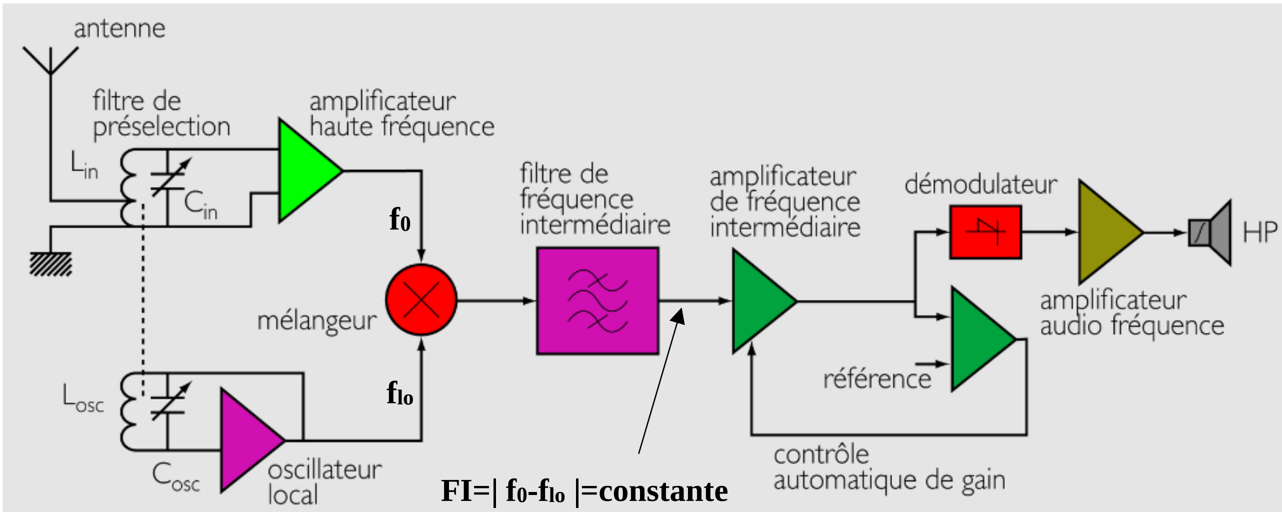
Chapitre 6: Récepteurs superhétérodynes

6.1. Structure d'un récepteur AM classique

Le récepteur superhétérodyne est la structure de récepteur la plus utilisée, tant en radio qu'en télévision ou en hyperfréquences (radar, GSM, GPS...). Elle est caractérisée par l'utilisation d'un étage changeur de fréquence, ce qui permet une amplification plus aisée du signal

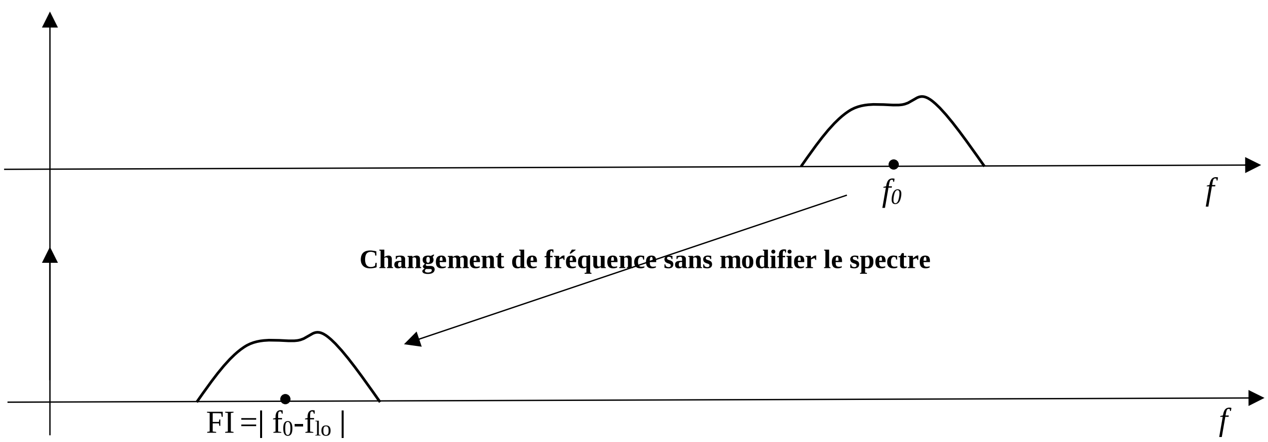
La structure est la suivante :



La réception commence par le signal issu de l'antenne et comprenant la fréquence sur laquelle on veut se caler f_0 . Un filtre d'antenne, placé avant l'amplificateur, élimine les signaux indésirables. L'amplificateur haute fréquence assure une première amplification. Il est conçu de façon à obtenir le meilleur rapport signal sur bruit possible. Le mélangeur est la pièce maîtresse du récepteur superhétérodyne. On applique à ses entrées les signaux de fréquences f_0, provenant de l'antenne, et f_{lo} provenant de l'oscillateur local.

On retrouve en sortie du mélangeur des signaux non seulement à f_0 et f_{lo} mais aussi à f_0+f_{lo} et $|f_0-f_{lo}|$.

Le filtre FI ne laissant que la composante $|f_0-f_{lo}|$. La nouvelle fréquence centrale $|f_0-f_{lo}|$ s'appelle fréquence intermédiaire, FI.



Les fréquences intermédiaires les plus couramment utilisées pour les récepteurs de radiodiffusion sont peut-être environ 455 kHz pour les récepteurs AM et 10,7 MHz pour les récepteurs FM. Dans les récepteurs spéciaux, d'autres fréquences peuvent être utilisées.

Les fréquences intermédiaires sont utilisées pour trois raisons générales :

- À très haut (gigahertz), les circuits de traitement du signal fonctionnent mal.
- Appareils actifs tels que transistors ne peut pas fournir beaucoup d'amplification (Gain)
- Circuits ordinaires utilisant condensateurs et inducteurs doit être remplacé par des techniques lourdes à haute fréquence telles que striplines et guides d'ondes.

Le récepteur est dit **infradyne** si $f_{lo}<f_0$.

Le récepteur est dit **supradyne** si $f_{lo}<f_0$.

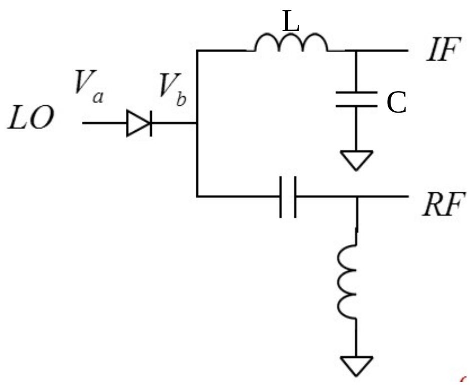
6.2. Le mélangeur

En techniques radio, TV etc. on nomme mélangeur un circuit auquel on applique deux tensions d'entrée, V1 et V2. La tension de sortie est le produit des tensions d'entrée.

6.2.1. Les mélangeurs passifs

a) **MÉLANGEURS À DIODE**

On applique les tensions sinusoïdales V_{OL} (Oscillateur locale) et V_{RF} (signal RF reçu) à la diode connectée conformément au schéma de la figure suivante.



$I_{D1} = I_s\left(e^{V/V_T} - 1\right)$ où : $V = V_a - V_b = V_{LO} - V_{RF}$

En utilisant le développement de Taylor : $e^x = 1 + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{x^k}{k!}$ avec : $x = \frac{V_a - V_b}{V_T}$

$$I_{D1} = \alpha_0 + \alpha_1\left(V_a - V_b\right) + \alpha_2\left(V_a - V_b\right)^2 + \alpha_3\left(V_a - V_b\right)^3 + \ldots$$

Le courant ID1 contient les fréquences : f_{LO}, f_{RF}, $2f_{LO}$, $2f_{RF}$, f_{LO}-f_{RF}, f_{LO}+f_{RF}, $3f_{LO}$, $3f_{RF}$, ….mf_{LO}±nf_{RF}

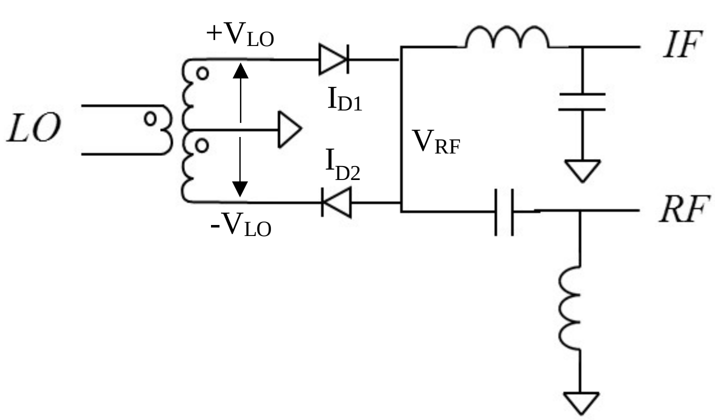
Le filtre LC permet de supprimer toutes les hautes fréquences et laisser passer uniquement la fréquence f_{LO}-f_{RF}.

b) **Mélangeur simplement équilibré**

Les courants circulant dans chacune des diodes sont:

$I_{D1} = f(V_{LO} - V_{RF})$ et $I_{D2} = f(V_{LO} + V_{RF})$

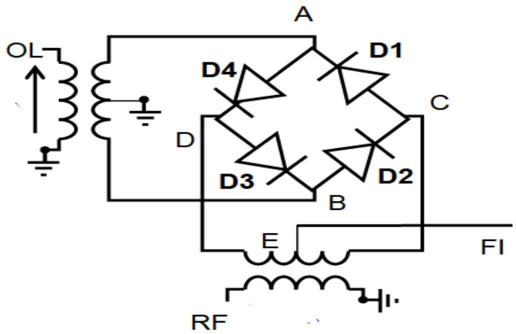
On en conclut donc que le courant à l'accès IF, obtenu par différence des courants I_1 et I_2, s'annule à toutes les fréquences de mélange mf_{LO}±nf_{RF} dans le cas où n est pair car on a alors : $(-V_{RF})^n = (V_{RF})^n$.



c) **MÉLANGEURS DOUBLEMENT ÉQUILIBRÉS À DIODE**

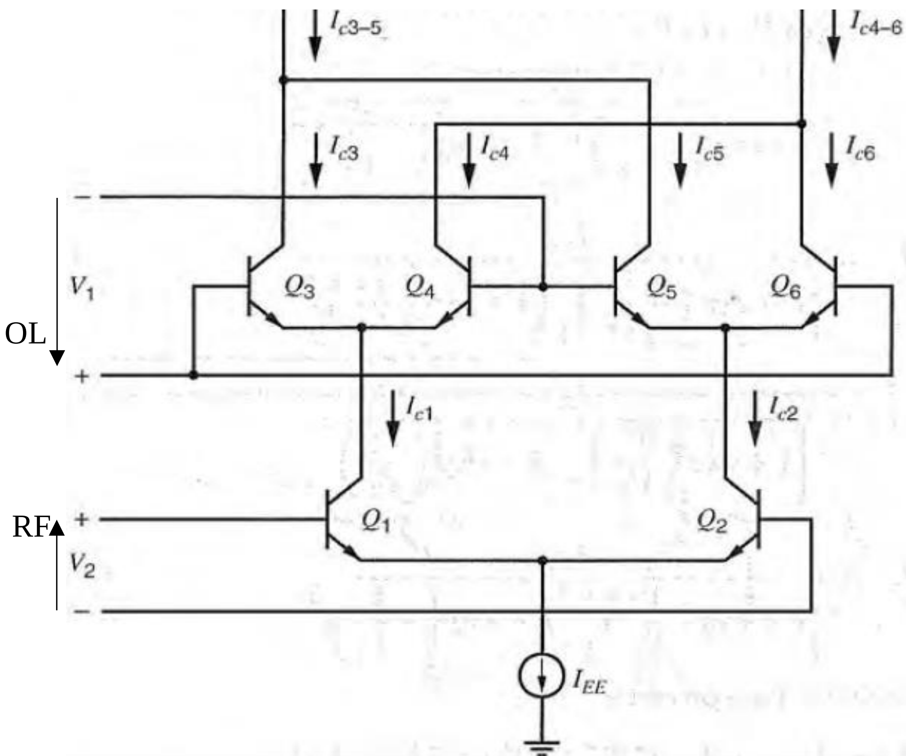
Une manière simple d'aborder le fonctionnement du circuit est de considérer les diodes comme des interrupteurs commandés par la tension OL.

- V_{OL}>0 : D_3 et D_4 conduisent tandis que D_1 et D_2 sont bloquées.
- V_{OL}<0 : D1 et D2 conduisent tandis que D_3 et D_4 sont bloquées.



6.2.1. Les mélangeurs actifs

Les mélangeurs actifs sont aussi utilisés dans des structures simplement ou doublement équilibrées. Pour les circuits intégrés basse fréquence utilisant des transistors bipolaires, une topologie très populaire est le mélangeur doublement équilibré à cellule de Gilbert (Gilbert-Cell mixer). Il s'agit d'un multiplieur réalisé à partir de 2 paires différentielles. Le cœur du mélangeur (mixer core) est représenté figure ci-dessous où la paire RF fournit du gain alors que les 2 paires OL fonctionnent en commutation.



La topologie de Gilbert est aussi réalisable avec des transistors à effet de champ (MOSFET, MESFET ou HEMT).

Principe de fonctionnement :

On suppose que tous les transistors sont identiques, les résistances de sortie des transistors sont négligeables et le gain en courant β des transistors est très grand (β>>1).

Les équations d'Ebers-Moll montrent que le courant collecteur est relié à la tension base-émetteur par l'équation:

$$I_C = I_S e^{\frac{v_{BE}}{V_T}}$$

En utilisant cette équation on peut obtenir les courants I_{C3}, I_{C4}, I_{C5}, I_{C6}, I_{C1} et I_{C2}.

$$I_{c3} = \frac{I_{c1}}{1 + \exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)} \qquad I_{c4} = \frac{I_{c1}}{1 + \exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

$$I_{c5} = \frac{I_{c2}}{1+\exp\left(\frac{V_1}{V_T}\right)} \qquad I_{c6} = \frac{I_{c2}}{1+\exp\left(-\frac{V_1}{V_T}\right)}$$

$$I_{c1} = \frac{I_{EE}}{1+\exp\left(-\frac{V_2}{V_T}\right)} \qquad I_{c2} = \frac{I_{EE}}{1+\exp\left(\frac{V_2}{V_T}\right)}$$

Le courant différentiel de sortie est donné par:

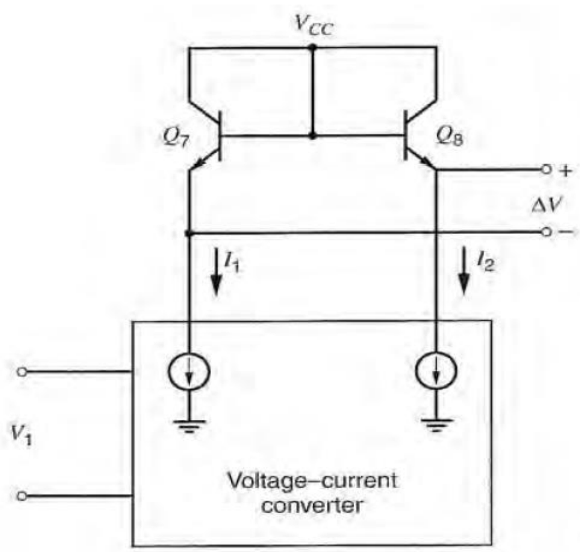
$$\begin{aligned}\Delta I &= I_{c3-5} - I_{c4-6} = I_{c3} + I_{c5} - (I_{c6} + I_{c4}) \\ &= (I_{c3} - I_{c6}) - (I_{c4} - I_{c5}) \\ &= I_{EE}\left[\tanh\left(\frac{V_1}{2V_T}\right)\right]\left[\tanh\left(\frac{V_2}{2V_T}\right)\right]\end{aligned}$$

Avec :

$$\tanh x = \frac{\sinh x}{\cosh x} = \frac{e^{x} - e^{-x}}{e^{x} + e^{-x}} = \frac{e^{2x} - 1}{e^{2x} + 1}$$

$$\tanh^{-1} x = \frac{1}{2}\ln\left(\frac{1+x}{1-x}\right).$$

On utilise un circuit $\tanh^{-1}$:

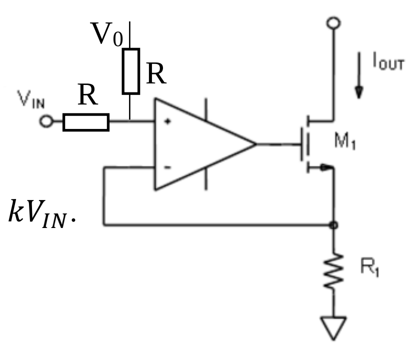


$$\begin{aligned}\Delta V &= V_T \ln\left(\frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_S}\right) - V_T \ln\left(\frac{I_{o1} - K_1 V_1}{I_S}\right) \\ &= V_T \ln\left(\frac{I_{o1} + K_1 V_1}{I_{o1} - K_1 V_1}\right)\end{aligned}$$

ce qui permet d'obtenir :

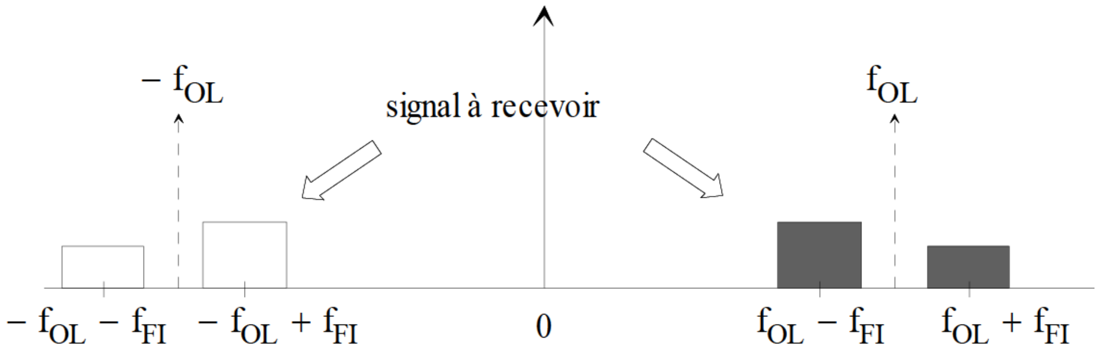
$$\Delta I = I_{EE}\left(\frac{K_1 V_1}{I_{o1}}\right)\left(\frac{K_2 V_2}{I_{o2}}\right)$$

Exemple d'un convertisseur tension-courant : $I_{OUT} = \left(\frac{1}{R_1}\right)\left(\frac{V_{IN}+V_0}{2}\right) = I_0 + kV_{IN}$.



6.2. Problème de fréquence image

Dans le cas d'un récepteur superhétérodyne, une porteuse de fréquence f_{RF} pourra être démodulée en réglant l'oscillateur local à la fréquence $f_{OL} = f_{RF} + f_{FI}$. Une autre porteuse de fréquence f'_{RF} telle que $f'_{RF} = f_{OL} + f_{FI}$ produirait la même différence $|f_{OL} - f_{RF}|$. Si ces deux signaux sont présents en amont du mélangeur, ils se retrouveront simultanément dans la bande passante du filtre FI. La fréquence f'_{RF}, non désirée, est située à une distance $2f_{FI}$ de la fréquence f_{RF} et est appelée fréquence image .



Techniques utilisées pour rejeter la fréquence image :

a) **Choix approprié de la fréquence intermédiaire (f_{FI})**
Pour que la fréquence image soit en dehors de la bande des fréquences utiles, la fréquence intermédiaire doit satisfaire à la condition : $f_{FI} > \frac{f_{RFmax} - f_{RFmin}}{2}$. La fréquence image est ensuite éliminée par filtrage.
Dans la radiodiffusion FM, la fréquence intermédiaire est f_{FI}=10.7 MHz ce qui vérifie bien la condition ci-dessus :
$$f_{FI} = 10.7\ MHz > \frac{108-87.5}{2} = 10.25\ MHz.$$
Lorsque la bande couverte par le récepteur est très large (ex : TV), on ne peut plus appliquer la méthode précédente.

b) **Filtre d'entrée à accord variable sélectionnant un groupe de canaux :**
On introduit, avant le mélangeur, un filtre sélectif (passe-bande à bande étroite) qui permet de sélectionner la chaine à recevoir et quelques chaines voisines de tel sorte que la fréquence image soit rejetée.
La commande de ce filtre et couplée avec celle de l'oscillateur local de tel façon à respecter l'équation : $f_{OL} = f_{RF} + f_{FI}$.

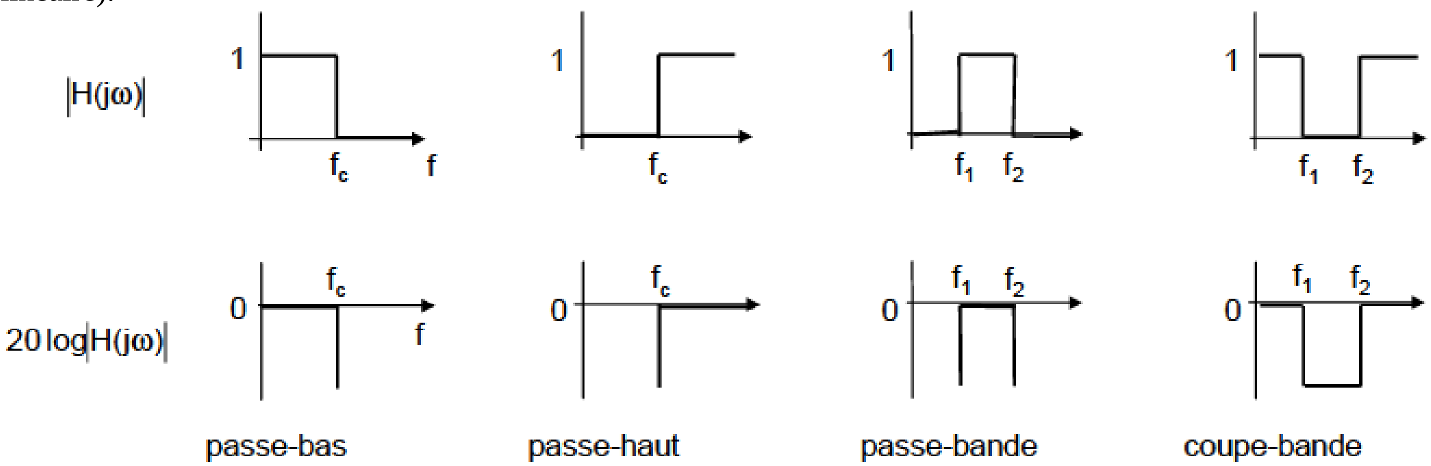
c) **Récepteur à double changement de fréquence :**
Pour résoudre le problème lié au compromis entre réjection de la fréquence image et sélectivité, on a parfois recours à une architecture à double changement de fréquence.
Un premier oscillateur local variable permet de sélectionner le canal et de le transposer vers une fréquence intermédiaire suffisamment élevée pour pouvoir éliminer la fréquence image. Un deuxième oscillateur à fréquence fixe ramène le signal autour de la seconde fréquence intermédiaire où est effectué un filtrage très sélectif.

6.3. Filrage :

6.3.1. Définition : Un filtre est un quadripôle dont le rôle est de laisser passer certaines fréquences et d'atténuer ou supprimer d'autres fréquences.

6.3.2. Caractéristiques d'un filtre :

- type : passe-bas, passe-haut, passe-bande : coupe-bande, passe-tout,
- fréquence(s) de coupure,
- pente des variations ou l'atténuation (liée à l'ordre du filtre),
- retard de groupe tg: pour que le signal de sortie ne subit pas de déformation, tg doit être constant (phase linéaire).



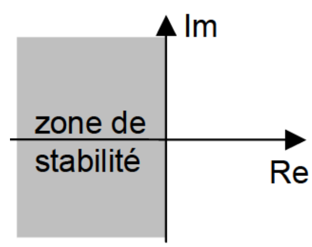
passe-tout (déphaseur pur)

6.3.3. Stabilité

Un système est stable si tous les pôles de sa fonction de transfert de Laplace sont situés dans le demi-plan situé à gauche de l'axe imaginaire du plan de la variable p.

Soit pk avec k=1..n les pôles d'une fonction de transfert H(p) d'ordre n : $p_k=a_k+jb_k$.

Le système est stable si a_k (k=1..n)<0.



risque d'instabilité

$$H(p)=\frac{A}{p-p_0} \stackrel{L}{\longleftrightarrow} h(t)=Ae^{p_0 t}$$

$$H(p)=\frac{A}{(p-p_1)(p-p_2)} \stackrel{L}{\longleftrightarrow} h(t)=A\omega e^{\alpha t}\sin(\omega t)$$

6.3.4. Différentes formes des fonctions de transfert

$$H(j\omega) \xleftrightarrow{j\omega = p} H(p) \xleftrightarrow{p/\omega_c = s} H(s)$$

harmonique (régime sinusoïdal) — en variable de Laplace — en variable de Laplace réduite (forme normalisée $\leftrightarrow$ indépendante de ω_c)

Exemple : cellule passe-bas du 2e ordre

$$H(j\omega) = \frac{1}{1 + 2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_c} + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$$

utile pour étude en fréquence : gain en dB et phase (cellules élémentaires)

$$H(p) = \frac{1}{1 + 2\xi \dfrac{p}{\omega_c} + \left(\dfrac{p}{\omega_c}\right)^2}$$

utile pour étude temporelle avec signaux (causals) quelconques, étude des pôles (étude stabilité, factorisation)

$$H(s) = \frac{1}{1 + 2\xi s + s^2}$$

idem variable de Laplace, avec écriture simplifiée (=variable de Laplace réduite)

6.3.5. Cellules du 1er et du 2ème ordre

1er ordre

Passe-bas : $\dfrac{1}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_c}}$

Passe-haut : $\dfrac{j\dfrac{\omega}{\omega_c}}{1 + j\dfrac{\omega}{\omega_c}}$

2er ordre

Passe-bas : $\dfrac{1}{1 + 2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_c} + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$

Passe-haut : $\dfrac{2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_0}}{1 + 2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_0} + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

Passe-bande : $\dfrac{\left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}{1 + 2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_0} + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_0}\right)^2}$

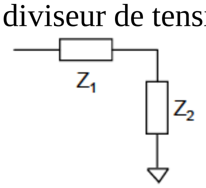
Coupe-bande : $\dfrac{1 + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^2}{1 + 2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_c} + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$

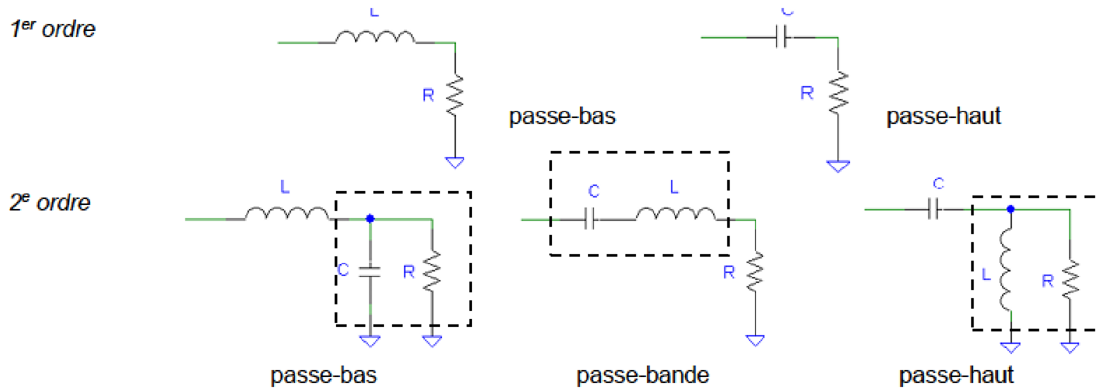
Déphaseur : $\dfrac{1 - 2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_c} + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^2}{1 + 2\xi j\dfrac{\omega}{\omega_c} + \left(j\dfrac{\omega}{\omega_c}\right)^2}$

6.3.5. Réalisation des filtres :

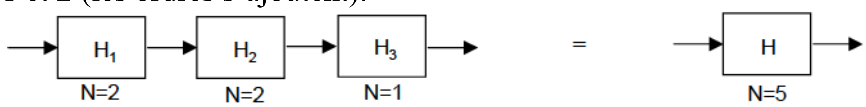
a) Réalisation par circuits passifs

La cellule élémentaire dans ce cas est un circuit diviseur de tension.

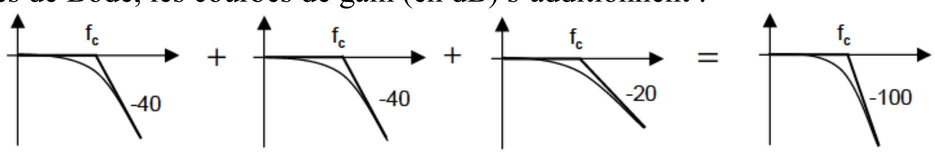




Une fonction de transfert d'ordre n quelconque peut se décomposer en un produit de fonctions de transfert élémentaires d'ordres 1 et 2 (les ordres s'ajoutent).

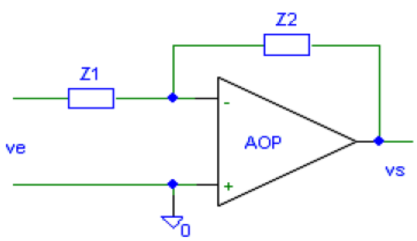


Dans les diagrammes de Bode, les courbes de gain (en dB) s'additionnent :



Les fonctions de transfert d'ordre 1 et 2 sont les cellules élémentaires dans le filtrage.

b) **Réalisation par circuits actifs**

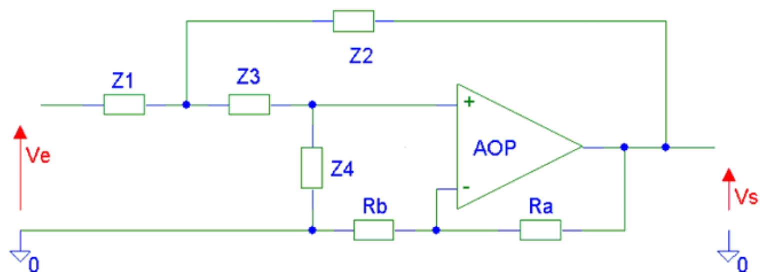


Structure simple : passe-bas ou passe-haut.

$$H(w) = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Passe-bas : $Z_1=R_1$ et $Z_2=R_2//C$

Passe-haut : $Z_1=R_1+Z_{C1}$ et $Z_2=R_2$



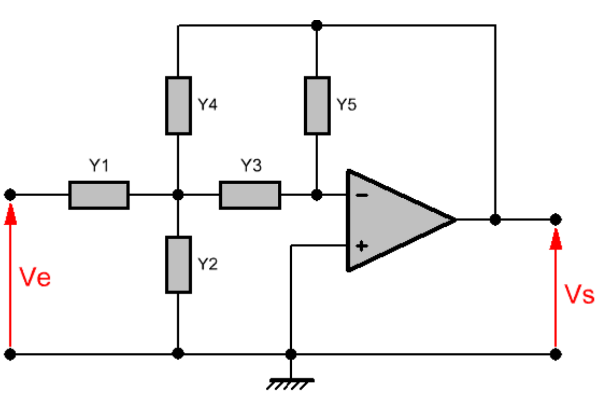
Structure de Sallen-Key

$$H(\omega) = K_A \cdot \frac{Y_1 Y_3}{(Y_1+Y_2)(Y_3+Y_4) + Y_3(Y_4-Y_2 K_A)} \qquad K_A = \frac{R_a+R_b}{R_b}$$

Passe-bas : $Z_1=R_1$, $Z_2=Z_{C1}$, $Z_3=R_2$ et $Z_4=Z_{C2}$

Passe-haut : $Z_1=Z_{C1}$, $Z_2=R_1$, $Z_3=Z_{C2}$ et $Z_4=R_2$

Passe-bande : $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$, $Z_3=Z_{C1}$ et $Z_4=R_3//Z_{C2}$



Cellule de Rauch

$$\frac{V_s}{V_e} = -\frac{Y_1 Y_3}{Y_3 Y_4 + Y_5(Y_1+Y_2+Y_3+Y_4)}$$

Passe-bas : $Z_1=R_1$, $Z_2=Z_{C1}$, $Z_3=R_2$ et $Z_4=R_3$, $Z_5=Z_{C2}$

Passe-haut : $Z_1=Z_{C1}$, $Z_2=R_1$, $Z_3=Z_{C2}$ et $Z_4=Z_{C3}$, $Z_5=R_2$

Passe-bande : $Z_1=R_1$, $Z_2=R_2$, $Z_3=Z_{C1}$ et $Z_4=Z_{C2}$, $Z_5=R3$