vibration pouvant être aisément mesurée à 1 Hz près, la limite de détection du capteur est estimée à 10^{-9} g.

La principale difficulté réside dans le choix du dépôt qui doit adsorber sélectivement l'espèce analysée et présenter une bonne stabilité dans le temps.

Ces capteurs sont commercialisés depuis 1964. Leur utilisation concerne principalement :

- la détermination du taux d'humidité : le dépôt est un polymère hygroscopique. Le détecteur présente une bonne sensibilité (1 ppm en 30 s), une bonne sélectivité et une durée de vie acceptable (supérieure à 6 mois) ;
- l'analyse d'hydrocarbures ;
- la détection de pesticides et de gaz tels que SO_2 , NO_2 , NH_3 , HCl et H_2S .

Les capteurs à onde acoustique superficielle (SAW) sont très prometteurs. Les ondes de surface sont généralement produites et détectées sur un substrat piézoélectrique. L'adsorption spécifique d'un gaz sur une couche sélective déposée sur la surface du cristal modifie la masse et la conductivité superficielle de cette couche et par là même les caractéristiques de propagation des ondes acoustiques superficielles.

Un exemple de dispositif est représenté sur la *figure 19.12*. Il comprend un émetteur et un récepteur d'ondes acoustiques déposés de part et d'autre de la couche sélective. La fréquence d'oscillation est de plusieurs centaines de mégahertz.

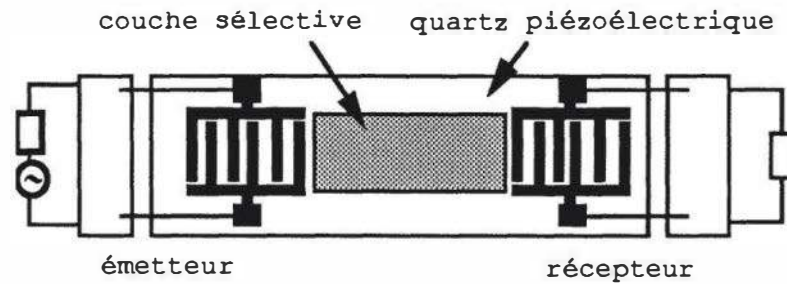


Figure 19.12 – Schéma d'un capteur à quartz piézoélectrique à onde superficielle.

La sensibilité du capteur peut être améliorée en utilisant une structure de type différentiel.

Plusieurs composés ont été testés comme matériaux sélectifs : phtalocyanines ou couches de Langmuir-Blodgett. Théoriquement, on peut espérer une plus grande sensibilité avec ce type de capteur qu'avec les capteurs piézoélectriques de type volumique. Cependant, la réalisation d'un film sélectif en couche mince pose de réelles difficultés.

Des capteurs pour H_2S , NO_2 , H_2 , H_2O ont été expérimentés.

19.4 Capteurs catalytiques

Les capteurs catalytiques sont utilisés dans l'industrie principalement pour la détection des gaz inflammables et explosifs. Ils sont connus aussi sous le nom de « pellistor ».

Le capteur est constitué d'un fil de platine, en forme d'une spirale (diamètre du fil : $50 \mu m$), noyé dans un oxyde réfractaire de faible porosité, tel l'alumine (figure 19.13).

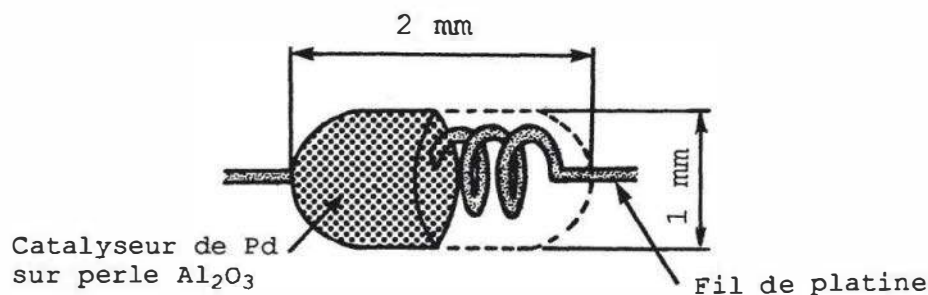


Figure 19.13 – Schéma d'un capteur catalytique.

Le dépôt d'alumine est imprégné d'un catalyseur tel que Pt, Pd, Ir ou un mélange Pd- ThO_2 . Ces catalyseurs améliorent la sensibilité et diminuent les risques d'empoisonnement du détecteur. Habituellement, le détecteur est inséré dans un avec un second élément, inactif vis-à-vis du gaz analysé. Les deux éléments sont chauffés par effet Joule à la température de fonctionnement, soit $450 \text{ }^\circ C$. En présence d'un gaz inflammable, la chaleur de combustion provoque une augmentation de la température de l'élément sensible et une augmentation de sa résistance électrique.

Le déséquilibre du pont qui en résulte donne une indication sur la teneur en gaz inflammables du mélange gazeux.

Ces capteurs, non sélectifs, répondent à un grand nombre de gaz : CH₄, butane, H₂, CO, etc. dans le domaine 0 – 5 %.

19.5 Catharomètres

Ces appareils sont les plus anciens capteurs en continu de composition gazeuse utilisant une propriété physique du gaz. La première utilisation remonte à 1880 pour le contrôle de la teneur en hydrogène dans la vapeur d'eau. Ils sont actuellement utilisés pour le dosage de l'hydrogène, du dioxyde de carbone, de l'oxygène et de l'azote. Leur emploi est encore très répandu en chromatographie en phase gazeuse. Cette méthode tend à être remplacée par des techniques plus sélectives (spectrométrie de masse, spectroscopie infrarouge, capteurs à électrolyte solide...).

Les conductivités thermiques des gaz sont très différentes comme le montre le *tableau 19.2*. D'autre part, la conductivité thermique des mélanges binaires varie souvent de façon linéaire avec leur composition. La méthode de dosage consiste donc à comparer la conductivité thermique des mélanges à analyser à celle d'un gaz de référence.

Tableau 19.2 – Conductivité thermique de quelques gaz (k : conductibilité thermique, en $10^{-5} \text{ cal.cm}^{-1}.\text{s}^{-1}.\text{K}^{-1}$).

GAZ	H ₂	He	CH ₄	O ₂	N ₂	CO	NH ₃	CO ₂
k	41,6	34	7,2	5,9	5,8	5,6	5,2	3,4

L'appareil de mesure proprement dit est une cellule cylindrique aux parois thermostatées. Elle est parcourue par le gaz analysé et comporte un fil métallique (Pt, W...). Lorsqu'une tension constante est appliquée aux extrémités de ce fil, celui-ci prend une température fonction de la chaleur produite par effet Joule, d'une part et dissipée par rayonnement, convection, entraînement par le gaz et conductivité thermique, d'autre part. Les conditions expérimentales sont choisies de façon que les pertes dues à la conductivité thermique du gaz soient les plus importantes. La température du fil et donc sa résistance sont alors fonction de la composition du gaz. C'est la méthode dite du « *fil chaud* ».

Le dispositif est assemblé en pont de Wheatstone et équipé de deux cellules identiques M et N (*figure 19.14*). Un même gaz (G) circule initialement dans ces deux chambres et le pont est équilibré. Lorsque le mélange analysé (G + H) est envoyé dans la cellule N, la résistance du fil est modifiée et sa variation mesurée à l'aide du pont. L'appareil est préréglé à l'aide de gaz étalons.

Ce type de capteur est d'un coût peu élevé, d'une utilisation simple et d'une assez bonne précision (0,5 à 2 % selon les appareils et les gaz analysés). Il présente, cependant, un certain nombre d'inconvénients : les appareils non spécifiques (dosage de mélanges binaires dont on connaît les constituants), utilisation de gaz de référence, risque de réactions chimiques entre les gaz au contact du fil chaud, etc.

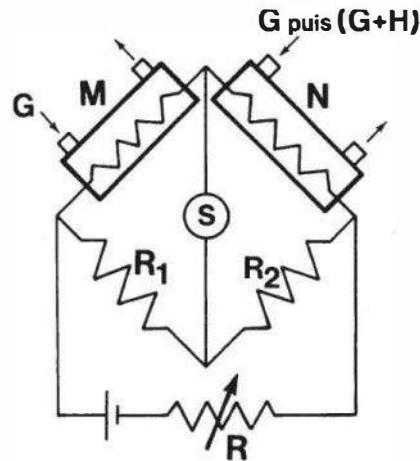


Figure 19.14 – Schéma de principe d'un catharomètre.

19.6 Capteurs paramagnétiques

19.6.1 Principes physiques

Lorsqu'un gaz est placé dans un gradient d'induction magnétique, \vec{B} , il est soumis à une force parallèle au champ dont le sens et l'intensité dépendent de sa susceptibilité magnétique, χ :

$$d \vec{F} = \frac{\chi}{2\mu_0} \cdot dV \cdot \text{grad } B^2$$

où μ_0 est la perméabilité magnétique du vide et dV est le volume élémentaire. La plupart des gaz sont diamagnétiques (χ négatif). Quelques gaz (O_2 , NO , NO_2) possèdent au moins un électron célibataire et sont paramagnétiques (χ positif). Ils ont, de plus, des susceptibilités magnétiques beaucoup plus élevées que les autres gaz (tableau 19.3). Lorsqu'un mélange gazeux est placé dans un champ magnétique, celui-ci n'agit pratiquement que sur les gaz paramagnétiques.

Tableau 19.3 – Susceptibilité relative, χ , de quelques gaz, à 20 °C (susceptibilité de l'oxygène prise égale à 100).

GAZ	O_2	NO	NO_2	H_2	N_2	CO	CO_2	Ar	CH_4
χ	100	45	4	-0,12	-0,36	-0,35	-0,63	-0,58	-0,37

Une autre particularité propre aux gaz paramagnétiques est la variation thermique de leur susceptibilité magnétique qui est inversement proportionnelle à la température absolue. Ces deux propriétés des gaz paramagnétiques sont à l'origine des deux types d'appareils commerciaux qui sont utilisés exclusivement pour le dosage de l'oxygène :

- les appareils magnétodynamiques ;
- les appareils à convection thermomagnétique.

19.6.2 Différentes réalisations

■ Appareils magnétodynamiques

Divers appareils ont été commercialisés, ils diffèrent entre eux par la manière dont est mesurée la force créée par le champ magnétique (mesure d'un couple ou mesure d'un débit).

Un premier type d'appareils est schématisé *figure 19.15a*. Dans une chambre en acier, parcourue par le gaz à analyser, un champ magnétique non uniforme est créé par des pôles de section triangulaire. Un haltère, constitué de deux bulles de deux bulles de quartz de 2 mm de diamètre remplies d'azote, est suspendu à un fil de silice portant un miroir. Chaque sphère est dans l'entrefer de l'aimant. Si le gaz contient de l'oxygène, celui-ci est attiré vers le champ magnétique le plus intense, ce qui déplace les sphères qui tournent autour du fil de suspension jusqu'à ce que la force ainsi exercée soit équilibrée par le couple de torsion. Un rayon lumineux réfléchi sur le miroir transmet la position angulaire de l'équipage tournant. La teneur en oxygène est lue directement sur une échelle graduée sur laquelle se déplace le spot lumineux. La sensibilité de l'appareil peut être améliorée en utilisant une méthode de zéro : l'haltère est ramené à sa position d'équilibre à l'aide d'un champ électrique créé entre deux électrodes. La différence de potentiel est une mesure directe de la teneur en oxygène du gaz.

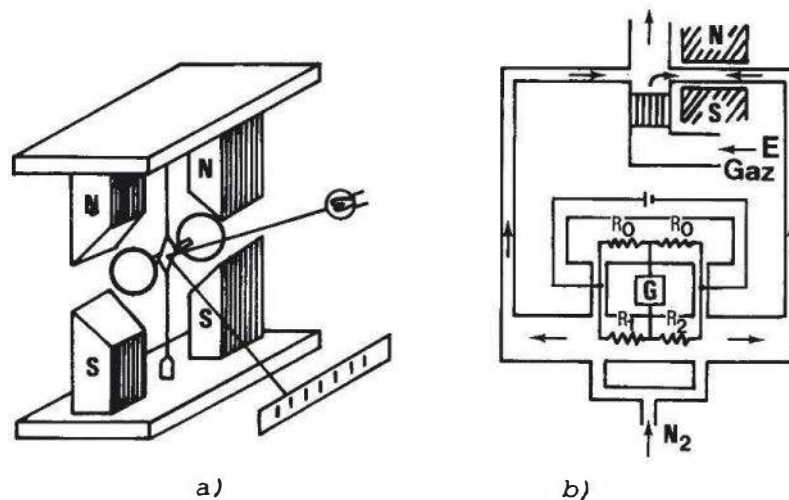


Figure 19.15 – Schémas de principe des capteurs paramagnétiques magnétodynamiques.
a) Appareil magnétodynamique; b) Appareil mettant à profit l'effet Quinke.

L'appareil est étalonné avec l'azote (zéro de l'échelle) et un gaz de composition connue, souvent l'air sec.

En raison de la variation de la susceptibilité des gaz paramagnétiques avec la température, l'appareil est maintenu à 50 °C.

Principaux avantages de ce type d'appareils :

- fonctionnement dans toutes les positions ;
- utilisable en version portable ;

- très bonne stabilité du zéro et de l'échelle de concentration ;
- absence de fil chaud.

Principaux inconvénients :

- temps de réponse assez élevé (10 s - 1 min) ;
- faible sensibilité (la concentration doit être supérieure à 100 vpm).

On peut également mettre à profit l'effet Quinke : dans un champ magnétique, l'oxygène tend à se concentrer alors que les gaz diamagnétiques ne subissent aucune influence. Une cellule utilisant cet effet est schématisée *figure 19.15b*. Deux courants d'azote symétriques circulent dans la cellule et baignent deux filaments constituant les résistances R_1 et R_2 d'un pont de Wheatstone. Lorsqu'on introduit en E un gaz contenant de l'oxygène, celui-ci sera attiré dans la branche du circuit où règne un champ magnétique (NS). La « pression magnétique » résultante, proportionnelle à la teneur en oxygène du gaz analysé, crée une perte de charge qui provoque une dissymétrie des deux débits de gaz inerte, d'où un déséquilibre du pont (G).

Principaux avantages :

- temps de réponse peu élevé (15 s) ;
- pas de filament en contact avec le gaz analysé.

Principaux inconvénients :

- réglage du zéro délicat et difficile à maintenir ;
- l'indication dépend de la position de l'appareil ;
- consommation de gaz inerte.

■ Appareils à convection thermomagnétique

Ces appareils ont été longtemps les seuls disponibles sur le marché. Ils sont fondés sur le principe suivant : lorsque le gaz analysé est chauffé à l'intérieur même d'un champ magnétique, l'oxygène chaud devenant moins magnétique est chassé par le flux d'oxygène froid qui s'échauffe à son tour : il y a création d'un « vent magnétique ».

Dans les appareils de mesure, le gaz analysé circule de bas en haut dans un tore placé verticalement (*figure 19.16*). Un petit tube parfaitement horizontal réunit les deux branches de la chambre. Deux filaments chauffants en platine, faisant partie d'un pont de Wheatstone entourent ce conduit. Les pôles d'un aimant permanent (NS) sont placés de part et d'autre de l'une de ces résistances. Le pont est équilibré, la cellule étant traversée par un gaz inerte. Lorsque le gaz analysé contient de l'oxygène, celui-ci est attiré par le champ magnétique dans le conduit central, il s'échauffe, sa susceptibilité magnétique diminue et il est remplacé par du gaz plus froid : il s'établit un courant gazeux dit « vent magnétique ». Le courant gazeux refroidit différemment les filaments et déséquilibre le pont. Ce déséquilibre est fonction de la teneur du gaz en oxygène.

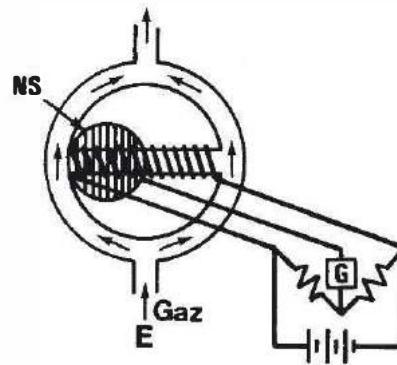


Figure 19.16 – Schéma de principe d'un capteur à convection thermomagnétique « à vent magnétique ».

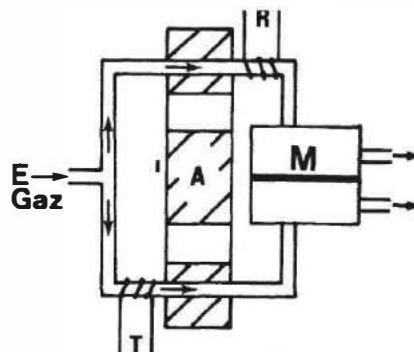
Principaux avantages :

- appareils relativement peu coûteux ;
- l'effet perturbateur éventuel des gaz diamagnétiques est éliminé (en raison de la combinaison d'un champ magnétique et de l'échauffement du gaz).

Principaux inconvénients :

- le tore doit être monté de niveau pour éviter un effet de convection thermique dans la branche médiane (pas de version portable) ;
- la présence dans le gaz à analyser de constituants à coefficient de conductivité thermique très différent de celui de l'oxygène (H_2 , He, CO_2) est une source d'erreur ;
- le zéro dépend de l'équilibrage du pont : c'est-à-dire de la stabilité des résistances et du débit du gaz.

Certains appareils ont un système de détection dit à « *pression magnétique* ». Le gaz à analyser circule dans deux tubes identiques placés dans l'entrefer d'un électroaimant donnant un champ magnétique modulé (*figure 19.17*). Une partie des deux tubes est chauffée (en R et T). Par effet thermomécanique, il s'établit entre les tubes une différence de pression modulée à la fréquence du champ mais dont l'amplitude est fonction de la teneur en oxygène du mélange à analyser. Une membrane (M) mesure cette modulation. L'avantage essentiel de ce type d'appareil est un temps de réponse nettement inférieur à celui des appareils à convection (de l'ordre de 10 s).



M : membrane
A : électro-aimant
R et T : résistances chauffantes

Figure 19.17 – Schéma de principe d'un capteur à détection dite à « pression magnétique ».

19.7 Analyseurs optiques

19.7.1 Principes physiques

L'absorption d'une radiation électromagnétique par une molécule de gaz peut provenir non seulement de l'excitation d'un électron mais aussi de variations des énergies vibrationnelles (vibrations relatives des atomes de chaque liaison chimique) et rotationnelles (rotation de tout ou partie de la molécule). Ces variations d'énergie sont toutes quantifiées. Seules certaines valeurs particulières du moment angulaire de rotation ou de l'énergie de vibration sont possibles, ce sont les niveaux énergétiques vibrationnels et rotationnels.

L'absorption des rayonnements visible, ultraviolet et X produit des variations de l'énergie électronique des molécules. L'absorption des rayonnements infrarouges provoque des modifications des états vibrationnels et rotationnels de la molécule.

La spectroscopie d'absorption est donc un moyen d'identification sûr de la nature d'un gaz car les spectres d'absorption obtenus sont caractéristiques de celui-ci. La mesure de l'intensité d'un rayonnement électromagnétique, spécifique d'un gaz donné, absorbé par un mélange gazeux, permet de déterminer la concentration de ce gaz dans le mélange. La loi de Lambert-Beer exprime, en effet, que la fraction (I/I_0) de l'intensité du rayonnement absorbé dans une cellule contenant ce gaz varie exponentiellement avec la longueur ℓ de la cuve, la concentration C du gaz dans le mélange et le coefficient d'absorbance a , soit :

$$\log \frac{I}{I_0} = a \cdot \ell \cdot C$$

□ **Validité de la loi de Lambert-Beer**

Une application non justifiée de cette loi peut conduire à des erreurs importantes :

- la loi n'est rigoureuse que si le rayonnement est parfaitement monochromatique ;
- le coefficient d'absorbance a varie avec la largeur de bande utilisée ;
- une modification de la température du gaz analysé produit un déplacement des bandes d'absorption ;
- la loi ne tient compte ni de l'influence des gaz non absorbants présents dans le mélange ni de la pression totale.

Pour tenir compte de ces sources d'erreur ainsi que d'autres facteurs incontrôlables tels que la variation de l'intensité de la source, la variation de la sensibilité du détecteur ou l'encrassement des fenêtres de la cellule, on utilise, en général, des appareils à double faisceau.

19.7.2 Principales réalisations

La liste des gaz analysés dans l'industrie à l'aide des différentes techniques de spectroscopie d'absorption est donnée dans le *Tableau 19.4*.

À l'heure actuelle, seule la spectroscopie d'absorption infrarouge est développée. Environ 80 % de ces analyseurs sont utilisés pour le dosage de CO et CO₂ dans l'industrie et pour la protection de l'environnement.

Tableau 19.4 – Principaux gaz analysés à l'aide de rayonnements optiques.

	RAYONS X	UV	VISIBLE	IR
Longueurs d'onde (nm)	$10^{-2} - 10$	$10 - 5 \cdot 10^2$	$5 \cdot 10^2 - 8 \cdot 10^2$	$8 \cdot 10^2 - 10^6$
Principaux gaz analysés	H ₂ S, gaz acides	O ₂ , O ₃ , SO ₂ , NH ₃ , H _g	Cl ₂ , ClO ₂ , NO _x , H ₂ O	H ₂ O, CO, CO ₂ , NO, N ₂ O, NH ₃ , SO ₂ , SO ₃ , alcanes, alcènes
Traces	–	NH ₃ , SO ₂ , O ₃ , H _g	+	+
Fortes teneurs	+	SO ₂ , O ₃	+	+

Les analyseurs par rayonnement UV ou visible sont beaucoup moins employés dans l'industrie. Ils sont utilisés dans certains cas où il n'existe pas d'autres méthodes d'analyse.

19.7.3 Analyseur à thermopile

Le gaz dont on veut mesurer la concentration est caractérisé par une raie d'absorption à une longueur d'onde λ_a , du domaine infrarouge.

Une source délivre un faisceau infrarouge qui traverse le volume gazeux à analyser : il en résulte une atténuation du rayonnement de longueur d'onde λ_a qui augmente avec la concentration du gaz étudié. Le faisceau ayant traversé le volume gazeux est reçu sur une thermopile (§ 5.11.4.) dont la fenêtre d'entrée est un filtre ne laissant passer qu'une bande étroite centrée sur λ_a . Le flux reçu par la thermopile et donc la tension V_a qu'elle délivre décroissent à mesure qu'augmente la concentration du gaz analysé. Un étalonnage préalable permet d'établir la relation liant V_a et la concentration du gaz étudié.

Afin d'éviter la prise en compte d'éventuelles dérives du flux émis par la source, un second faisceau est reçu par une seconde thermopile dont la tension de sortie V_s est proportionnelle au flux. Le rapport V_a / V_s porte l'information cherchée, indépendante du flux émis par la source.

19.7.4 Capteurs à fibre optique

Il est important de faire la différence entre capteurs à fibre optique extrinsèques et intrinsèques (*figure 19.18*). Dans le premier cas, la fibre sert de véhicule pour la lumière et le transducteur nommé optode (ou parfois « optrode ») est généralement placé en bout de la fibre. Dans le second cas, l'élément sensible est la fibre elle-même. L'espèce chimique à analyser modifie indirectement la propagation de la lumière dans la fibre.

Les capteurs optiques présentent certains avantages : miniaturisation, mesure à distance, connexion de plusieurs capteurs à un même instrument de mesure, faible poids, dimensions réduites et grande souplesse de configuration géométrique, possibilité de fonctionner à haute température, en milieu corrosif ou explosif, etc. Cependant, en raison de certains inconvénients : sensibilité à la lumière ambiante,

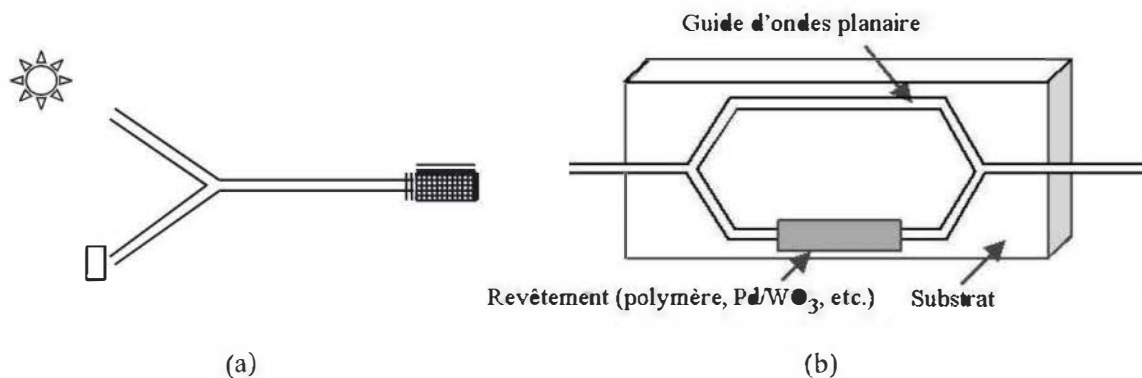


Figure 19.18 – Schéma de principe des capteurs à fibre optique.

a) Capteur à « optode » ; b) Capteur « intrinsèque ».

vieillesse, complexité de l'instrumentation, etc., les capteurs optiques restent pour l'essentiel des réalisations de laboratoire ou sont développés pour des applications très spécifiques.

La figure 19.19 schématise le fonctionnement d'un capteur à « onde évanescente ». La majeure partie de la lumière se propageant dans une fibre optique reste confinée dans celle-ci. Cependant, une faible fraction du rayonnement s'échappe et peut réagir avec une très fine couche déposée sur la fibre et absorbant le gaz analysé. Cette interaction diminue l'intensité lumineuse d'autant plus fortement que la concentration du gaz analysé est plus élevée. Pour le dosage de l'hydrogène, la fibre optique peut être revêtue par pulvérisation cathodique d'une fine couche de palladium. En présence d'hydrogène, la formation d'hydrure, dont le paramètre de maille est supérieur à celui du palladium, crée des contraintes qui modifient la phase de l'onde. Des capteurs pour le méthane, l'hydrogène ou l'ammoniac ont été proposés avec une sensibilité raisonnable (seuil de 10 à 1 000 ppm).

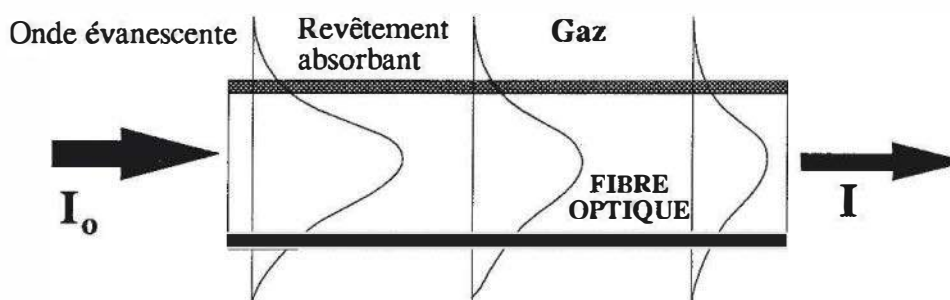


Figure 19.19 – Schéma de principe d'un capteur à fibre optique à onde « évanescente ».

Dans le cas des capteurs à optode, le transducteur est situé sur la face de sortie de la fibre optique et réfléchit la lumière émise par la source lumineuse. À titre d'exemple, le détecteur peut enregistrer les variations de l'intensité lumineuse réfléchie dues aux variations de réflectivité de l'optode en raison des interactions avec le gaz. Un miroir de palladium de 100 Å d'épaisseur a été proposé pour le dosage de l'hydrogène. Pour la détection de vapeurs de benzène, le dispositif comprend un fluorophore incorporé dans un polymère ; dans ce cas, l'absorption de vapeurs modifie la lumière émise par fluorescence.

19.8 GASFET

Les recherches sur les GASFET (en anglais : *Gas Sensitive Field Effect Transistors*) datent du début des années quatre-vingt et sont très actives. Il s'agit d'un transistor de type MOS dont la grille (ou *gate*) est constituée d'une membrane sensible aux espèces à analyser (*figure 19.20*). Ces nouveaux capteurs présentent de nombreux avantages : ils peuvent être miniaturisés et l'automatisation de la production permettrait, en outre, une amélioration de la reproductibilité et une baisse du prix de revient.

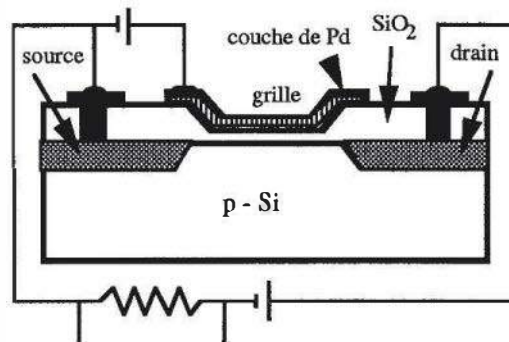


Figure 19.20 – Schéma d'un GASFET.

L'analyse des gaz à l'aide de ce dispositif a concerné, dans un premier temps, l'hydrogène et les gaz hydrogénés, H_2S et NH_3 . Dans ce cas, la grille du transistor est en palladium. La température de fonctionnement est comprise entre 20 et 200 °C. Ces dispositifs présentent une bonne sensibilité mais il existe des dérives à long terme et des problèmes de réversibilité.

19.9 Réseau des capteurs

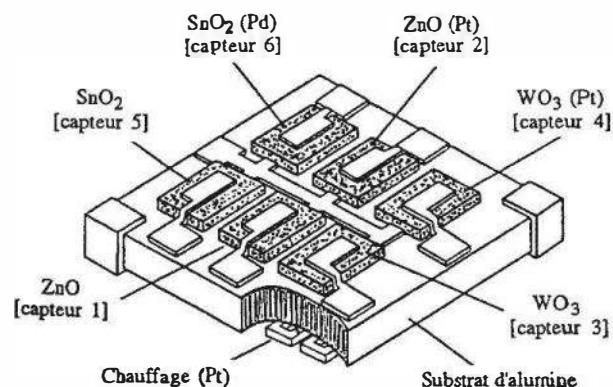


Figure 19.21 – Réseau de capteurs de type semiconducteur.

Une approche récente consiste à utiliser des réseaux de capteurs, réalisés à partir de techniques propres à la microélectronique. Même si on est, à l'heure actuelle, loin des performances du nez humain, les résultats sont prometteurs. La *figure 19.21* présente un exemple de réseau à six capteurs de type semiconducteur. L'utilisation de capteurs en couches « minces » ou « épaisses » présente de nombreux avantages :

grand choix de techniques disponibles, simplicité de réalisation du film, diminution de la taille et de la consommation électrique, amélioration de la sensibilité et du temps de réponse. L'analyse des résultats est complexe et fait appel à une analyse multivariable ou « chimiométrie ».

19.10 Conclusions

19.10.1 Synthèses

Le *tableau 19.5* résume les principales caractéristiques des analyseurs de composition des gaz. Les grandeurs d'influence principales sont également données. Sont signalés : le domaine de concentration (dosage de traces ou de fortes teneurs (colonne (%))), la sélectivité du capteur et la possibilité éventuelle d'un dosage *in situ*. Les principaux gaz analysés à l'aide des différents analyseurs sont donnés ainsi que les avantages et inconvénients de ces appareils.

Le *tableau 19.6* donne, par gaz, les différents analyseurs utilisables ainsi que les caractéristiques correspondantes du capteur : dosage de traces ou de fortes teneurs, les gaz interférant sur la mesure, la précision, le temps de réponse ($t_r(5)$) du capteur et l'état de développement actuel de celui-ci.

19.10.2 Perspectives

L'importance de l'analyse de la composition des gaz ne fait que croître aujourd'hui car elle est liée à des préoccupations majeures de notre temps : économie d'énergie, de matières premières, contrôle qualité, optimisation des procédés industriels, protection de l'environnement, amélioration des techniques biomédicales...

On constate un déclin des dispositifs peu sélectifs, tels les catharomètres, au profit d'analyseurs très sélectifs tels les spectromètres de masse bien que leur coût soit parfois très élevé. À l'opposé, les recherches sont très actives pour le développement de capteurs sélectifs, peu coûteux et d'une utilisation très simple avec pour objectif la régulation des chaudières domestiques et des véhicules automobiles, les dispositifs de sécurité...

Les capteurs à électrolyte solide constituent certainement une solution d'avenir en raison de l'état d'avancement des recherches en électrochimie des solides. La découverte de nouveaux électrolytes solides a permis la réalisation de capteurs à chlore, dioxyde et trioxyde de soufre.

La sélectivité des capteurs a été, pendant longtemps, un objectif prioritaire. À l'heure actuelle, la tendance est à la recherche de capteurs dont le signal est stable et reproductible. L'utilisation des techniques de dépôt en couche mince a permis un nouveau développement des capteurs à variation d'impédance (mesure de la conductivité superficielle ou de la capacité) et se révélera indispensable pour la réalisation de nouveaux dispositifs et de réseaux de capteurs.

© Dunod. La photocopie non autorisée est un délit.

Tableau 19.5 – Principales caractéristiques des analyseurs de composition des gaz.

Capteur	Actif Passif	Mesure absolue	Grandeurs d'influence	Traces	%	Sélectivité	Dosage <i>in situ</i>	Gaz analysés	Avantages	Inconvénients
Capteur E.S.	actif	+	T, P_{tot}	+	+	+	+	O ₂ , (SO ₂), (SO ₃), (Cl ₂)	miniaturisation reproductibilité mesure absolue mesure <i>in situ</i>	T > 500 °C
Paramagnétique	passif	-		-	+	+	-	O ₂	bien connu peu coûteux	faible sensibilité
Spectro IR	passif	-	T	+	+	+	-	CO, CO ₂ , NO, SO ₂ , H ₂ O, CH _x	très utilisé bonne sensibilité bonne stabilité	souvent assez encombrant
Spectro UV	passif	-		+	+	+	-	Cl ₂ , SO ₂ , NO _x , NH ₃	bonne sensibilité	le spectre doit être connu
Catharomètre	passif	-	T, P_{tot}	-	+	-	-	H ₂ , H ₂ O, CO ₂ , SO ₂ , NH ₃ , He	peu coûteux utilisation simple	non spécifique
Conductivité solides	passif	-	T, P_{tot}	+	+	+	+	O ₂ , CO, CH ₄ , H ₂ S, NO _x	miniaturisation mesure <i>in situ</i>	T > 700 °C vieillessement
Capacitif	passif	-	T, P_{tot}	+	+	+	+	H ₂ O	miniaturisation mesure <i>in situ</i>	
Spectro de masse	passif	-		+	+	+	-	tous les gaz	grande sensibilité, microdosage, pas d'interférence	coût élevé manipulation délicate
Chimiluminescence	passif	-	T	+	+	+	+	NO	spécifique	

Tableau 19.6 – Principaux analyseurs des gaz industriels.

Gaz	Capteur	Traces	%	Interférences	Précis.	Temps de réponse	Dev. actuel	
							Indus.	Labo.
O ₂	Jauge E.S.	> 0,1 vpm	+	CO, H ₂ , CH _x , NO _x	$\Delta P/P$ < 5 %	0,1 à qq. s	+	+
	Paramagnét.	–	> 1 %	NO _x , H ₂ O	2 % éch.	10-30 s	+	+
	Catharomètre	–	qq. %	H ₂ , SO ₂ , CO ₂ , CH ₄ , N ₂ ...	2 %	30-40 s	+	+
	Conductivité solide	> 1 vpm	+	CO, H ₂ , CH _x , NO _x	0,5 %/°C	qq. min.		(+)
	Spectro. de masse	> 5 vpm	+	–	1 %	< 1 s	+	+
H ₂	Catharomètre	> 10 vpm	+	SO ₂ , Ar, CO ₂ , CH _x ...	0,5 %	30 s	+	
	Spectro. de masse	+	+	–	1 %	< 1 s	+	+
Cl ₂	Catharomètre	–	+	H ₂ , SO ₂ ...	2 %		+	
	Jauge E.S.	vpm	+		$\Delta P/P$ < 5 %	< 1 min	(+)	+
CO	Spectro. IR	vpm	+		5 % éch.	qq. s	+	+
CO ₂	Catharomètre	> 10 vpm	+	H ₂ O, CH _x ...	0,5 %	2-3 min	+	
	Spectro. IR	> 1 vpm	+		5 % éch.	qq. s	+	+
SO ₂	Catharomètre	–	+	H ₂ , CH ₄ ...	2 %		+	+
	Spectro. IR	qq. vpm	+	H ₂ O, CO ₂	5 % éch.		+	
	Jauge E.S.	> 1 vpm	+		3 %	qq. s – qq. min.		(+)
SO ₃	Jauge E.S.	+	+		3 %	qq. s – qq. min.		(+)
NO	Spectro. IR	> 5 vpm	+	H ₂ O	5 %	qq. s	+	
	Chimilumin.	0,001 vpm	+		1 %	< 1 s	+	
H ₂ O	Capacitif	0,001 vpm	+		1 %	qq. s	+	
	Catharomètre	–	+	H ₂ , CH ₄ , SO ₂ ...	3 %		+	
	Spectro. IR	ppm	–		5 %	qq. s	+	+
H ₂ S	Conductivité solide	ppm	–		7 %	qq. min.	+	
	Spectro. IR	+	+		5 % éch.	qq. s	+	+
NH ₃	Catharomètre	–	+	H ₂ , CH ₄ , SO ₂ , Ar...	5 %		+	+
	Spectro. UV	ppm	+			qq. s	+	
CH _x	Spectro. IR	+	+		5 % éch.	qq. s	+	+
	Spectro. de masse	0,001 vpm	–		1 %	< 1 s	+	+

Bibliographie

■ Ouvrages

- Seiyama T., Kueki K., Shiokawa J., Suzuki S., *Chemical Sensors*; Tokyo, Kodansha/Elsevier, 1983.
- Moseley P.T. et Tofield B.C., *Solid State Gas Sensors*; Bristol, Adam Hilger, 1987.
- Seiyama T., *Chemical Sensor Technology*, Vol. 1 et 2; Tokyo, Kodansha/Elsevier, 1988 et 1990.
- Göpel W., Hesse J. et Zemel Z.N., *Sensors, A Comprehensive Survey*; Vol. 2/3 et Vol. 6, VCH, Weinheim, 1991/1992.
- Déportes C. et coll., *Électrochimie des solides*, P.U.G., Grenoble, 1994.
- Fabry P. et Fouletier J., *Microcapteurs chimiques et biologiques, applications en milieu liquide*, Hermès, 2003, pp. 227-250.
- Jaffrezic N., Soureyrand E., Martelet C., Cosnier S., Labbé P., Pijolat C., *Les capteurs chimiques*, CMC2.
- Jaffrezic-Renault N., Pijolat C., Pauly A., Brunet J., Varenne C., Bouvet M. et Fabry P., *L'actualité chimique*, Mars 2002, 157-172.

■ Périodiques

- Sensors & Actuators, Solid State Ionics, *Journal of the Electrochemical Society*, Ion-Selective Electrode Review, *Journal of Applied Electrochemistry*.

Un biocapteur est un système analytique formé de deux parties qui sont un récepteur biologique capable de reconnaître une substance cible présente dans un milieu complexe et un transducteur qui traduit les modifications physico-chimiques engendrées par la reconnaissance spécifique en un signal électrique ou optique permettant de mesurer la concentration de la substance cible (*figure 20.1*).

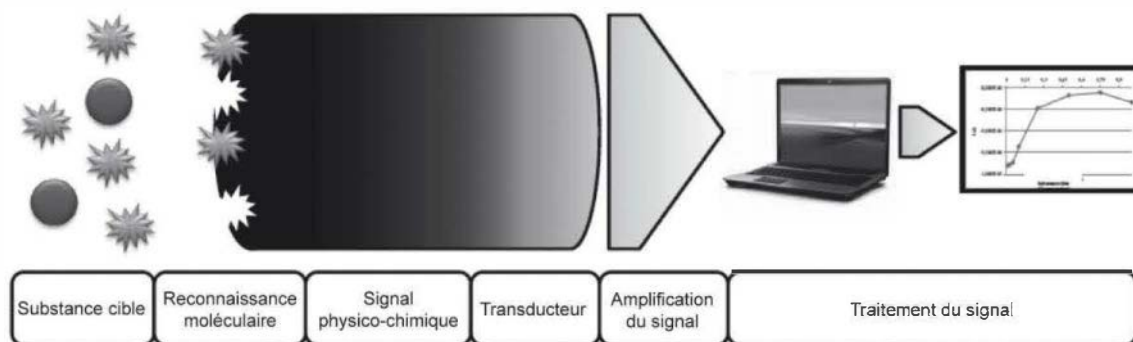


Figure 20.1 – Schéma de principe d'un biocapteur.

Selon l'IUPAC (Union internationale de la chimie pure et appliquée), le biocapteur doit être petit et compact, doit fonctionner sans addition de réactif, être réutilisable et la partie biologique doit être intimement associée au transducteur (1). Cette définition correspond parfaitement au travail pionnier de Clark et Lyons (2) qui ont mis au point le premier biocapteur à glucose. Actuellement, le terme biocapteur est associé à des systèmes bio-analytiques très performants qui ne répondent plus à la définition très stricte de l'IUPAC.

Dans un biocapteur l'élément biologique ou biorécepteur est généralement immobilisé sur ou au contact du transducteur. Le biorécepteur apporte une spécificité et une sensibilité très élevée par rapport aux capteurs chimiques. Ces qualités laissent à penser que les biocapteurs devraient remplacer, dans le futur, les méthodes analytiques existantes. Toutefois, l'utilisation d'un récepteur biologique impose des conditions d'utilisation douces, notamment pour le pH, la température, la force ionique, les solvants organiques polaires ou non et certains composés tels que les tensio-actifs présents dans de nombreuses matrices.

Les biocapteurs peuvent être classés selon le type de biorécepteur utilisé qu'il soit catalytique ou qu'il agisse par affinité. Ils peuvent l'être aussi selon la nature de l'élément biologique. On peut distinguer les capteurs enzymatiques, les capteurs microbiens, les immunocapteurs, les capteurs à ADN, les capteurs à membrane à empreinte moléculaire (MIP). Ils peuvent aussi être classés selon le signal engendré

par la reconnaissance moléculaire. Les différents modes de transduction utilisés sont principalement électrochimiques (ampérométrique, potentiométrique ou impédimétrique), massiques (quartz piezo-électrique) et optiques (SPR). Les transducteurs thermiques qui connaissent un développement important sont peu ou pas utilisés au niveau des biocapteurs.

20.1 Les biorécepteurs

Le biorécepteur permet d'apporter au biocapteur une grande spécificité. Toute structure biologique ayant une capacité de reconnaissance est susceptible d'être utilisée pour la mise en œuvre d'un biocapteur. Il est évident que les éléments biologiques sont souvent fragiles et instables. Nous ne décrivons pas dans ce chapitre un certain nombre de biocapteurs utilisant des composés biologiques qui empêchent l'utilisation en routine ou qui sont de simples démonstrations académiques comme les biocapteurs utilisant des coupes fines de tissus biologiques (banane, concombre...). Nous décrivons les structures biologiques qui ont une possibilité d'utilisation commerciale.

20.1.1 Les enzymes

Les enzymes sont des protéines formées de l'enchaînement d'une centaine à plusieurs milliers d'acides aminés. Il existe vingt acides aminés ce qui donne des possibilités d'arrangement infini. Il faut savoir qu'une bactérie peut avoir plus de 3 000 enzymes différentes et que l'organisme humain en a plus de 50 000. Les enzymes possèdent toutes une activité catalytique. Le premier biocapteur apparu en 1962 (Clark et Lyons) était basé sur l'immobilisation de la glucose oxydase sur une électrode à oxygène (via une membrane semi-perméable) pour mesurer la concentration du glucose dans le sang. Pendant de nombreuses années, seuls les biocapteurs à enzyme ont été étudiés. Pendant longtemps, l'objectif était la mesure directe d'une substance cible : substrat ou cofacteur. Par la suite, des biocapteurs basés sur l'inhibition de l'activité enzymatique sont apparus notamment pour des applications dans le domaine agro-alimentaire et environnemental (Amine 2006). Des polluants, pesticides, phycotoxines ou métaux lourds (Andreescu et Marty 2008, Campas *et al.* 2007, Amine et Mohammadi 2007) ont été détectés en utilisant différentes enzymes.

20.1.2 Les cellules entières

Les bactéries et les levures peuvent jouer le rôle d'élément sensible d'un biocapteur. Les cellules sont équipées d'un grand nombre d'enzymes et de récepteurs qui peuvent transformer des signaux chimiques ou biologiques en signaux électriques voire optiques. Les cellules peuvent être utilisées pour démontrer la toxicité de nombreuses matrices, sol, sédiment et eaux en les couplant à des transducteurs.

Les cellules peuvent aussi être modifiées génétiquement en introduisant un gène reporter qui génère un signal quand il est exposé à une substance cible. Cette dernière stimule le gène reporter qui va produire un signal mesurable comme l'émission de lumière qui sera un bon indicateur de la concentration de la substance cible.

De nombreux biocapteurs ont été développés pour la détection de métaux comme le plomb, le mercure et l'arsenic ou des pesticides (Chouteau et al. 2005).

20.1.3 Les organites cellulaires

Quel que soit l'organite cellulaire il peut en principe servir de récepteur biologique. Ces éléments nécessitent un environnement adéquat pour conserver leur intégrité structurale et leur capacité de reconnaissance. Quelques structures cellulaires, comme les chloroplastes, les thylacoïdes et le photosystème II ont été utilisés dans des biocapteurs (Campas et al. 2008).

20.1.4 Les anticorps

Les anticorps sont des glycoprotéines qui reconnaissent les molécules cibles appelées antigènes et forment un complexe anticorps-antigène. Les anticorps font partie de la famille des immunoglobulines. Ils sont formés de quatre chaînes polypeptidiques, deux chaînes lourdes et deux chaînes légères, qui sont reliées entre elles par des ponts disulfure assurant la flexibilité de la molécule. Les deux chaînes lourdes sont identiques, de même pour les deux chaînes légères. Ces chaînes forment une structure en Y et les sites de liaison à l'antigène sont situés à l'extrémité de chaque branche du Y. La grande spécificité de l'interaction antigène-anticorps aboutit à des constantes d'affinité très élevées qui conduisent à la formation de complexes très stables. Lorsque les antigènes sont de faible poids moléculaire, il est assez difficile de les détecter. Il est possible de marquer l'antigène ou l'anticorps avec des chromophores, fluorophores ou des nanoparticules ; une autre possibilité est de développer un système de type sandwich avec un deuxième anticorps qui reconnaît un deuxième épitope de l'antigène (Bilitewski, 2000).

20.1.5 Les acides nucléiques

Les acides nucléiques sont constitués d'un enchaînement de nucléotides. Les nucléotides formant l'ADN s'appellent désoxyribonucléotides tandis que ceux formant l'ARN s'appellent ribonucléotides.

Les biocapteurs basés sur l'ADN représentent un outil très puissant pour de très nombreuses applications aussi bien dans le domaine médical (maladies génétiques et détection de virus) que dans celui de l'agro-alimentaire pour la détection de nombreuses bactéries pathogènes (Hahn et al. 2005). Le principe des biocapteurs est de mesurer l'hybridation entre une séquence connue qui sert de biorécepteur biologique et l'oligonucléotide complémentaire. L'interaction très forte entre les deux brins d'ADN peut être détectée de manière rapide et peu coûteuse à l'aide de différents marqueurs, notamment les fluorophores (Park et al. 2006).

20.1.6 Les nouveaux récepteurs

Les aptamères sont des oligonucléotides, généralement ARN ou ADN. Ils peuvent être générés contre des cibles de natures très diverses (petites molécules organiques, peptides, protéines, acides nucléiques, cellules intactes). Faciles à synthétiser, ils

peuvent être convertis en outils intéressants notamment les techniques de diagnostics. Ils sont identifiés dans des banques contenant jusqu'à 10^{15} séquences différentes, par une méthode combinatoire de sélection *in vitro* appelée *Systematic Evolution of Ligands by Exponential Enrichment* (SELEX). Ils sont des candidats potentiels au développement de nouveaux biocapteurs (Luzi et al. 2003).

Les membranes à empreinte moléculaire (MIP pour *Membrane Imprinted Polymer*) : la technique sert à créer des sites de reconnaissance artificiels en utilisant des polymères synthétiques. Le concept est simple. Dans un premier temps, la molécule cible ou un analogue est piégé dans un pré polymère formé de monomères de méthacrylates ou de styrènes qui vont établir des liaisons de faible énergie avec la molécule cible. Puis la polymérisation est réalisée à l'aide de composés de réticulation qui permettent de figer la structure. La molécule cible est ensuite éliminée. L'empreinte obtenue est un véritable moule de la molécule cible qui possède une mémoire stérique et chimique de la cible. Ce moule ou empreinte moléculaire va permettre de détecter la molécule cible (Merkoci et Alegret 2002).

20.2 Méthodes d'immobilisation

Un des problèmes majeurs dans la mise au point des biocapteurs est la conservation de l'activité et la stabilité du récepteur biologique. Le choix de la méthode d'immobilisation (*figure 20.2*) joue un rôle crucial sur la stabilité, la sélectivité, la sensibilité et la durée de vie du biocapteur. De nombreux facteurs peuvent affecter l'immobilisation du biorécepteur : caractéristiques structurales, taille, polarité, charge et accessibilité des groupes fonctionnels.

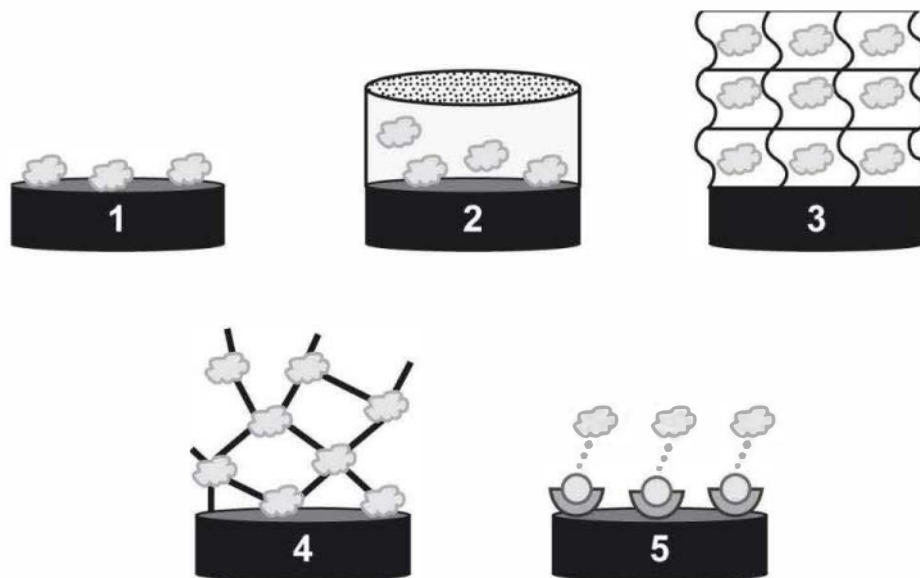


Figure 20.2 – Méthodes d'immobilisation : (1) adsorption, (2) confinement, (3) encapsulation, (4) liaison covalente, (5) affinité.

20.2.1 L'adsorption

L'adsorption physique sur un support est la méthode d'immobilisation la plus simple. Elle ne nécessite pas de modification chimique du biorécepteur. Cette

technique a été largement utilisée pour fixer des enzymes sur des supports de type cellulose, collagène, pâte de carbone et or. Cette immobilisation n'est pas très stable et les modifications physico-chimiques du milieu (pH, concentration des sels, température) conduisent souvent au décrochage des biorécepteurs. La stabilité du système a souvent été améliorée en ajoutant des réactifs bifonctionnels (le glutaraldéhyde par exemple) qui augmente la cohésion du système en permettant un pontage entre les molécules adsorbées.

20.2.2 Le confinement

Le biorécepteur reste en solution à l'intérieur d'un compartiment limité par une membrane semi-perméable de type dialyse ou ultrafiltration qui ne laisse passer que les petites molécules. Cette technique a été particulièrement utilisée pour des capteurs à enzymes ou à cellules entières. L'un des problèmes posés par ce type d'immobilisation est la conservation de l'activité du biorécepteur sur de longues périodes de stockage.

20.2.3 L'encapsulation

Il est possible d'inclure le biorécepteur dans un gel en l'incorporant avant sa polymérisation. Les principaux gels utilisés sont des polymères de polyvinylalcool modifiés, des alginates, des sol-gels. Ils permettent l'encapsulation de grandes quantités de biorécepteur, augmentent la stabilité chimique et thermique, de plus leur mise en œuvre est facile. Les inconvénients de cette méthode sont la possibilité de perte partielle du biorécepteur et les contraintes de diffusion du substrat vers le site actif des enzymes. D'autres méthodes sont également utilisées comme l'inclusion dans des composés électropolymérisés qui donnent des polymères conducteurs (polypyrroles et polyaniline) à la surface d'électrodes. Ces matrices conductrices facilitent le transfert d'électrons dans les biocapteurs électrochimiques (Bartlett et Cooper 1993). Par ailleurs, ces polymères peuvent agir comme des médiateurs en permettant de diminuer le potentiel appliqué et de minimiser les interférences des composés électro actifs.

D'autres polymères ont été utilisés. Les composites sont des matrices préparées en utilisant un liant tel qu'une huile minérale (Gorton 1995) ou une résine époxy (Alegret 1996) dans lesquelles de petites particules de solides conducteurs (graphite, platine) sont dispersées. Une bonne homogénéisation est nécessaire pour obtenir des résultats reproductibles.

20.2.4 L'immobilisation covalente

La liaison covalente permet l'immobilisation sur une matrice ou directement sur le transducteur. Ces méthodes sont basées sur la réaction entre un groupement fonctionnel du biorécepteur et des groupements réactifs de la surface solide. Pour les protéines (enzymes, anticorps), la fixation se fait par les groupements fonctionnels portés par les chaînes latérales des acides aminés : amine de la lysine, acide carboxylique de l'aspartate et du glutamate, hydroxyle de la sérine, thiol de la cystéine ou phénol de la tyrosine. Malgré leur solidité et leur stabilité, ces techniques sont laborieuses et entraînent souvent une perte de l'activité biologique. Les acides nucléiques

sont généralement modifiés par des thiols qui se fixent de manière covalente sur des surfaces en or.

La co-réticulation permet l'immobilisation au travers de réactifs bi ou multifonctionnels (Albareda-Sirvent et al. 2000). Le glutaraldéhyde, réactif bifonctionnel, est très largement utilisé pour l'immobilisation des protéines sur des supports portant des groupements amines. Cette technique permet la formation d'agrégats de haut poids moléculaire. Comme pour les liaisons covalentes classiques, l'activité biologique est affectée.

20.2.5 Les méthodes d'affinité

La réaction antigène-anticorps est une réaction d'affinité (Ricci et al. 2007). Certaines protéines contiennent naturellement des composés glucidiques qui peuvent se fixer sur des supports modifiés avec des lectines (Kobayashi et Anzai 2001). D'autres biorécepteurs de type protéique ou acides nucléiques peuvent être modifiés par de la biotine. Les composés modifiés pourront se fixer par affinité sur des matrices ou surfaces modifiées par de l'avidine ou de la streptavidine (Cosnier et al. 1998). Enfin, grâce à la biologie moléculaire, il est possible d'obtenir des protéines modifiées génétiquement avec des étiquettes histidine qui peuvent se fixer sur des supports modifiés avec l'acide trinitriloacétique. Les avantages de cette méthode sont la réversibilité de l'immobilisation et sa facilité d'emploi.

20.3 Les principaux types de biocapteurs

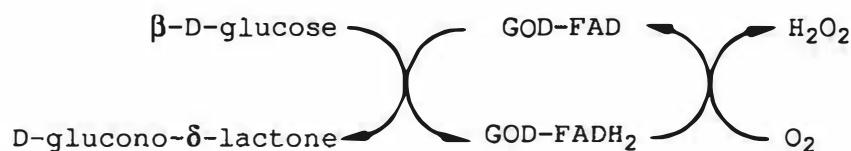
20.3.1 Les biocapteurs électrochimiques

■ Biocapteurs potentiométriques et ampérométriques

Le meilleur exemple pour illustrer la détection électrochimique est d'étudier l'oxydation du glucose par la glucose oxydase (GOD). C'est un exemple historique qui permet de comprendre facilement tous les problèmes soulevés par la mise au pont de capteurs enzymatiques.



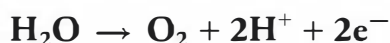
Cette réaction, à première vue très simple, est en réalité une réaction assez complexe qui fait intervenir un coenzyme, la flavine adénine dinucléotide (FAD), qui est fortement liée à l'enzyme. Le FAD est une coenzyme d'oxydo-réduction capable d'accepter ou de céder deux électrons. En réalité la réaction réelle est la suivante :



Le glucose est oxydé en glucono-lactone par le complexe GOD-FAD pour donner le complexe réduit GOD-FADH₂. Cette glucono-lactone est rapidement hydrolysée en acide gluconique alors que le complexe GOD-FADH₂ est oxydé par l'oxygène moléculaire pour donner du peroxyde d'hydrogène et redonner la glucose oxydase réduite GOD-FAD.

Pour cette réaction à priori très simple, il existe trois modes de transduction possible :

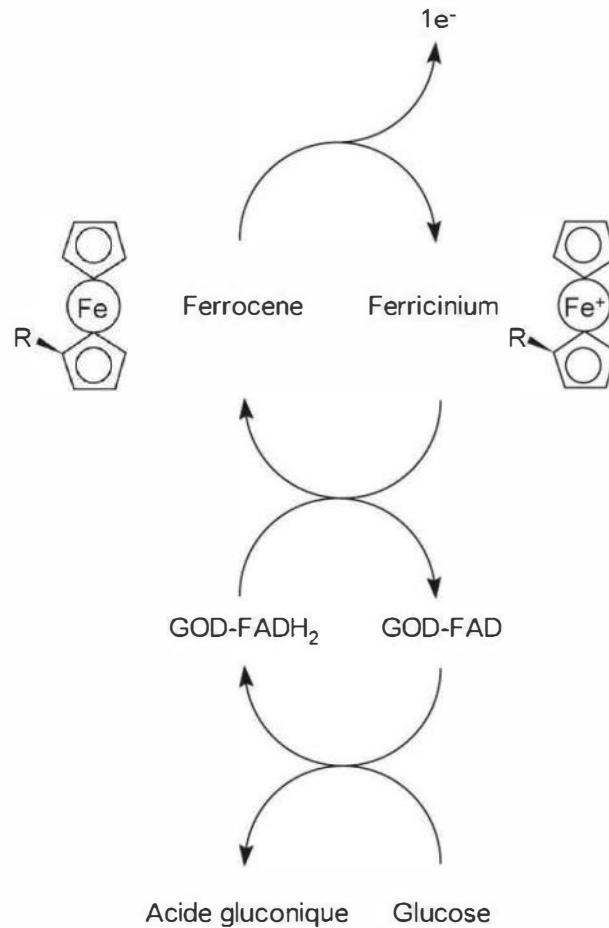
- L'apparition d'acide gluconique est proportionnelle à la quantité de glucose de départ et pourrait être dosée par une électrode de pH. Cette mesure est envisageable mais elle manque de sensibilité car les réactions enzymatiques ont lieu en milieu tamponné et les variations de pH sont faibles. Il faut souligner que la mesure potentiométrique, qui fait référence à la loi de Nernst, donne une relation logarithmique. Des biocapteurs à détection potentiométrique associant électrode de pH et membrane sélective pour la détection de gaz dissous, notamment CO₂ et NH₃, ont été développés notamment pour la mesure de l'urée dans le sang.
- Une deuxième possibilité serait la mesure de la consommation d'oxygène en utilisant l'électrode de Clark. Le principe est une détection ampérométrique mais qui est très peu utilisée car la mesure de la consommation d'oxygène, surtout pour de faibles valeurs, manque de précision ;
- Une autre possibilité est la mesure ampérométrique du peroxyde d'hydrogène produit. Cette détection se fait généralement avec un transducteur en platine à un potentiel de 650 mV par rapport à une électrode Ag/AgCl.



C'est sur ce principe que le premier biocapteur à glucose a été commercialisé par la société américaine Yellow Spring Instrument (1975). Il existe de nombreuses oxydases qui fonctionnent sur le même principe en oxydant un substrat avec consommation d'oxygène et production de peroxyde d'hydrogène qui sont des candidates pour le développement de biocapteurs enzymatiques. Les biocapteurs développés selon ce principe présentent des réponses dont l'intensité dépend de la concentration de la substance cible mais également de la pression partielle d'oxygène. Par ailleurs, à cause du potentiel d'oxydation élevé nécessaire à l'oxydation du peroxyde d'hydrogène, des interférences électrochimiques sont fréquentes à cause de l'oxydation des composés présents dans les matrices réelles. Plusieurs solutions ont été proposées :

- montage différentiel à deux capteurs. L'un étant le capteur enzymatique et le deuxième contient une membrane sans enzyme. La réponse spécifique est obtenue en soustrayant la réponse du capteur non enzymatique à la réponse du capteur enzymatique. Ce montage n'a été utilisé qu'au niveau laboratoire ;
- utilisation d'une membrane sélective ne laissant diffuser que les petites molécules non chargées, les espèces interférentes étant le plus souvent chargées. C'est cette méthode que la société Yellow Spring a développée en utilisant une membrane d'acétate de cellulose pour s'affranchir des espèces interférentes ;
- emploi de médiateurs redox sous forme libres ou immobilisés pouvant être oxydés à un faible potentiel ce qui minimise les interférences électrochimiques. Le médiateur sous forme oxydée se substitue à l'oxygène. Le médiateur réduit est réoxydé électrochimiquement et le courant d'oxydation est corrélé à la concentration de glucose. La société Biosentec (Toulouse France) commercialise un biocapteur à glucose qui utilise l'hexacyanoferrate de potassium sous forme libre comme médiateur. Les capteurs à glucose à usage unique utilisés pour la mesure

du glucose dans le sang par les diabétiques utilisent l'ion ferricinium immobilisé sur l'électrode. C'est grâce à ce système (réaction 3) que la société Medisens (U.K) a commercialisé le premier biocapteur à glucose portable en 1983.



Les électrodes à oxydase ont fait l'objet de très nombreux travaux car ces réactions ne nécessitent pas l'addition d'un coenzyme. Les exemples les plus caractéristiques sont indiqués dans le *tableau 20.1*.

Tableau 20.1 – Principaux systèmes enzymatiques utilisés dans les biocapteurs à oxydase.

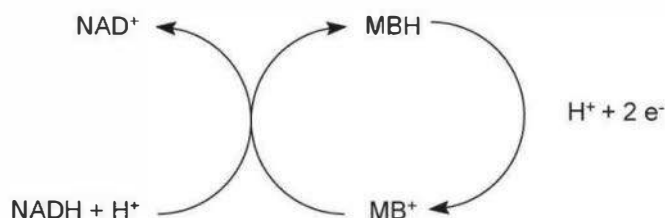
Substrat	Enzyme
Glucose	Glucose oxydase
Éthanol	Alcool oxydase
L-lactate	L-lactate oxydase
Glycérol	Glycérol oxydase
Pyruvate	Pyruvate oxydase
Cholestérol	Cholestérol oxydase
Sulfite	Sulfite oxydase
Xanthine	Xanthine oxydase
Choline	Choline oxydase

Il existe une autre classe d'enzyme regroupant plusieurs centaines de déshydrogénases qui sont des candidates potentiels au développement de biocapteurs. Ces oxydo-réductases ont besoin de la présence d'une coenzyme particulière le NAD (Nicotine Adénine Dinucléotide) pour fonctionner selon la réaction ci-après.



Ces enzymes présentent deux inconvénients : leur manque de stabilité par rapport aux oxydases et la nécessité d'ajouter une coenzyme. En effet, la forme réduite NADH ne peut être réoxydée qu'à un potentiel très élevé d'environ 800 mV vs. Ag/AgCl. Le développement de capteurs enzymatiques avec ces enzymes impose l'utilisation de méthodes douces pour immobiliser l'enzyme notamment l'encapsulation, et l'addition de médiateurs redox. Le courant provenant de leur réduction sert à déterminer la concentration de l'élément cible. La réoxydation du NADH peut avoir lieu de différentes manières. En utilisant des enzymes comme la diaphorase ou la NADH oxydase. La première nécessite l'addition d'un médiateur soluble qui souvent peut interférer avec les composés électroactifs des échantillons bien que son potentiel d'oxydation soit assez bas (250 mV vs. Ag/AgCl), l'autre utilise l'oxygène comme accepteur d'électron mais cela impose l'oxydation du peroxyde d'hydrogène à un potentiel trop élevé (600 mV vs. Ag/AgCl).

Une autre possibilité est la réoxydation directe du NADH. Ceci est possible avec différents médiateurs comme le bleu de Meldola (Vasilescu et al. 2003) ou le Bleu de Prusse (Gurban et al. 2008). Ce système évite l'emploi d'une deuxième enzyme et le potentiel d'oxydation du Bleu de Meldola réduit est très faible (100 mV vs. Ag/AgCl).



Il existe de très nombreuses possibilités de développer des capteurs à déshydrogénase. Les plus pertinentes sont présentées dans le *tableau 20.2*.

Tableau 20.2 – Principaux systèmes enzymatiques utilisés dans les biocapteurs à déshydrogénase.

Substance cible	Enzyme
D-Lactate	D-Lactate déshydrogénase
Acétaldéhyde	Acétaldéhyde déshydrogénase
D-Malate	D-malate déshydrogénase
Éthanol	Alcool déshydrogénase
L-glutamate	L-glutamate déshydrogénase
Formaldéhyde	Formaldéhyde déshydrogénase

Il est évident qu'il existe également des systèmes multienzymatiques qui sont construits de telle manière que le dernier substrat donne un composé électroactif. La fabrication de ces biocapteurs ajoute encore des difficultés liées aux cinétiques des réactions consécutives. Ce paragraphe sur les biocapteurs potentiométriques et ampérométriques est focalisé sur les électrodes à enzyme. Beaucoup de chercheurs ont également développé des immunocapteurs mais la plupart du temps le marquage de l'antigène ou de l'anticorps est réalisé avec une enzyme, ce qui ramène à la détection enzymatique.

■ Les transistors à effet de champ (FET)

Les transistors à effet de champ (FET, *Field-Effect Transistor*) sont des capteurs potentiométriques. Ces transistors sont sensibles aux charges sur la surface d'une électrode, appelée grille. En modifiant cette grille avec une membrane, on obtient un ISFET (*Ion Sensitive Field Effect Transistor*) sensible aux ions. Les ISFET sensibles aux ions H^+ sont principalement utilisés en leur associant une enzyme et ils portent le nom de ENFET (enzyme FET). Ils sont robustes, facilement miniaturisables et industrialisables. L'un des principaux problèmes était l'immobilisation de l'enzyme soit par liaison covalente, soit par encapsulation dans un gel.

Il existe beaucoup de travaux académiques sur les ENFET, notamment pour la détection de l'urée en utilisant l'uréase. La société Hemodia a mis au point un ENFET pour mesurer en ligne l'urée dans les appareils de dialyse. C'est un produit à usage unique qui permet de contrôler l'efficacité de la dialyse en ligne améliorant ainsi le confort et la santé du patient.

■ Les biocapteurs impédimétriques

En complément des techniques stationnaires (généralement relations courant-tension) qui permettent d'étudier les processus électrochimiques les plus simples, les techniques non stationnaires sont nécessaires pour analyser des systèmes électrochimiques plus complexes.

Parmi les techniques non stationnaires, les techniques d'impédance électrochimique sont de plus en plus utilisées aussi bien pour des études académiques que pour des applications pour caractériser les processus aux électrodes. Cette technique repose sur l'analyse de la réponse en courant (en potentiel) à une perturbation de faible amplitude, souvent sinusoïdale, du potentiel (du courant). La mesure s'effectue à potentiel de polarisation constant, dès que l'interface a atteint un état stationnaire, en faisant varier la fréquence d'analyse dans un large domaine de fréquences (souvent de 50 kHz à 0,001 Hz). On répète ensuite cette mesure tout au long de la courbe courant-tension dans le domaine de potentiel étudié. On trouve souvent dans la littérature anglo-saxonne cette technique sous le nom de « *Electrochemical Impedance Spectroscopy* » (EIS).

L'impédance contient des informations sur les processus qui se déroulent à l'interface (réactions électrochimiques et chimiques, diffusion...) et sur sa structure. Tracée dans un plan complexe ($Re[Z(f)]$, $-Im[Z(f)]$), la limite haute fréquence (*figure 20.3*) donne généralement la résistance de l'électrolyte, la limite basse fréquence et la résistance de polarisation (inverse de la pente de la courbe courant-tension). En haute fréquence, on trouve une boucle capacitive liée à la mise en

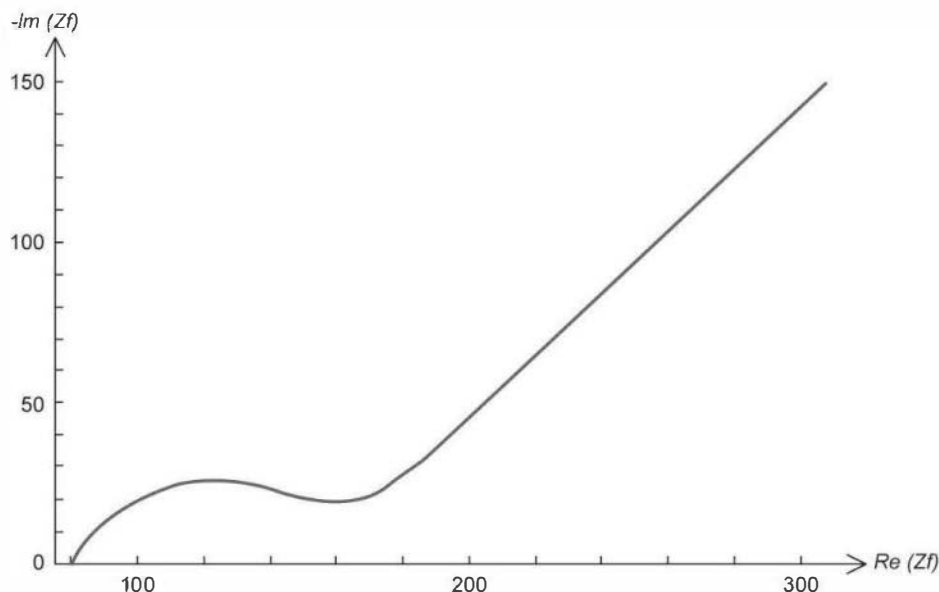


Figure 20.3 – Circuit de Randles.

parallèle de la résistance de transfert de charge et de la capacité de double couche. En plus basse fréquence, on peut trouver des demi-cercles capacitifs ou inductifs qui représentent les relaxations des intermédiaires de réaction, des boucles capacitives de diffusion caractérisées par des parties à 45° par rapport à l'axe réel. . .

Les résultats expérimentaux peuvent être interprétés de deux façons. D'une part, on peut chercher un circuit équivalent ayant la même impédance. D'autre part, on peut chercher un modèle mettant en jeu les équations cinétiques décrivant les réactions et le transport de matière et après linéarisation calculer une impédance théorique qui peut être comparée aux données expérimentales.

20.3.2 Les biocapteurs piézo électriques

Tous les cristaux possèdent une fréquence naturelle de vibration appelée fréquence de résonance qui dépend de leur nature chimique, de leur taille, de leur forme et de leur masse. Avec un cristal piézoélectrique, les vibrations engendrent un champ électrique oscillant de même fréquence que les vibrations. Inversement, un cristal piézoélectrique placé dans un champ électrique oscillant vibrera à la même fréquence que le champ électrique. L'équation de Sauerbrey exprime la relation entre la masse de fines couches de métal déposées à la surface d'un cristal de quartz et la variation correspondante de la fréquence de résonance de ce cristal :

$$\Delta f = -2,26 \cdot 10^{-6} f^2 \frac{\Delta m}{A}$$

où Δf est la variation de fréquence (Hz), f , la fréquence de résonance (Hz) du cristal avant le dépôt, Δm , la masse déposée (g) et A , la surface recouverte par le dépôt (cm^2).

La détection massique par l'intermédiaire d'un cristal piézoélectrique est fondée sur le principe selon lequel la fréquence propre de vibration d'un cristal oscillant dépend de la masse de substance adsorbée à sa surface. Sous certaines conditions

bien définies, la variation de la fréquence de résonance du cristal est directement proportionnelle à la quantité de matière présente sur sa surface.

Les biocapteurs à transduction piézoélectrique ont été conçus en immobilisant différents biorécepteurs, anticorps et sondes nucléiques.

Les cristaux de quartz les plus communément utilisés ont une fréquence de résonance de 9 MHz. Ils se présentent le plus souvent sous la forme d'un disque de 10 à 16 mm de diamètre avec une épaisseur d'environ 0,15 mm. Les électrodes métalliques, le plus souvent en or, utilisées pour induire un champ électrique oscillant perpendiculaire à la surface du disque ont une épaisseur de 0,3 à 1 μm et un diamètre de 3 à 8 mm. Le disque de quartz est pris en sandwich entre ces deux électrodes. Le biorécepteur est immobilisé sur une des surfaces métalliques après sa fonctionnalisation.

En pratique, un système de détection piézoélectrique utilise deux circuits oscillants : un cristal oscillant de détection et un cristal oscillant de référence. Le cristal oscillant de référence est physiquement identique au cristal oscillant de mesure mais ne comporte pas de bio récepteur. Un compteur de fréquence est connecté sur chaque circuit oscillant et la différence des fréquences des deux cristaux peut ainsi être obtenue.

Les principales applications ont été développées pour les dosages immunologiques, en phase liquide ou gazeuse, et pour la détection de l'hybridation des oligonucléotides.

20.3.3 Les biocapteurs optiques

Les techniques optiques utilisées dans les biocapteurs sont très variées. Elles font appel à des mesures d'absorbance/réflectance, de fluorescence, de luminescence et de bioluminescence. Il existe aussi des techniques faisant appel aux ondes évanescentes qui permettent de s'affranchir du marquage des molécules ou de faire appel à un réactif.

Beaucoup de réactions enzymatiques (oxydases) produisant du peroxyde d'hydrogène peuvent donner un signal luminescent par addition de luminol et de peroxydase. La fluorescence a également été largement utilisée pour les réactions enzymatiques mais elle est surtout une méthode de référence pour les immunocapteurs même si cela impose de marquer la cible ou l'anticorps.

Un des avantages des ondes évanescentes est qu'elles ne nécessitent pas le marquage de la cible. Une onde évanescente est obtenue sur un dioptre lorsque l'onde propagatrice issue du milieu le plus réfringent (prisme, guide d'onde) arrive sur l'interface sous un angle d'incidence supérieur à l'angle de réfraction limite. Ainsi l'adsorption de molécules sur l'interface perturbe la propagation de l'onde évanescente et entraîne des variations de phase et d'amplitude du faisceau réfléchi. Aucun marqueur n'est nécessaire pour effectuer ces mesures, ce qui classe ces capteurs dans la catégorie des biocapteurs directs (Fan et al. 2008). Le système le plus répandu est le SPR (résonance de plasmons de surface). Le SPR consiste en l'oscillation d'électrons libres à l'interface d'un métal (or) et d'un diélectrique. Le phénomène est totalement non spécifique. La spécificité provient de l'interaction entre la cible et le bio récepteur : antigène-anticorps, ADN-ADN, ADN-Protéine, Aptamère-cible (Homola 2008). La structure la plus utilisée est le prisme (*figure 20.4*).

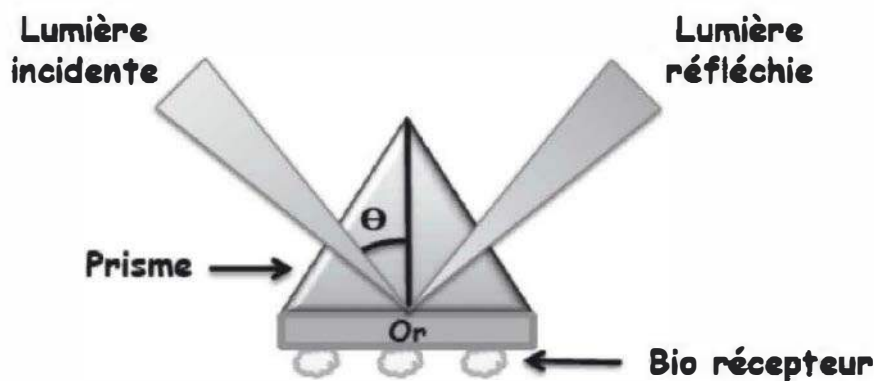


Figure 20.4 – Schéma de principe de la résonance de plasmon de surface.

Une autre structure, le guide d'onde diélectrique (figure 20.5) est composé d'un substrat d'indice n_g sur lequel est déposé un film diélectrique d'indice n_c et d'un milieu couvrant d'indice n_s dans lequel se produiront les interactions biomoléculaires, comme le montre la figure 20.4 Les indices n_s et n_g sont plus faibles que n_c .

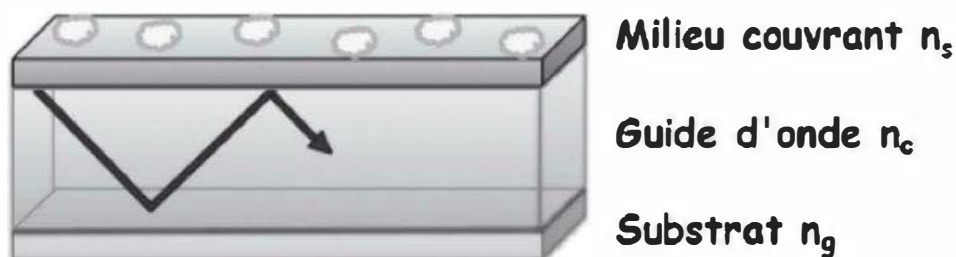


Figure 20.5 – Schéma d'un guide d'onde.

Le principe est que la fixation sur le milieu couvrant d'un composé va produire une perturbation au niveau de l'interface n_s/n_c qui va se traduire par un changement d'indice du guide. Ce système peut être employé pour les mêmes types de bio-récepteurs que pour le SPR (Fang 2007).

La tendance actuelle est à la miniaturisation et à la portabilité. Au niveau des biocapteurs optiques, la réponse peut être apportée par la fibre optique car toutes les détectations traditionnelles sont transférables sur les fibres optiques (Leung et al. 2007). Une fibre optique est constituée d'un cœur cylindrique d'indice de réfraction n_1 , entouré par une seconde partie, la gaine optique, d'indice de réfraction n_2 inférieure à n_1 . La différence d'indice permet ainsi un guidage de la lumière malgré les courbes de la fibre.

Un capteur est dit :

- « extrinsèque » lorsque les caractéristiques de la lumière sont modifiées par la grandeur à mesurer à l'extérieur de la (ou des) fibre(s) optique(s). En réalité, ce n'est pas un véritable capteur à fibre ;
- « intrinsèque » lorsque l'élément sensible est constitué par une (ou plusieurs) fibre(s) optique(s) dont une ou plusieurs caractéristiques de transmission, de réflexion, ou d'émission de la lumière sont des fonctions de la grandeur à mesurer. La zone sensible est directement intégrée à la fibre.

Dans les capteurs extrinsèques, le plus souvent la fibre optique n'est utilisée que pour conduire la lumière entre la phase réactive et le capteur ainsi qu'entre une source lumineuse et la phase réactive pour les mesures de fluorescence ou d'absorbance (figure 20.6).

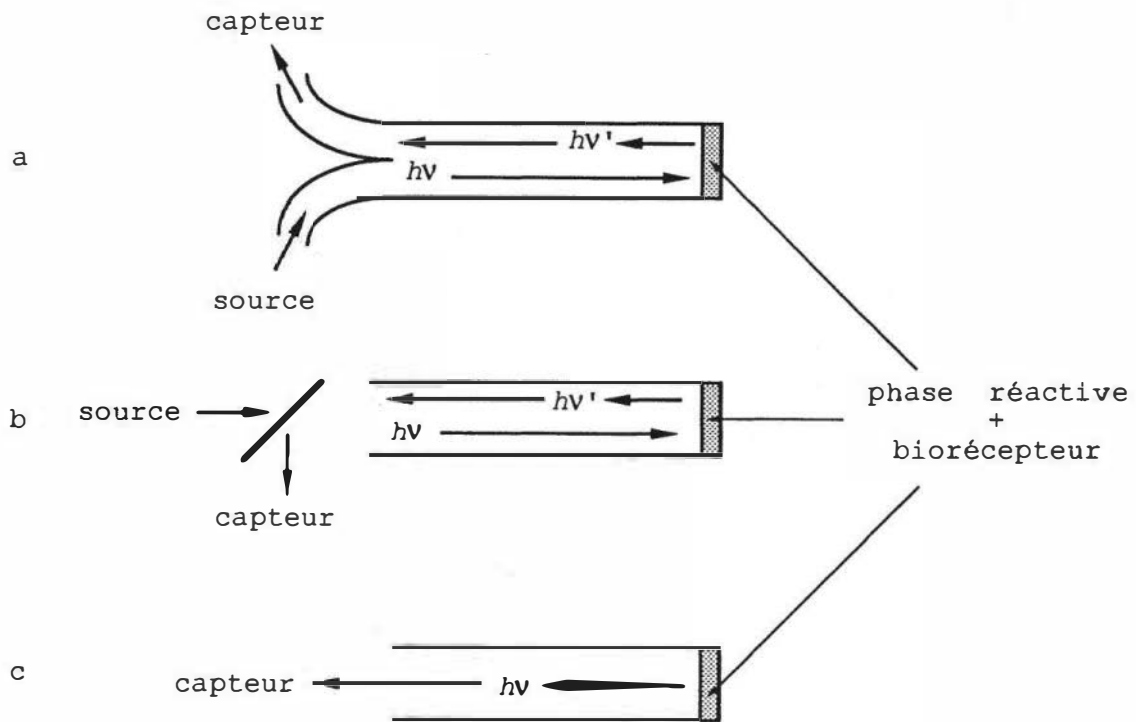


Figure 20.6 – Configurations d'un biocapteur à fibres optiques selon le type de détection utilisé. (a) Faisceau de fibres bifurquées; (b) la même fibre ou le même faisceau conduit la lumière de la source lumineuse à la phase réactive et, de cette dernière au capteur de lumière; (c) la lumière émise par la phase réactive est conduite au capteur par la fibre optique ou par un faisceau de fibres optiques. Les configurations (a) et (b) sont utilisées pour des mesures de fluorescence ou d'absorbance; la configuration (c) est utilisée pour des mesures de bioluminescence ou de chimiluminescence.

Il existe un grand nombre de biocapteurs utilisant les fibres extrinsèques. Les capteurs enzymatiques peuvent utiliser un substrat ou un produit ayant des propriétés optiques de fluorescence ou d'absorbance (NADH). Les biocapteurs d'affinité utilisent souvent des marquages fluorescents. Enfin, dans les biocapteurs à détection de bioluminescence ou de chimiluminescence, une enzyme catalysant une réaction d'émission de lumière est immobilisée à l'une des extrémités de la fibre ou du faisceau de fibres.

Il existe aussi des biocapteurs à fibre optique utilisant les ondes évanescentes et le SPR. Ces technologies devraient dans l'avenir se développer lorsque les coûts de fabrication seront maîtrisés.

20.4 Caractéristiques des biocapteurs

Quel que soit le biocapteur, son caractère opérationnel sera évalué sur la base de très nombreux critères mais ceux qui semblent primordiaux sont : spécificité, stabilité, réutilisation, sensibilité, temps de réponse, rapidité.

20.4.1 Spécificité

La spécificité est apportée par le biorécepteur. C'est une propriété inhérente au biorécepteur. Certaines enzymes ont une spécificité très étroite, c'est le cas de la glucose oxydase qui ne reconnaît que le β -D glucose alors que, la tyrosinase est capable d'oxyder de nombreux phénols, ou bien les phosphatases qui sont capables d'hydrolyser de très nombreux mono esters phosphoriques. De même, un même anticorps est capable de se combiner à des antigènes différents si les déterminants antigéniques sont très proches. Les anticorps monoclonaux sont souvent plus spécifiques que les polyclonaux. La spécificité des sondes nucléiques est très élevée car il est possible de détecter la modification d'une base dans la séquence nucléotidique.

20.4.2 Stabilité

La stabilité est également une propriété inhérente au biorécepteur. Certaines enzymes ont une stabilité très grande. La glucose oxydase peut rester à température ambiante pendant plusieurs jours sans perte notable de son activité. À l'inverse, la protéine phosphatase perd son activité au bout d'une heure. Les déshydrogénases ne montrent pas une stabilité très élevée. Pour ces enzymes la durée de vie peut être largement améliorée en les immobilisant dans des conditions douces, notamment l'encapsulation dans des hydrogels. Les anticorps qui sont de nature protéique comme les enzymes montrent une stabilité très élevée. Il est évident que ce sont les sondes nucléiques qui sont les biorécepteurs les plus stables.

20.4.3 Réutilisation

Le fait que le biorécepteur soit immobilisé permet souvent la réutilisation du biocapteur. Toutefois dans le cas des biocapteurs dont la mesure est basée sur l'inhibition du biorécepteur ou dans le cas des réactions antigène-anticorps, même si la réactivation du biorécepteur est possible, le plus souvent le biocapteur est à usage unique. Les biocapteurs à usage unique utilisent des transducteurs sérigraphiés. Dans le domaine du diagnostic médical, les biocapteurs sont toujours à usage unique.

20.4.4 Sensibilité

La limite de détection n'est pas un paramètre déterminant. C'est la gamme dynamique qui joue un rôle fondamental pour les applications analytiques. Les limites haute et basse sont assez faciles à déterminer pour des réponses linéaires mais plus difficiles pour les réponses logarithmiques qui sont obtenues avec les biocapteurs potentiométriques. Les performances des biocapteurs dépendent des propriétés du biorécepteur, constante de Michaelis de l'enzyme pour le substrat, constante d'affinité pour un anticorps ou un oligonucléotide mais également du type de détection : ampérométrique, potentiométrique, piézo électrique ou optique.

20.4.5 Temps de réponse

Il dépend des phénomènes physico-chimiques, notamment des phénomènes de diffusion au niveau des membranes mais également du type de détermination en « batch » ou en flux, du type d'agitation. Le temps de réponse est un paramètre

très difficile à quantifier de manière rigoureuse car il dépend des conditions expérimentales. Généralement le temps de réponse correspond à 90 % de l'amplitude stationnaire du signal.

20.5 Applications

La grande polyvalence des biocapteurs, due aux nombreux biorécepteurs et aux méthodes de transduction, a donné naissance à des applications dans de nombreux domaines. Les plus importantes sont focalisées sur le diagnostic médical (Andreescu et Sadik 2004, Wang 2006), la sécurité alimentaire (Mello et Kubota 2002, Baeumner 2003) et l'environnement (Amine 2006). Malgré le très grand nombre de publications, peu de biocapteurs ont atteint le niveau commercial.

Le premier biocapteur commercial a été développé par la société Yellow Spring Instrument en 1975 pour le dosage du glucose. Depuis cette date, de très nombreux biocapteurs à glucose ont été commercialisés avec comme principales innovations l'addition de médiateurs qui a permis de s'affranchir des molécules interférentes et l'utilisation de transducteurs sérigraphiés à usage unique. Il existe actuellement plus de 40 biocapteurs à glucose commerciaux et ce nombre augmente chaque année à cause de la prévalence du diabète dans les pays développés et émergents (Newman et Turner 2004). Ils sont tous basés sur le même principe et représentent environ 90 % du marché mondial des biocapteurs.

Il existe d'autres capteurs qui n'ont pas connu un développement commercial important. Depuis plus de 20 ans, il est possible de mesurer au Japon, la demande biochimique en oxygène cinq jours en utilisant un biocapteur à microorganisme (*Japanese Industrial Standard Committee*, Testing methods for industrial waste water, JIS K 0102). Le microorganisme utilisé est une levure (*Trichosporum cutaneum*) qui est immobilisée dans une membrane d'acétate de cellulose poreuse. Cette dernière est fixée directement sur une électrode à oxygène (BOD-3000 Nissin Japon). L'ensemble est introduit dans un système à flux continu qui permet d'obtenir une bonne estimation de la DBO_5 jours en 30 minutes. D'autres systèmes utilisant des microorganismes différents ou des mélanges de microorganismes ont été développés mais aucun n'a réussi à s'imposer commercialement. Il faut souligner qu'il est très difficile de faire évoluer les mentalités et que l'innovation rencontre de fortes résistances lorsque il s'agit de remplacer des méthodes de référence.

Dans le domaine environnemental, de nombreux prototypes ont été développés pour la mesure de la toxicité en utilisant différents types de biorécepteur. Parmi les appareils qui ont atteint le niveau commercial, sans toutefois connaître un grand succès, on peut citer le LuminoTox de la société canadienne Lab-Bell (Canada) qui a basé son système sur l'immobilisation de récepteurs photosynthétiques.

Actuellement, le secteur émergent concerne le diagnostic médical, notamment grâce aux puces à ADN qui devraient dans le futur permettre de détecter les cancers à un stade précoce afin d'obtenir un taux de guérison beaucoup plus élevé. Contrairement au capteur glucose, ces biocapteurs n'en sont qu'au début de leur développement. La tendance actuelle bénéficie des progrès des nanotechnologies dans le domaine des transducteurs, de la microfluidique, de la bioélectronique. L'objectif est de développer des μ -TAS (*Total Analysis System*) qui sont des systèmes

qui intègrent toutes les étapes réalisées normalement dans un laboratoire (injection de l'échantillon, traitement, filtration, pré concentration, séparation et dosage). Les biocapteurs, notamment électrochimiques ou optiques, sont intégrés dans ces plates-formes comme système de détection.

Les biocapteurs ont démontré, au niveau laboratoire, qu'ils étaient des outils puissants pour l'analyse de très nombreux composés. Ils bénéficient d'un certain nombre d'avantages par leur simplicité, sélectivité, sensibilité et leur faible coût. Les efforts qui se poursuivent dans de nombreux laboratoires, notamment dans la miniaturisation et la production de masse permettent d'espérer la mise au point de biocapteurs commerciaux dans les domaines du diagnostic médical qui représente un très gros marché et des promesses plus lointaines pour l'agro-alimentaire, notamment sur la traçabilité des matières premières et dans le domaine de l'environnement.

Bibliographie

- Alegret S., Rigid carbon-polymer biocomposites for electrochemical sensing. A review. *Analyst* 121 (1996) 1751-1758.
- Albareda-Sirvent M., Merkoçi A., Alegret S., Configurations used in the design of screen-printed enzymatic biosensors. A review. *Sens. Actuat. B-Chem.* 69 (2000) 153-163.
- Amine A., Mohammadi H., Bourais I., Palleschi G., Enzyme inhibition-based biosensors for food safety and environmental monitoring. *Biosens. Bioelectron.* 21 (2006) 1405-1423.
- Amine A., Mohammadi H., *Comprehensive Analytical Chemistry*, Chapter 14 Electrochemical biosensors for heavy metals based on enzyme inhibition. *Volume 49*, 2007, p. 299-310.
- Andreescu S., Marty J.-L., Twenty years research in cholinesterase biosensors : From basic research to practical applications, *Biomolecular Engineering (A review-invited contribution)*, 23 (1), 2006, 1-15.
- Andreescu S., Sadik O.A., Trends and challenges in biochemical sensors for clinical and environmental monitoring. *Pure Appl. Chem.* 76 (2004) 861-878.
- Barlett P.N., Cooper J.M., A review of the immobilization of enzymes in electropolymerized films. *J. Electroanal. Chem.* 362 (1993) 1-12.
- Baumann J., Biosensors for environmental pollutants and food contaminants. *Anal. Bioanal. Chem.* 377 (2003) 434-445.
- Bilitewski U., Can affinity sensors be used to detect food contaminants? *Anal. Chem.* 1 (2000) 692A-701A.
- Campàs M., Prieto-Simón B., Marty J.-L., Biosensors to detect marine toxins : Assessing seafood safety. *Talanta* 72 (2007) 884-895.
- Campàs M., Carpentier R., Rouillon R., Plant tissue-and photosynthesis-based biosensors *Biotechnology Advances*, Volume 26, Issue 4, July-August 2008, p. 370-378.
- Chouteau C., Dzyadevych S., Durrieu C., Chovelon J.-M., A bi-enzymatic whole cell conductometric biosensor for heavy metal ions and pesticides detection in water samples. *Biosens. Bioelectron.* 21 (2005) 273-281.
- Clark L.C., Lyons C., Electrode systems for continuous monitoring in cardiovascular surgery. *Ann. NY Acad. Sci.* 102 (1962) 29-45.

- Clark L.C., Wolf R., Granger D., Taylor Z., Continuous recording of blood oxygen tensions by polarography. *J. Appl. Physiol.* 6 (1953) 189-193.
- Cosnier S., Galland B., Gondran C. and Le Pellec A., Electrogeneration of biotinylated functionalized polypyrroles for the simple immobilization of enzymes, *Electroanalysis* 10 (1998), p. 808-813.
- Fan X., White I.M., Shopova S.I., Zhu H., Suter J.D., Yuze Sun, Sensitive Optical biosensors for unlabeled targets : A review *Analytica Chimica Acta* 620 (2008) 8-26.
- Fang Y., Non-invasive optical biosensor for probing cell signaling, *Sensors* 7 (2007), 2316-2329.
- Gorton L., Carbon paste electrodes modified with enzymes, tissues, and cells. *Electroanalysis* 7 (1995) 23-45.
- Gurban A.-M., Noguer T., Bala C. and Rotariu L., Improvement of NADH detection using Prussian blue modified screen-printed electrodes and different strategies of immobilisation *Sensors and Actuators B: Chemical*, 128, 2 (2008), 536-544.
- Hahn S., Mergenthaler S., Zimmermann B., Holzgreve W., Nucleic acid based biosensors: The desires of the user. *Bioelectrochem.* 67 (2005) 151-154.
- Homola J., Surface Plasmon Resonance Sensors for Detection of Chemical and Biological Species *Chem. Rev.*, 2008, 108 (2), 462-493.
- Kobayashi Y., Anzai J.-I., Preparation and optimization of bienzyme multilayer films using lectin and glyco-enzymes for biosensor applications. *J. Electroanal. Chem.* 507 (2001) 250-255.
- Leung A., Shankar P.M., Mutharasan R., A review of fiber-optic biosensors *Sensors and Actuators B* 125 (2007) 688-703.
- Mello L.D., Kubota L.T., Review of the use of biosensors as analytical tools in the food and drink industries. *Food Chem.* 77 (2002) 237-256.
- Park H.G., Song J.Y., Park K.H., Kim M.H., Fluorescence-based assay formats and signal amplification strategies for DNA microarray analysis. *Chem. Eng. Sci.* 61 (2006) 954-965.
- Luzi E., Minunni M., Tombelli S., Mascini M., New trends in affinity sensing: aptamers for ligand binding. *TrAC* 22 (2003) 810-818.
- Merkoçi A., Alegret S., New materials for electrochemical sensing IV. Molecular imprinted polymers. *TrAC* 21 (2002) 717-725.
- Newman J.D., Turner A.P.F., Home blood glucose biosensors: a commercial perspective. *Biosens. Bioelectron.* 20 (2005) 2435-2453.
- Ricci F., Volpe G., Micheli L., Palleschi G., A review on novel developments and applications of immunosensors in food analysis. *Anal. Chim. Acta* 605 (2007) 111-129.
- Thévenot D.R., Toth K., Durst R.A., Wilson G.S., Electrochemical biosensors: recommended definitions and classification. *Anal. Lett.* 34 (2001) 636-659.
- Vasilescu A., Noguer T., Andreescu S., Calas-Blanchard C., Bala C., Marty J.-L., Strategies for developing NADH detectors based on Meldola Blue and screen-printed electrodes: a comparative study *Talanta*, 59, 4, 10 (2003) 751-765.
- Wang J., Electrochemical biosensors: Towards point-of-care cancer diagnostics. *Biosens. Bioelectron.* 21 (2006) 1887-1892.

A

accélération
 capteurs d', 517
 de la pesanteur, 461
 transversale, 562
 accéléromètres
 à déplacement, 555
 à potentiomètre, 558
 asservis, 560
 piézoélectriques, 536
 piézorésistifs, 544
 acides nucléiques, 845
 acoustiques, capteurs, 683
 actif, capteur, 3
 activité
 électrochimique, 783, 794
 nucléaire, 721
 aimantation, 347, 446, 485
 aimants, 392, 401, 446, 454, 583, 673, 709, 831, 833
 amortissement, coefficient d', 34, 44, 526
 ampérométrie, 804, 822
 amplificateur
 de charge, 101, 481
 de tension, 213, 479
 d'instrumentation, 100, 122
 d'isolement, 124
 différentiel, 100, 120
 analogies électromécano-acoustiques, 689
 analyse des gaz, 811

analyseurs optiques, 834
 anémomètre
 à coupelles, 581
 à fil ou à film chaud, 573
 à hélice, 582
 ionique, 579
 laser, 584
 ultrasonique, 586
 anneau dynamométrique, 499
 anticorps, 845
 aptamères, 845
 autoéchauffement d'une résistance, 259

B

balance manométrique, 649
 bande passante
 d'un système
 du 1^{er} ordre, 32
 d'un système
 du 2^d ordre, 35
 en modulation
 d'amplitude, 93
 en modulation de fréquence, 96
 barrière de potentiel, 159
 Bayard et Alpert, jauge de, 675
 becquerel, 722
 Bernoulli, équation de, 571
 biocapteur, 843
 électrochimique, 848
 enzymatique, 849

optique, 854
 piézo électrique, 853
 bioluminescence, 854
 biorécepteurs, 844
 bolomètre, 208
 Bourdon, tube de, 617, 658
 Bridgman, constante de, 409
 bruit
 d'un câble, 543
 d'un potentiomètre, 333
 bruit de fond
 de Johnson, 145
 de Schottky, 145
 thermométrie par, 302

C

câble, 641
 de compensation, 292
 de liaison, 543, 554
 piézoélectrique, 642
 calculateur, 11
 Calendar – Van Dusen, formule de, 269
 capacité, mesure de, 63, 80, 86, 88, 369
 capacitif(s), capteur(s)
 d'accélération, 559
 de composition gazeuse, 826
 de déformation, 437
 de déplacement, 365
 de niveau, 605
 de pression, 634, 661
 de proximité, 400
 d'humidité, 760, 761

- capteur(s)
 ampérométrique, 804
 capacitif, 605, 661
 conductimétrique, 806
 de température, 235
 dynamométrique, 461
 fonctionnant en
 flexion, 498
 inductifs, 340
 potentiométriques, 812
 sismiques, 519
 catalytique, capteur, 828
 catharomètre, 829
 cathode
 chaude, jauge à, 675
 froide, jauge à, 672
 CCD, voir « intégrés,
 capteurs
 d'images »
 cellule
 de Golay, 217
 photoconductrice, 147
 photoémissoive à gaz,
 194
 photoémissoive à vide,
 190
 céramiques, 215, 464, 470
 chaîne de mesure, 10, 350,
 354, 434, 435
 chambre d'ionisation, 734
 charge
 amplificateur de, 481
 registre de transfert de,
 224
 rondelles de, 474
 chimiluminescence, 856
 chlorure de lithium, sonde
 au, 756
 choc, capteurs de, 517
 cisaillement, 465, 501, 538
 Coanda, effet, 594
 codeur digital absolu, 375
 composite, capteur, 7
 compteur Geiger-Muller,
 736
 compteur proportionnel,
 736
 Compton, effet, 727
 condensation, hygromètre à,
 752
 conditionneur, 3, 7, 51, 99
 conductimétrie, 780, 806
 conductivité superficielle,
 824
 constante de temps, 42
 thermique, 241
 contact
 résistance de, 330
 tournant, 508
 convection
 thermomagnétique,
 832
 convertisseur
 analogique-numérique,
 10, 340, 434
 courant-tension, 100,
 173, 183, 199,
 213, 735
 de charge, 481
 fréquence-tension, 453
 tension-fréquence, 11
 corde vibrante
 capteur de pression à,
 643
 extensomètre à, 434
 Coriolis, force de, 601
 corps d'épreuve, 7, 453, 490,
 616, 623
 corps noir, 313
 couple, capteurs de, 507
 Curie
 taille de, 468
 température de, 463
 curie, 722
D
 débitmètre
 à organe déprimogène,
 594
 à palette, 593
 à tourbillons, 593
 à traceur radioactif, 599
 à turbine, 589
 électromagnétique, 587
 massique à force de
 Coriolis, 601
 massique thermique,
 600
 ultrasonique, 595
 déformation
 apparente, 415
 capteurs de, 407
 densité, jauge de, 720, 725,
 729
 déplacement, 327, 555
 détecteur, 719
 de niveau, 603
 de proximité, 387
 détection, 125
 de modulation
 d'amplitude, 125
 de modulation de
 fréquence, 129
 synchrone, 127
 détectivité, 145
 diélectrique, 7, 466, 605
 hygromètre à, 760, 761
 diode, voir aussi photodiode
 de détection nucléaire,
 741
 électroluminescente,
 141
 pont de diodes, 373
 thermométrique, 294
 discrétion, 45
 distorsion de phase, 36
 domaine
 de non-détérioration,
 26
 de non-destruction, 27
 ferroélectrique, 463
 ferromagnétique, 485
 nominal d'emploi, 26
 Doppler
 effet, 597
 fréquence, 585
 dose
 absorbée, 731
 d'exposition, 731
 droite, meilleure, 38

DTC, voir « intégrés,
capteurs
d'images »
dynamomètre, 461
dynode, 195

E

écart de linéarité, 38, 39, 496
écart type, 21
échelles de température, 236
écoulement, 567
élasticité acoustique, 690
électret
 capteur de pression à,
 637
 microphone à, 702
électroaimant, 833
électrochimie, capteurs en,
 779
électrodes de mesure, 781
 à gaz, 805, 815
 d'oxydo-réduction,
 781, 787
 de pH, 781, 788
 de référence, 783, 814,
 819
 enzymatiques, 805
 spécifiques, 781, 793
électrolyte solide, 812, 813
électrolytique, hygromètre,
 763
électromotrice, 3
électrostriction, 462
émission
 secondaire, 195
 thermoélectronique,
 187
émittivité, 316
émittance, 313
ENFET, 852
enzyme, 844, 852
épaisseur, jauges de, 723,
 725, 728
épaisseur, jauges de, 720
équilibre de couples,
 accéléromètre à,
 560

équilibre de forces
 accéléromètre à, 563
 capteur de pression à,
 649
erreur
 accidentelle, 19
 de fidélité, 21
 de finesse, 18
 de lecture, 19
 de mobilité, 19
 de précision, 21
 de quantification, 19
 de rapidité, 18
 de résolution, 19
 d'hystérésis, 19
 systématique, 17
étalonnage, 2, 17, 22, 462,
 534, 583, 599,
 650, 679, 768
étendue de mesure, 27, 620
extensomètre, 407
 à corde vibrante, 434
 capacitif, 437
 pour hautes
 températures, 436
 résistif, 408
extensométriques, jauges,
 407, 513, 544
 à fils tendus, 632
 métalliques, 410, 626
 semi-conductrices, 416,
 630

F

Faraday
 constante de, 782
 effet, 231
fatigue
 indicateurs de, 423
 limite de, 423
ferroélectricité, 463
ferromagnétisme, 347, 446,
 485
fibre optique, 225, 458, 855
fidélité, 20
fil
 chaud, 573, 663, 829

extensomètre à, 411,
 632
 montage quatre fils, 79
 montage trois fils, 77,
 427
film chaud, 573
finesse, 45
flexion, corps d'épreuve en,
 498
flotteur, 603
fluage, 491
fluorescence, 856
force, capteurs de, 461
Foucault, courant de, 347,
 388, 455
fréquence
 de coupure, 31, 43
 de résonance, 86, 307,
 526
 mesure de, 311, 643,
 647
 modulation de, 87, 88,
 96, 129
 propre, 34, 45, 525,
 545, 616, 623
 transitoire, 526
Froude, nombre de, 569

G

galvanométrique, montage,
 63
GASFET, 837
gaz, analyse des, 811
gelée, température de, 749
générateur incrémental
 optique, 377, 455
génératrice tachymétrique
 à courant alternatif,
 448
 à courant continu, 442
gradient de pression,
 microphone à,
 693
Grashof, nombre de, 575
gray, 731
gyromètre
 à gyroscope, 456
 optique, 457

H

Hall, effet, 5, 391, 453
 Hooke, loi de, 407, 461, 470, 625
 humidité
 capteurs d', 747, 826
 relative, 750
 hygromètre, 751
 à condensation, 752
 à sorption, 755
 capacitif, 760, 761
 électrolytique, 763
 résistif, 760
 hygrométrie des solides, 772
 hystérésis
 d'un corps d'épreuve, 490, 624
 erreur d', 19
 ferroélectrique, 463
 ferromagnétique, 347, 486

I

images, capteurs d', 217
 impédance
 acoustique, 690
 complexe, 80
 électrique, 60, 80
 mécanique, 532
 tête d', 532
 inductance, mesure d', 59, 83, 86, 346
 inductifs, capteurs
 de force, 487
 de position, 340
 de pression, 638
 de proximité, 386
 de vitesse, 454
 inductosyn, 361
 inertie thermique, 241
 compensation d', 576
 influence, grandeurs d', 2, 9, 20, 57, 74
 intégrés
 capteurs, 12
 capteurs d'images, 217

capteurs de

 température, 297
 intelligents, capteurs, 15
 intensimétrie, 713
 intensité acoustique, 684, 713
 interchangeabilité, 26
 interférométrie, 23, 40, 229, 231, 458, 584
 ionisation
 chambre d', 734
 d'un gaz, 670
 jauge à vide à, 670
 par radiations
 nucléaires, 722, 724, 726, 733

ISFET, 801

J

jauge(s)
 à fil, 411
 à thermocouple, 669
 à piézorésistance
 diffusée, 630
 à trame pelliculaire, 411
 de déformation, 407
 extensométrique à
 trame pelliculaire, 626
 résistives, 408
 semi-conductrices, 409
 thermo-moléculaire, 680
 justesse, 20, 21

K

Knudsen
 jauge radiométrique de, 680
 nombre de, 653

L

Lambert-Beer, loi de, 834
 lame vibrante, 643
 lampe à filament, 141

lancé, coefficient de, 527

laser, 141, 230, 231
 anémomètre, 584
 gyromètre à, 458
 linéarisation, 56, 71, 101
 d'une résistance
 thermométrique, 254
 numérique, 111
 linéarité
 d'un capteur, 37
 d'un conditionneur, 53, 56, 63, 71, 84
 écart de, 39

loi

 d'Ohm thermique, 240
 des métaux
 intermédiaires, 281
 des métaux successifs, 280
 des températures
 successives, 281
 longueur
 d'onde de pic, 144
 d'onde de seuil, 136

M

Mach, nombre de, 251, 569
 Mac-Leod, jauge de, 679
 magnétodynamiques,
 capteurs, 831
 magnétoélasticité, voir
 magnétostriction
 magnétorésistance, 398, 453
 magnétosonique, capteur, 383
 magnétostriction, 382, 486, 510
 masse
 acoustique, 690
 apparente, 531
 dynamique, 531
 nombre de, 721
 sismique, 519, 536, 544
 surfactive, 533

- matérialisation, 727
 Mathiessen, règle de, 264
 membrane
 à empreinte
 moléculaire, 846
 capteurs de pression à,
 616, 660
 en électrochimie, 780,
 803
 mesurande, 1
 métrologie légale, 48
 microphone(s), 686
 à charbon, 687
 à condensateur, 697
 à électret, 702
 à gradient de pression,
 693
 à pression, 692
 électrodynamiques,
 709
 mixtes, 695, 710
 microsyn, 354
 micro-usinage, 13
 mobilité
 erreur de, 19
 mode commun
 taux de réjection de,
 120
 tension de, 118
 modulation
 d'amplitude, 91, 125,
 127
 de fréquence, 87, 88,
 96, 129
 montage
 galvanométrique, 63
 potentiométrique, 55,
 371
 push-pull, 56, 61, 63,
 72, 84
 quatre fils, 79
 quotientmétrique, 341,
 433
 trois fils, 77, 427
 mouvement, corps en
 mesure de couple sur,
 508
 mesure de température
 sur, 312
 multiplexage, 11, 124, 619
- N**
 Nernst, loi de, 781, 812
 neutron, 721, 729
 niveau
 de fluides, 603, 720
 de solides, 720
 Nusselt, nombre de, 246,
 575
- O**
 obscurité, courant d', 142
 ondes
 acoustiques, 683
 de pression, 620
 de surface, 383, 648
 élastiques, 381, 647,
 827
 lumineuses, 135
 opposition, méthode d', 259,
 289
 optiques, capteurs, 135
 oscillateur
 à ondes élastiques, 382
 à quartz, 308, 645
 asservi, 130
 de relaxation, 88
 électromécanique, 643
 sinusoïdal, 86
 osmotique, pression, 781
 oxyde d'aluminium,
 hygromètre, 761
 oxydo-réduction, potentiel
 d', 787
 oxygène, capteur à, 819,
 820, 823, 830
- P**
 paramagnétiques, capteurs,
 830
 particule
 alpha, 722
 bêta, 723
 passif, capteurs, 5
 peau
 artificielle, 514
 effet de, 347, 391
 Peltier, effet, 278
 Penning, jauge de, 672
 période radioactive, 721
 pesage, capteurs de, 461
 pH, 781, 788
 phase
 asservissement de, 130
 distorsion de, 36
 philra, 147
 photocapacité, 221
 photocathode, 187
 photoconduction, 147
 photodiode, 159
 à avalanche, 173
 à effet latéral, 403, 404
 à quadrants, 403
 photoélectrique, effet, 4, 727
 photoélectromagnétique,
 effet, 5
 photoémission, 186
 photofet, 184
 photométrie
 énergétique, 137
 visuelle, 138
 photomultiplicateur, 195,
 740
 photorésistance, 147
 phototransistor, 177
 à effet de champ, 184
 photovoltaïque, effet, 4, 163
 piézoélectricité, 4, 462
 piézoélectrique
 accéléromètre, 536
 capteur chimique, 827
 capteur de pression,
 640
 couplemètre, 510
 dynamomètre, 472
 émetteur, récepteur,
 382, 586, 595
 piézorésistance, 409, 410,
 416, 544, 630

- piézorésistif
 accéléromètre, 544
 capteur de pression, 630, 661
 piézotransistor, 648
 Pirani, jauge de, 666
 Pitot, tube de, 584, 618
 Planck, loi de, 314
 plongeur, 604
 Poisson, coefficient de, 408, 493
 polarographie, 780
 polymère, 514, 702, 780
 hygromètre à, 760
 piézoélectrique, 472
 pont
 de diodes, 373
 de Hay, 83
 de Maxwell, 83
 de Nernst, 80
 de Sauty, 81, 370
 de Wheatstone, 68, 426, 495, 551, 577, 666, 828, 829
 position, capteurs de, 327
 potentiel
 barrière de, 159
 d'asymétrie, 790
 de jonction liquide, 790
 d'oxydo-réduction, 787
 standard, 791
 potentiomètre
 inductif, 356
 résistif, 327, 626
 sans curseur
 mécanique, 334
 potentiométrie, 780, 781, 799, 812
 potentiométrique, montage, 55, 371
 pouvoir thermoélectrique, 277
 Prandtl, nombre de, 246, 569, 575
 précision, 21, 502
 précontrainte, 475, 536
 pression, 612, 653
 acoustique, 684, 690
 capteur de, 611, 653
 dynamique, 617
 magnétique, 832
 microphones à, 692
 microphones à gradient de, 693
 osmotique, 781
 partielle, 813
 statique, 617
 totale, 617
 unités de, 612
 vapeur saturante, 749, 755, 756
 protéines, 844
 proximité, capteurs de, 327, 386
 psychromètre, 766
 puissance équivalente de bruit, 146
 pulsation propre, 545
 push-pull, montage, 56, 61, 63, 72, 84
 pyroélectricité, 3, 212, 463
 pyrométrie optique, 313
- Q**
- qualification, 502
 quartz, 304, 464, 467, 474, 640, 645, 660, 827, 853
 Quinke, effet, 832
 quotientmétrique, montage, 341, 433
- R**
- rad, 731
 radioactivité, 719
 unités de, 722, 731
 radio-isotopes, 721
 radiométrique, jauge de Knudsen, 680
 raideur, 46, 494, 504, 529, 540, 545, 624
 rapidité, 39
 Rayleigh
 cycle de, 347
 ondes de, 383
 rayonnement(s)
 gamma, 725
 nucléaire, capteurs de, 719
 optique, capteurs de, 135
 thermique, 248, 313
 réaction d'induit, 444
 redox, capteurs, 805
 référence, électrodes de, 783
 réluctance variable, capteurs à, 342, 454, 487, 512, 638
 rendement quantique, 137, 186, 740
 répétabilité, 26
 réponse
 en fréquence, 29, 31, 34
 spectrale, voir sensibilité
 résistance
 acoustique, 690
 de contact, 330
 extensométrique, 410, 416
 mesure de, 55, 68
 thermique, 240, 252
 résolution
 d'un potentiomètre, 331
 erreur de, 19
 temps de, 738
 resolver, 359
 résonance magnétique nucléaire (RMN), 774
 ressort hélicoïdal, 506
 rétrodiffusion, 720, 725
 Reynolds, nombre de, 246, 568, 575
 rigidité, module de, 511, 513
 roentgen, 731