

TECHNOSUP

Les FILIÈRES TECHNOLOGIQUES des ENSEIGNEMENTS SUPÉRIEURS

ÉLECTROTECHNIQUE

Modélisation et simulation des machines électriques

Rachid ABDESSEMED

Handwritten text in Arabic script, likely bleed-through from the reverse side of the page.

ellipses

TECHNOSUP

Les FILIÈRES TECHNOLOGIQUES des ENSEIGNEMENTS SUPÉRIEURS

ÉLECTROTECHNIQUE

Modélisation et simulation des machines électriques

Rachid ABDESSEMED



Dans la même collection

- Moteurs à courant alternatif 288 p. (A) D. JACOB
- Le moteur asynchrone. Régimes statique et dynamique 160 p. (C) L. MUTREL
- Machines à courant alternatif 240 p. (B) D. NAMANE
- Modélisation et commande des moteurs triphasés 256 p. (C) G. STURTZER, E. SMIGIEL
- Électrotechnique. Machines et réseaux Cours Supélec 256 p. (C) J.-P. FANTON
- Machines électriques. Théorie et Mise en oeuvre Cours Supélec 256 p. (C) Ph. BARRET
- Machines électriques tournantes 384 p. (C) B. LAPORTE

ISBN 978-2-7298-6495-8

© Ellipses Édition Marketing S.A., 2011
• 32, rue Barye 75740 Paris cedex 15



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 une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

Avant propos

La prédiction du comportement des machines électriques en régime transitoire est de plus en plus importante pour les raisons suivantes :

- la connaissance des contraintes électriques et mécaniques s'impose avec l'accroissement des puissances unitaires et massiques ;
- l'association avec les convertisseurs statiques de fréquences et l'automatisation croissante des processus industriels nécessitent également de connaître le comportement des machines électriques en régime dynamique.

Aussi, et en raison de la tendance actuelle d'utiliser de plus en plus la modélisation comme outil d'analyse et de supervision, nous pensons qu'il est opportun d'accorder plus d'importance à cette discipline très utile en électrotechnique.

Notre premier souci est de présenter un ouvrage pédagogique. Le second souci, sachant la difficulté de trouver parmi une littérature de plus en plus prolifique les renseignements dont on a besoin, est de fournir une documentation concise dans laquelle les étudiants pourront puiser les éléments nécessaires à la modélisation des machines électriques.

Cet ouvrage est avant tout un guide pratique et un recueil :

- un guide pratique basé sur un développement de modèles mathématiques très explicite traduit sous forme de schémas de simulation sous Matlab Simulink où le lecteur non initié pourra facilement s'imprégner ;
- un recueil puisqu'il comporte de nombreux exemples de modèles, de schémas et de résultats de simulations, destiné à une large communauté scientifique. Aussi, le document est constitué d'extraits de travaux réalisés avec les étudiants.

Notre intention n'est nullement d'épuiser les sujets indiqués dans la table des matières, mais de faire seulement un exposé des principaux problèmes s'y attachant, dans le but évident de présenter une méthodologie de la modélisation des machines électriques.

Chaque chapitre est pratiquement indépendant, sans que cela nuise à l'homogénéité de l'ensemble. L'équilibre est constamment maintenu entre la rigueur mathématique et l'efficacité, ce qui rend l'utilisation de ce manuel particulièrement aisée.

Ecrit dans un langage aussi clair et aussi concis que possible, ce document pédagogique servant d'initiation et de référence intéressera toute la communauté électrotechnicienne qui souhaite travailler dans le domaine.

L'auteur tient à exprimer sa profonde gratitude et sa reconnaissance envers les collègues Dr. Benakcha Abdelhamid et Dr. Menacer Arezki Maîtres de Conférences à l'Université de Biskra pour les critiques et les conseils judicieux.

Table des matières

Introduction générale	9
------------------------------	---

Chapitre I

Rappels – Théorie de la machine électrique généralisée.

1 Machine électrique idéalisée.	11
2 Machine électrique généralisée dans le repère naturel	11
2.1 Modèle triphasé de la machine généralisée	12
2.2 Modèle biphasé de la machine électrique généralisée	14
3 Transformation des équations différentielles	16
4 Utilisation des différents systèmes d'axes de coordonnées	20
5 Equations différentielles de la machine électrique généralisée sous forme complexe	22
6 Passage d'un système triphasé au système biphasé et inversement.	23
7 Equation du mouvement de la machine électrique	27

Chapitre II

Modélisation et simulation des machines électriques à courant continu

1 Modèle de la machine à courant continu (MCC) sur les axes d,q	33
2 Mise en équation de la MCC	35
3 Application de la théorie généralisée aux divers modes d'excitation	36
3.1 Fonctionnement en génératrice	37
3.1.1 Génératrice à excitation séparée	37
3.1.2 Génératrice à excitation shunt	38
3.1.3 Génératrice à excitation série	38
3.1.4 Génératrice à excitation composée	39
3.2 Fonctionnement en moteur	40

4. Applications

4.1 Modélisation et simulation de la génératrice à courant continu à excitation séparée	43
4.2 Modélisation et simulation d'un moteur à courant continu à excitation shunt	46
Modélisation et simulation d'un moteur à courant continu à excitation série	54

Chapitre III

Modélisation et simulation des machines asynchrones à cage d'écureuil

1 Modélisation et simulation des moteurs asynchrones triphasés à cage	59
2 Modélisation et simulation des génératrices asynchrones triphasées à cage	68
2.1 Génératrice asynchrone à cage	69
2.2 Auto-amorçage de la génératrice asynchrone à vide	70
2.3 Modélisation de l'auto-amorçage à vide	74
2.4 Génératrice asynchrone en régime de saturation	75
2.4.1 Fonctionnement à vide	76
2.4.2 Equations de la machine dans le repère U,V	76
2.4.3 Représentation schématique des flux	77
2.5 Mise sous forme d'état	82
2.6 Auto-amorçage de la génératrice en régime saturé	83
2.7 Simulation de l'auto-amorçage en charge résistive-inductive (RL)	86
3 Modélisation et simulation des moteurs asynchrones monophasés à condensateur permanent (MAMCP)	90

Chapitre IV

Modélisation et simulation des machines synchrones à inducteur

1 Modélisation et simulation des moteurs synchrones sans amortisseurs	100
2 Modélisation et simulation des moteurs synchrones avec amortisseurs	104
3 Modélisation et simulation des génératrices synchrones sans amortisseurs	115

Chapitre V

Modélisation et simulation des machines synchrones à aimants permanents

1 Modélisation et simulation des moteurs synchrones à aimants permanents	125
2 Modélisation et simulation des génératrices synchrones à aimants permanents	130
2.1 Fonctionnement à vide	132
2.2 Fonctionnement en charge	133

Chapitre VI**Modélisation et simulation des machines asynchrones à double alimentation (MADA)**

1 Classification des machines à double alimentation	139
2 Principe de fonctionnement de la MADA	141
2.1 Modes opérationnels de la MADA	142
2.2 Avantages et inconvénients de la MADA	145
3. Modélisation des moteurs asynchrones à double alimentation	145
4 Systèmes éoliens de génération d'énergie à vitesse variable	152
4.1 Eolienne autonome	153
4.2 Eolienne connectée au réseau	153
5. Différentes configurations de l'association MADA/convertisseur de puissance	154
6. Convertisseurs de puissance associés à la MADA	155
6.1 Redresseur non/ et contrôlable associé à un onduleur MLI à thyristors	155
6.2 Cycloconvertisseur	156
6.3 Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension	157
6.4 Convertisseur matriciel	157
7 Modélisation et simulation des générateurs asynchrones à double alimentation (GADAs)	158
8 Modélisation des cascades à deux machines asynchrones à double alimentation	164
8.1 Description de la cascade	164
8.2 Modèle idéalisé de la cascade	165

Chapitre VII**Modélisation et simulation des machines asynchrones double étoile**

1. Moteurs asynchrones double étoile (MASDE)	175
1.1 Modèle du moteur MASDE sur les axes réels	175
1.2 Modèle biphasé du MASDE	177
1.2.1 Puissance instantanée	181
1.2.2 Mise sous forme d'équation d'état	183
2 Génératrices asynchrones double étoile (GASDE)	193
2.1 Modèle biphasé de la GASDE dans le référentiel généralisé	193
2.2 Modèle biphasé de la GASDE lié au champ tournant	194
2.3 Modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE à vide	198
2.4 Simulation de la GASDE en régime saturé	199
2.5 Simulation de l'auto-amorçage en charge résistive-inductive (R,L)	202
3 Modélisation et simulation de l'association machine-convertisseur	205
3.1 Commande par modulation sinus-triangle	207
3.2 Association de la MASDE à deux onduleurs de tension	208

Chapitre VIII**Méthodes d'identification paramétriques des machines électriques**

1. Identification paramétrique de la machine synchrone	213
1.1 Essais classiques de la machine synchrone	214
1.2 Essais indiciels de la machine synchrone	217
2 Identification paramétrique de la machine asynchrone	219
2.1 Identification de la machine asynchrone à cage d'écureuil	219
2.2 Identification de la machine asynchrone à rotor bobiné	224
3 Identification paramétrique de la machine à courant continu	225
3.1 Méthode des essais classiques	225
3.2 Méthode des essais indiciels	226
4 Détermination des paramètres mécaniques	228
Index	231
Bibliographie	235

Introduction générale

Les développements de l'entraînement électrique et de la production de l'énergie électrique sont étroitement liés à l'ensemble des disciplines du génie électrique dont notamment :

- les progrès de l'électronique de puissance ;
- l'apport de la modélisation et de la simulation, outils de conduite et de supervision ;
- l'emploi de matériaux magnétiques nouveaux dans les machines électriques et l'aboutissement à des réalisations performantes de machines en termes d'accroissement de la puissance massique ou du couple.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. De façon générale, elle est établie en terme d'équations différentielles, elle est basée essentiellement sur la transformation de Park et permet:

- l'identification des paramètres de la machine électrique ;
- la conception et la simulation des algorithmes de commande de la machine ;
- l'étude des régimes transitoires.

L'étude classique des machines électriques exige la réalisation de prototypes; c'est-à-dire entre autres un temps et des dépenses financières qui enfin de compte n'assurent pas toutes les possibilités qu'offre l'expérimentation numérique.

Ainsi, la modélisation permet de guider les développements par une quantification des phénomènes. En outre, elle est d'un apport précieux en permettant d'une part de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement et d'autre part de prévoir des comportements de la machine plus variés que ceux de l'observation expérimentale.

Notre souci est de présenter un ouvrage pédagogique très pratique rationnel obéissant à l'approche et à la vision de la formation LMD permettant ainsi à l'étudiant de parfaire et d'enrichir ses connaissances par des initiatives individuelles dans le domaine. Notre préoccupation est de réunir un maximum d'informations dans un seul ouvrage où les Licenciés, les Masters et les Doctorants pourront trouver les réponses aux questions touchant à la modélisation des machines électriques.

Chapitre I

Rappels Théorie de la machine électrique généralisée

L'établissement et l'étude des modèles mathématiques des machines électriques ouvrent de grandes perspectives de recherche des convertisseurs électromagnétiques. La possibilité de remplacer un dispositif réel par son modèle mathématique comprend beaucoup d'avantages dans le domaine de la recherche des machines électriques.

Mathématiquement, les machines électriques sont représentées par des modèles entrées-sorties sous la forme de fonction de transfert ou encore sous forme standard d'équations en variables d'état. Il existe des méthodes générales qui conduisent à des équations dont le développement nécessite souvent des calculs importants, mais qui rendent compte correctement du comportement des machines tournantes dans la majorité des cas.

Ces méthodes s'appliquent à toutes les machines électriques : à courant continu ou à courant alternatif, qui réalisent un transfert d'énergie par l'intermédiaire de circuits couplés ; elles mettent en relief l'analogie qui existe entre les divers types de machines, et permettent de traiter au moyen d'un même système d'équations, aussi bien les régimes transitoires, que les régimes permanents.

Cependant, l'étude des régimes transitoires des machines électriques tournantes s'accommode d'une moindre rigueur numérique que l'étude des régimes permanents établis. Pour cette raison, on adopte des hypothèses simplificatrices qui, tout en permettant de simplifier notablement les calculs, conduisent à des résultats suffisamment précis pour la plupart des applications.

1. MACHINE ELECTRIQUE IDEALISEE

La machine électrique idéalisée est une machine électrique ayant les hypothèses suivantes [1,], [2]:

- l'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable;
- la saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables;
- les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau n'est pas pris en compte.

De plus, il est admis que la f.m.m créée par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer [3], [4]:

- l'additivité des flux;
- la constance des inductances propres;
- la loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

2. MACHINE ELECTRIQUE GENERALISEE DANS LE REPERE NATUREL

En général, on utilise l'un des deux modèles de la machine électrique généralisée:

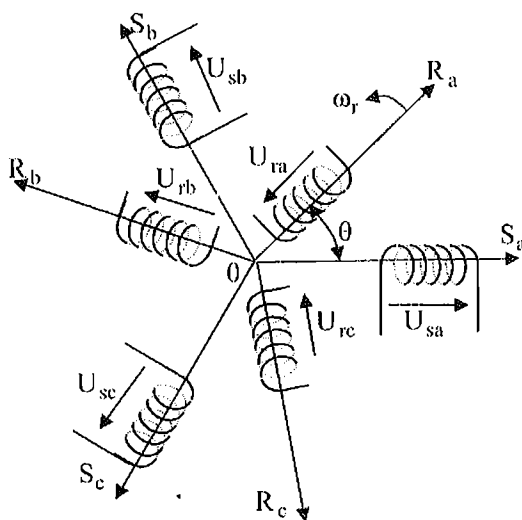
1. Modèle triphasé ;
2. Modèle biphasé.

2.1. Modèle triphasé de la machine généralisée.

La machine électrique triphasée est constituée d'un stator et d'un rotor mobile. Le stator possède trois enroulements couplés en étoile ou en triangle qui sont alimentés par un système triphasé de tensions. Il en résulte la création d'un champ magnétique dans l'entrefer de la machine.

La machine électrique généralisée triphasée est une machine bipolaire triphasée idéale, avec six enroulements (trois sur le stator et trois sur le rotor, (fig. 1.1a).

La figure (1.1a) rappelle la position des axes des phases statoriques et rotoriques dans l'espace électrique.



En général, l'équation ci-dessous exprime la relation entre la tension aux bornes d'une bobine parcourue par un courant i de résistance R , d'inductance L et d'une variation du flux

$$U = R i + \frac{d\psi}{dt} ; \quad (1.1)$$

D'après les hypothèses simplificatrices, tous les coefficients d'inductance propre sont constants et les coefficients d'inductance mutuelle ne dépendent que de la position des enroulements.

Fig. 1.1a Représentation d'une machine électrique généralisée triphasée

Pour ce modèle, on peut écrire les équations des tensions représentant pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive liée au flux.

Pour le stator :

$$\begin{cases} U_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{d\psi_{sa}}{dt} \\ U_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{d\psi_{sb}}{dt} \\ U_{sc} = R_s i_{sc} + \frac{d\psi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (1.2)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} U_{ra} = R_r i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \\ U_{rb} = R_r i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} \\ U_{rc} = R_r i_{rc} + \frac{d\psi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (1.3)$$

où

U_{sa}, U_{sb}, U_{sc} et U_{ra}, U_{rb}, U_{rc} - les tensions simples triphasées, respectivement, au stator et au rotor de la machine ;

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} et i_{ra}, i_{rb}, i_{rc} - les courants au stator et au rotor de la machine ;

$\psi_{sa}, \psi_{sb}, \psi_{sc}$ et $\psi_{ra}, \psi_{rb}, \psi_{rc}$ - les flux propres circulants, respectivement, au stator et au rotor de la machine ;

R_s et R_r - les résistances des enroulements statorique et rotorique.

Les expressions des flux sous forme matricielle sont :

$$\begin{pmatrix} \psi_{sabc} \\ \psi_{rabc} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} [L_s] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{pmatrix}; \quad (1.4)$$

où

$$[L_s] = \begin{vmatrix} l_s & m_s & m_s \\ m_s & l_s & m_s \\ m_s & m_s & l_s \end{vmatrix} = l_s \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{vmatrix}; \quad [L_r] = \begin{vmatrix} l_r & m_r & m_r \\ m_r & l_r & m_r \\ m_r & m_r & l_r \end{vmatrix} = l_r \begin{vmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{vmatrix}$$

avec :

l_s et l_r - les inductances propres statorique et rotoriques;

m_s et m_r - les inductances mutuelles statorique et rotorique, avec

$$m_s = -\frac{l_s}{2} \quad \text{et} \quad m_r = -\frac{l_r}{2}.$$

L'inductance mutuelle entre le stator et le rotor est définie par :

$$[M_{sr}] = M_{\max} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{pmatrix}$$

où M_{\max} représente la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle stator-rotor obtenue lorsque les bobinages sont en vis à vis.

2.2. Modèle biphasé de la machine électrique généralisée

Ce modèle est le plus utilisé dans le cas d'une machine symétrique.

La machine électrique généralisée biphasée est une machine bipolaire, biphasée idéale avec deux enroulements au stator et deux enroulements au rotor (fig. 1.1b).

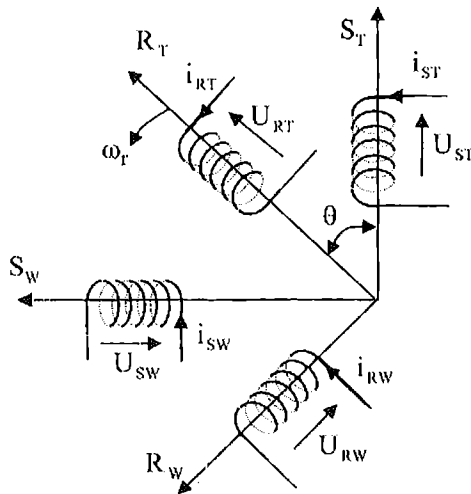


Fig.1.1b Représentation d'une machine biphasée généralisée

En plus des équations de tensions on peut écrire l'équation caractérisant la position angulaire entre le stator et le rotor :

$$\theta = \int \omega_r dt \quad (1.5)$$

θ - caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

Du modèle de la machine généralisée biphasée, on peut obtenir n'importe quel modèle de la machine électrique. En considérant le modèle biphasé de la machine généralisée (fig. 1.1b), on peut écrire les équations de Kirchoff pour chaque élément:

$$\begin{cases} U_{ST} = r_S i_{ST} + \frac{d\psi_{ST}}{dt} \\ U_{SW} = r_S i_{SW} + \frac{d\psi_{SW}}{dt} \\ U_{RT} = r_R i_{RT} + \frac{d\psi_{RT}}{dt} \\ U_{RW} = r_R i_{RW} + \frac{d\psi_{RW}}{dt} \end{cases} \quad (1.6)$$

Dans ces équations, les flux sont de la forme:

$$\begin{cases} \Psi_{ST} = L_{ST}i_{ST} + M_{ST-RT}i_{RT} + M_{RT-RW}i_{RW} \\ \Psi_{SW} = L_{SW}i_{SW} + M_{SW-RT}i_{RT} + M_{SW-RW}i_{RW} \\ \Psi_{RT} = L_{RT}i_{RT} + M_{RT-ST}i_{ST} + M_{RT-SW}i_{SW} ; \\ \Psi_{RW} = L_{RW}i_{RW} + M_{RW-ST}i_{ST} + M_{RW-SW}i_{SW} \end{cases} \quad (1.7)$$

où r_s, r_r - les résistances des enroulements du stator et du rotor;
 $L_{ST}, L_{SW}, L_{RT}, L_{RW}$ - les inductances propres du stator et du rotor;
 $M_{ST-RT}, M_{SW-RW}, M_{ST-RW}, M_{RT-SW}$ - les inductances mutuelles entre les phases statoriques et rotoriques.

Pour la machine idéale, on considère :

$$\begin{aligned} L_{ST} = L_{SW} = L_s \\ L_{RT} = L_{RW} = L_r \quad ; \end{aligned}$$

Si M est l'inductance mutuelle entre les enroulements du stator et du rotor pour $\theta = 0$, alors on peut écrire:

$$\begin{cases} M_{ST-RT} = M_{SW-RW} = M \cos \theta \\ M_{ST-RW} = M_{RW-ST} = -M \sin \theta \\ M_{RT-SW} = M_{SW-RT} = M \sin \theta \end{cases} \quad (1.8)$$

Pour les flux, on peut écrire:

$$\begin{cases} \Psi_{ST} = L_s i_{ST} + M \cos \theta i_{RT} - M \sin \theta i_{RW} \\ \Psi_{SW} = L_s i_{SW} + M \sin \theta i_{RT} + M \cos \theta i_{RW} \\ \Psi_{RT} = L_r i_{RT} + M \cos \theta i_{ST} + M \sin \theta i_{SW} \\ \Psi_{RW} = L_r i_{RW} + M \cos \theta i_{SW} - M \sin \theta i_{ST} \end{cases} \quad (1.9)$$

Les systèmes d'axes du stator « $S_T S_W$ » et du rotor « $R_T R_W$ » tournent l'un par rapport à l'autre avec la vitesse angulaire ω_T ; l'angle θ dépend de cette vitesse et varie en fonction du temps.

Les systèmes d'équations (1.6) et (1.9) obtenus sont compliqués et dépendent des coefficients variables. Pour simplifier la résolution du système d'équations de départ, on lui fait subir des transformations en remplaçant les grandeurs variables naturelles (courants, flux embrassés et tensions) par d'autres grandeurs variables plus commodes à utiliser; c'est à dire qu'il faut obtenir un système d'équations différentielles avec des coefficients constants. A cet effet, on passe des axes naturels du stator (« $S_T S_W$ ») et du rotor (« $R_T R_W$ ») aux axes réunis (confondus) pour le stator et le rotor « U, V » qui tournent avec une vitesse quelconque ω_{coord} .

Le modèle de cette machine généralisée est représenté sur la figure (1.2)

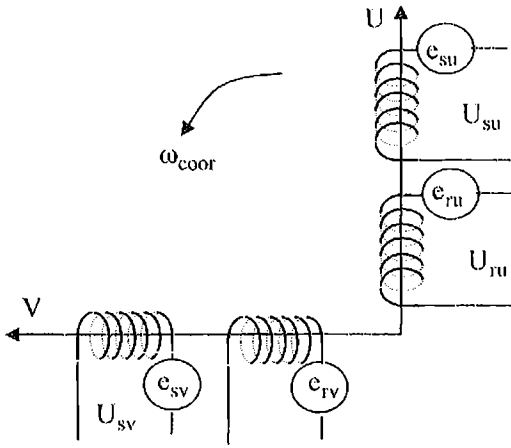


Fig.1.2 Modèle généralisé biphasé selon les axes UV

Le système d'axes de coordonnées tourne avec la vitesse ω_{coor} par rapport au stator et avec la vitesse $(\omega_{coor}-\omega_r)$ par rapport au rotor. Cependant, il faudrait considérer dans chaque enroulement du stator et du rotor la force électromotrice supplémentaire « e ».

Du moment que le rotor est immobile par rapport au stator, l'inductance mutuelle entre les enroulements du stator et du rotor devient une valeur constante et les coefficients des dérivées des courants sont également constants.

Dans tout ce qui suit, les machines électriques sont considérées symétriques, et par conséquent, il ne sera fait appel qu'au modèle biphasé.

3. TRANSFORMATION DES EQUATIONS DIFFERENTIELLES

On représente les grandeurs de chaque enroulement (par exemple i, u, ψ) à l'aide de leurs projections sur les axes "T, W" , (fig.1.3), [3],[4],[5].

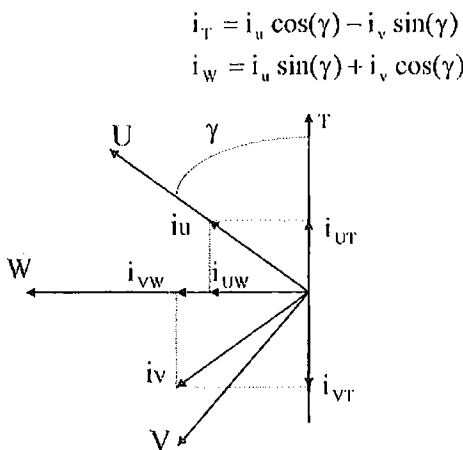


Fig.1.3 Passage du système « UV » au système « T, W »

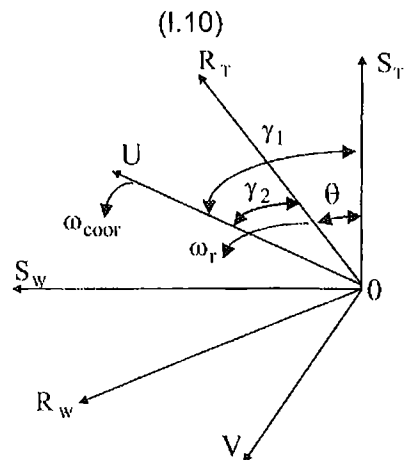


Fig.1.4 Passage du système « UV » aux système « S_T, S_W » et « R_T, R_W »

On procède de la même façon pour les grandeurs tensions U et flux ψ .

Considérons le passage des système d'axes naturels (du stator « S_T, S_W » et du rotor « R_T, R_W ») aux axes réunis « U, V », (fig.1.4). On peut écrire les

expressions de U , ψ et i des enroulements statoriques et rotoriques en tenant compte des angles formés par le système « U, V » et le système « S_T, S_W » (γ_1) et avec le système « R_T, R_W » (γ_2), ainsi que de l'angle θ ,

$$\theta = \gamma_1 - \gamma_2 ;$$

Les expressions des courants sont :

$$\begin{cases} i_{ST} = i_{su} \cos(\gamma_1) - i_{sv} \sin(\gamma_1) \\ i_{SW} = i_{su} \sin(\gamma_1) + i_{sv} \cos(\gamma_1) \\ i_{RT} = i_{ru} \cos(\gamma_2) - i_{rv} \sin(\gamma_2) \\ i_{RW} = i_{ru} \sin(\gamma_2) + i_{rv} \cos(\gamma_2) \end{cases} \quad (1.11a)$$

Aussi aura-t-on les expressions des tensions:

$$\begin{cases} U_{ST} = U_{su} \cos(\gamma_1) - U_{sv} \sin(\gamma_1) \\ U_{SW} = U_{su} \sin(\gamma_1) + U_{sv} \cos(\gamma_1) \\ U_{RT} = U_{ru} \cos(\gamma_2) - U_{rv} \sin(\gamma_2) \\ U_{RW} = U_{ru} \sin(\gamma_2) + U_{rv} \cos(\gamma_2) \end{cases} \quad (1.11b)$$

Par ailleurs, les expressions des flux:

$$\begin{cases} \psi_{ST} = \psi_{su} \cos(\gamma_1) - \psi_{sv} \sin(\gamma_1) \\ \psi_{SW} = \psi_{su} \sin(\gamma_1) + \psi_{sv} \cos(\gamma_1) \\ \psi_{RT} = \psi_{ru} \cos(\gamma_2) - \psi_{rv} \sin(\gamma_2) \\ \psi_{RW} = \psi_{ru} \sin(\gamma_2) + \psi_{rv} \cos(\gamma_2) \end{cases} \quad (1.11c)$$

Pour déterminer les équations de tensions des enroulements du stator dépendants de l'angle γ_1 , les expressions (1.11a), (1.11b) et (1.11c) sont substituées dans (1.6):

$$\begin{aligned} U_{su} \cos(\gamma_1) - U_{sv} \sin(\gamma_1) = r_s i_{su} \cos(\gamma_1) - r_s i_{sv} \sin(\gamma_1) + \frac{d\psi_{su}}{dt} \cos(\gamma_1) - \psi_{su} \frac{d\gamma_1}{dt} \sin(\gamma_1) - \\ - \frac{d\psi_{sv}}{dt} \sin(\gamma_1) - \psi_{sv} \frac{d\gamma_1}{dt} \cos(\gamma_1) \end{aligned} \quad (1.12)$$

$$\begin{aligned} U_{su} \sin(\gamma_1) + U_{sv} \cos(\gamma_1) = r_s i_{su} \sin(\gamma_1) + r_s i_{sv} \cos(\gamma_1) + \frac{d\psi_{su}}{dt} \sin(\gamma_1) + \psi_{su} \frac{d\gamma_1}{dt} \cos(\gamma_1) + \\ + \frac{d\psi_{sv}}{dt} \cos(\gamma_1) - \psi_{sv} \frac{d\gamma_1}{dt} \sin(\gamma_1) \end{aligned} \quad (1.13)$$

Multiplions (1.12) par $\cos(\gamma_1)$ et (1.13) par $\sin(\gamma_1)$ et additionnons les deux expressions. Après transformation, on obtient:

$$U_{su} = r_s i_{su} + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \psi_{sv} \frac{d\gamma_1}{dt}; \quad (1.14)$$

Multiplions (1.12) par $-\sin(\gamma_1)$ et (1.13) par $\cos(\gamma_1)$, et additionnons ces expressions :

$$U_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \psi_{su} \frac{d\gamma_1}{dt}; \quad (1.15)$$

De la même façon pour les enroulements rotoriques, on obtient:

$$\begin{aligned} U_{ru} &= r_r i_{ru} + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - \psi_{rv} \frac{d\gamma_2}{dt} \\ U_{rv} &= r_r i_{rv} + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + \psi_{ru} \frac{d\gamma_2}{dt}; \end{aligned} \quad (1.16)$$

avec: $\omega_{\text{coor}} = \frac{d\gamma_1}{dt}$ - la vitesse angulaire du système d'axes U, V par rapport au stator immobile;

$(\omega_{\text{coor}} - \omega_r) = \frac{d\gamma_2}{dt}$ - la vitesse angulaire du système d'axes U, V par rapport au rotor tournant à la vitesse ω_r .

On obtient le système d'équations différentielles par rapport aux axes U, V tournant à la vitesse ω_{coor} :

$$\begin{cases} U_{su} = r_s i_{su} + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \psi_{sv} \omega_{\text{coor}} \\ U_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \psi_{su} \omega_{\text{coor}} \\ U_{ru} = r_r i_{ru} + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - \psi_{rv} (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \\ U_{rv} = r_r i_{rv} + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + \psi_{ru} (\omega_{\text{coor}} - \omega_r); \end{cases} \quad (1.17)$$

Les flux embrassés des enroulements sur les axes U, V sont :

$$\begin{cases} \psi_{su} = L_s i_{su} + M i_{ru} \\ \psi_{sv} = L_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \psi_{ru} = L_r i_{ru} + M i_{su} \\ \psi_{rv} = L_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases}; \quad (1.18)$$

avec $L_s = l_s + m_s$ - l'inductance cyclique du stator;

$L_r = l_r + m_r$ - l'inductance cyclique du rotor.

En multipliant la première équation par L_r , la troisième par M et en les soustrayant, on obtient les expressions suivantes des courants:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{su} = \frac{\psi_{su}L_r - \psi_{ru}M}{L_sL_r - M^2} \\ i_{sv} = \frac{\psi_{sv}L_r - \psi_{rv}M}{L_sL_r - M^2} \\ i_{ru} = \frac{\psi_{ru}L_s - \psi_{su}M}{L_sL_r - M^2} \\ i_{rv} = \frac{\psi_{rv}L_s - \psi_{sv}M}{L_sL_r - M^2} \end{array} \right. ; \quad (1.19)$$

En utilisant les expressions (1.19), on peut écrire le système d'équations différentielles par rapport aux flux:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{su} = K_1\psi_{su} - K_2\psi_{ru} + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \psi_{sv}\omega_{coor} \\ U_{sv} = K_1\psi_{sv} - K_2\psi_{rv} + \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \psi_{su}\omega_{coor} \\ U_{ru} = K_3\psi_{ru} - K_4\psi_{su} + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - \psi_{rv}(\omega_{coor} - \omega_r) \\ U_{rv} = K_3\psi_{rv} - K_4\psi_{sv} + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + \psi_{ru}(\omega_{coor} - \omega_r) \end{array} \right. ; \quad (1.20)$$

où les coefficients :

$$K_1 = \frac{r_sL_r}{L_sL_r - M^2}; \quad K_2 = \frac{r_sM}{L_sL_r - M^2}; \quad K_3 = \frac{r_rL_s}{L_sL_r - M^2}; \quad K_4 = \frac{r_rM}{L_sL_r - M^2}$$

On obtient un système d'équations différentielles de la machine électrique généralisée sur les axes U,V avec des coefficients constants. Les axes U,V peuvent tourner à une vitesse quelconque ω_{coor} .

Les tensions statoriques sont définies par:

$$\left. \begin{array}{l} u_{su} = U_{ms} \cos[(\omega_{os} - \omega_{coor})t + \theta_{os}] \\ u_{sv} = U_{ms} \sin[(\omega_{os} - \omega_{coor})t + \theta_{os}] \end{array} \right\} ; \quad (1.21)$$

et pour le rotor

$$\left. \begin{array}{l} U_{ru} = U_{mr} \cos[(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{coor})t + \theta_{or}] \\ U_{rv} = U_{mr} \sin[(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{coor})t + \theta_{or}] \end{array} \right\} ; \quad (1.22)$$

où

U_{ms}, U_{mr} - les amplitudes des tensions simples;

- $\omega_{os} = 2\pi f_s$ - la vitesse angulaire du champ électromagnétique du stator ;
 $\omega_{or} = 2\pi f_r$ - la vitesse angulaire du champ du rotor ;
 θ_{os} - la phase initiale des tensions des enroulements du stator par rapport aux axes U,V ;
 θ_{or} - la phase initiale des tensions des enroulements du rotor par rapport aux axes U,V.

4. UTILISATION DES DIFFERENTS SYSTEMES D'AXES DE COORDONNEES

Pour étudier la théorie des processus transitoires des machines électriques, on utilise trois systèmes d'axes de coordonnées qui sont des cas particuliers du système d'axes « U,V ».

1°) **Le système d'axes α,β .** Ce système d'axes est immobile par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$), fig.(1.5). Dans les formules (1.17), (1.20), (1.21) et (1.22), les indices U et V sont remplacés par α et β :

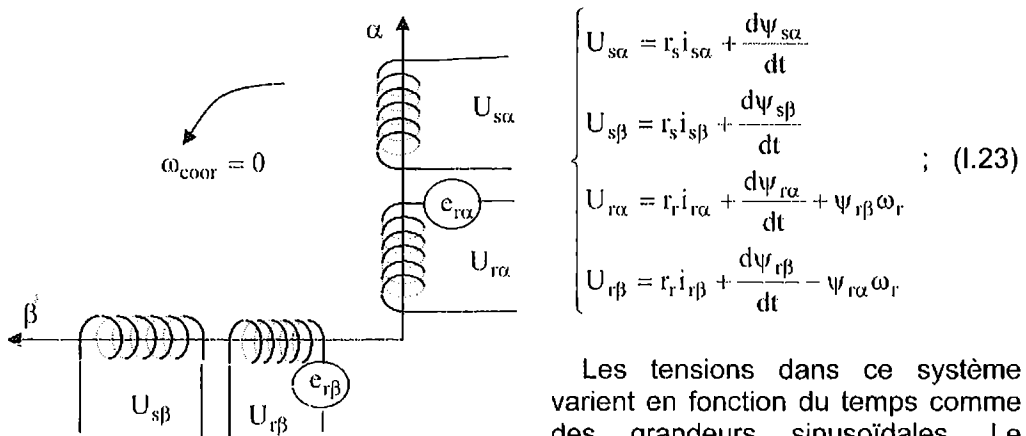


Fig.1.5 Système d'axes « $\alpha\beta$ »

Les tensions dans ce système varient en fonction du temps comme des grandeurs sinusoïdales. Le courant $i_{s\alpha}$ dans ce système est un courant réel d'une phase statorique.

C'est un avantage pour ce système d'axes puisqu'il ne nécessite pas une transformation vers le système réel. Ce système peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator. L'utilisation de ce système est possible pour les machines à courant alternatif et les transformateurs.

2°) **Le système d'axes d,q.** Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r , ($\omega_{coor} = \omega_r$), fig.(1.6). De manière analogue, dans les formules (1.17), (1.20), (1.21), et (1.22) il faut passer au système d'axes d,q en prenant $\omega_{coor} = \omega_r$ et en remplaçant les indices U et V par d, q :

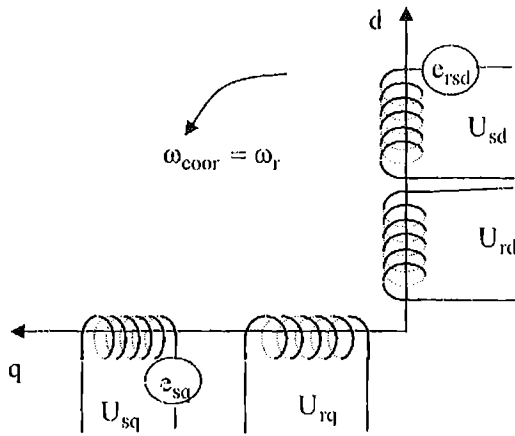


Fig.1.6 Système d'axes « dq »

$$\begin{cases} U_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \psi_{sq} \omega_r \\ U_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \psi_{sd} \omega_r \\ U_{sd} = U_{ms} \cos[(\omega_{os} - \omega_r).t + \theta_{os}] \\ U_{sq} = U_{ms} \sin[(\omega_{os} - \omega_r).t + \theta_{os}] \\ U_{rd} = r_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ U_{rq} = r_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} \\ U_{td} = U_{mr} \cos(\omega_{or} t + \theta_{or}) \\ U_{tq} = U_{mr} \sin(\omega_{or} t + \theta_{or}) \end{cases} ; \quad (1.24)$$

Le système d'axes d,q est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor. Pour la machine asynchrone la fréquence du rotor f_{or} et la vitesse angulaire du champ rotorique $\omega_{or} = 2\pi f_{or}$ sont nulles. Par conséquent, les tensions et les courants du rotor sont des paramètres continus.

3°) Le système d'axes XY. Ce troisième système d'axes tourne avec la vitesse du champ électromagnétique créé par les enroulements du stator (système X,Y avec $\omega_{coor} = \omega_{os}$), fig(1.7).

Ce système d'axes est immobile par rapport au champ électromagnétique de la machine électrique.

Les équations de la machine électrique généralisée sur les axes X,Y sont :

$$\begin{cases} U_{sx} = i_{sx} r_s + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \psi_{sy} \omega_{os} \\ U_{sy} = i_{sy} r_s + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \psi_{sx} \omega_{os} \\ U_{rx} = i_{rx} r_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \psi_{ry} (\omega_{coor} - \omega_r) \\ U_{ry} = i_{ry} r_r + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + \psi_{rx} (\omega_{coor} - \omega_r) \end{cases} ; \quad (1.25).$$

avec

$$\begin{cases} U_{sx} = U_{ms} \cos \theta_{os} \\ U_{sy} = U_{ms} \sin \theta_{os} \\ U_{rx} = U_{mr} \cos[(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{os})t + \theta_{or}] \\ U_{ry} = U_{mr} \sin[(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{os})t + \theta_{or}] \end{cases}$$

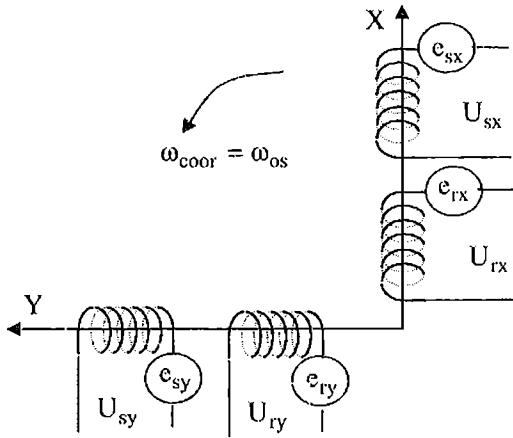


Fig.1.7 Système d'axes XY

L'utilisation du système d'axes X,Y est recommandée pour étudier les machines asynchrones, en particulier les moteurs asynchrones à commande fréquentielle car les tensions du stator sont des tensions continues et ne dépendent pas de la fréquence du réseau.

Dans le cas général, le choix du système d'axes de coordonnées pour l'étude des phénomènes transitoires dans les machines électriques dépend des conditions du problème posé.

5. EQUATIONS DIFFERENTIELLES DE LA MACHINE ELECTRIQUE GENERALISEE SOUS FORME COMPLEXE

Pour étudier les phénomènes transitoires dans les machines électriques, on utilise souvent des grandeurs complexes, [2].

Faisons coïncider l'axe réel avec l'axe U et l'axe imaginaire avec l'axe V; alors:

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{\psi}_s = \psi_{su} + j\psi_{sv} \\ \bar{i}_s = i_{su} + j i_{sv} \\ \bar{U}_s = U_{su} + j U_{sv} \\ \bar{\psi}_r = \psi_{ru} + j\psi_{rv} \\ \bar{i}_r = i_{ru} + j i_{rv} \\ \bar{U}_r = U_{ru} + j U_{rv} \end{array} \right. \quad (1.26)$$

Les tensions peuvent être représentées sous forme complexe :

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= U_m e^{j\theta_{os}} e^{j(\omega_{os} - \omega_{coord})t} \\ \bar{U}_r &= U_m e^{j\theta_{or}} e^{j(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{coord})t} \end{aligned} \quad (1.27)$$

Le système d'équations différentielles sous forme complexe devient:

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\bar{\psi}_s \omega_{coord} \\ \bar{U}_r &= r_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j\bar{\psi}_r (\omega_{coord} - \omega_r) \end{aligned} \quad ; \quad (1.28)$$

Si on utilise un autre système d'axes de coordonnées, il faut remplacer, dans le système (1.28), la vitesse correspondante à ce nouveau système d'axes. Par exemple, pour les axes α, β où $\omega_{coord} = 0$,

$$\bar{U}_s = U_m e^{j\theta_{os}} e^{j\omega_{os} t} = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} \quad (1.28a)$$

$$\bar{U}_r = U_m e^{j\theta_{or}} e^{j(\omega_{or} + \omega_r) t} = r_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} - j\bar{\psi}_r \omega_r$$

Pour les axes d,q où $\omega_{coord} = \omega_r$:

$$\bar{U}_s = U_m e^{j\theta_{os}} e^{j(\omega_{os} - \omega_r) t} = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\bar{\psi}_s \omega_r \quad (1.28b)$$

$$\bar{U}_r = U_m e^{j\theta_{or}} e^{j\omega_{or} t} = r_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt};$$

Et pour les axes X,Y où $\omega_{coord} = \omega_{os}$:

$$\bar{U}_s = U_m e^{j\theta_{os}} = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} + j\bar{\psi}_s \omega_{os} \quad (1.28c)$$

$$\bar{U}_r = U_m e^{j\theta_{or}} e^{j(\omega_{or} + \omega_r - \omega_{os}) t} = r_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} + j\bar{\psi}_r (\omega_{os} - \omega_r)$$

6. PASSAGE D'UN SYSTEME TRIPHASE AU SYSTEME BIPHASE ET INVERSEMENT

La condition de passage du système triphasé au système biphasé est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.

Prenons le vecteur du courant I_1 qui est proportionnel à la force magnétomotrice créée par les courants de toutes les phases. Admettons que les axes triphasés soient immobiles par rapport au stator et que les axes biphasés tournent avec la vitesse ω_{coord} . Projets le vecteur de courant I_1 sur les axes triphasés A,B,C et sur les axes biphasés U,V, Fig.(1.8), [3], [4], [5]:

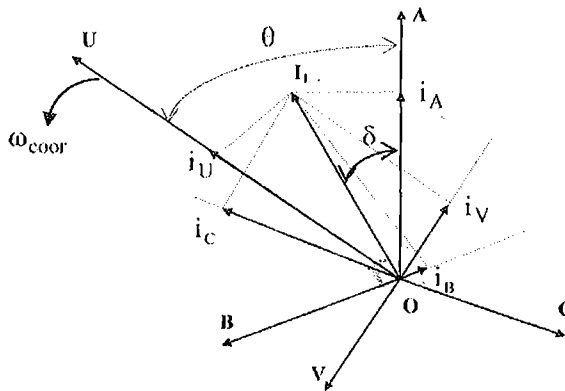


Fig.1.8 Passage du système triphasé au système biphasé

où: I_1 - le vecteur courant;
 $i_A; i_B; i_C$ - les projections du courant I_1 sur les axes triphasés;
 $i_U; i_V$ - les projections du courant I_1 sur les axes biphasés;
 δ - l'angle entre le vecteur courant I_1 et l'axe de la phase A.

A partir de la Fig.(1.8), les projections sur les axes triphasés sont:

$$\begin{aligned} i_A &= I_1 \cos \delta \\ i_B &= I_1 \cos\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \quad ; \\ i_C &= I_1 \cos\left(\delta + \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (1.29)$$

et pour les projections sur les axes biphasés:

$$\begin{aligned} i_U &= I_1 \cos(\theta - \delta) = I_1 \cos(\omega_{\text{coor}} t - \delta) \\ i_V &= -I_1 \sin(\theta - \delta) = -I_1 \sin(\omega_{\text{coor}} t - \delta) \quad ; \end{aligned} \quad (1.30)$$

A partir de (1.29) et (1.30), en tenant compte de

$$\begin{aligned} \cos(\theta - \delta) &= \frac{2}{3} \left\{ \begin{aligned} &\cos \theta \cos \delta + \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ &+ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \\ \sin(\theta - \delta) &= \frac{2}{3} \left\{ \begin{aligned} &\sin \theta \cos \delta + \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\delta - \frac{2\pi}{3}\right) + \\ &+ \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\delta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \right\} \end{aligned}$$

on obtient:

$$\begin{aligned} i_U &= \frac{2}{3} \left[i_A \cos \theta + i_B \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] \\ i_V &= -\frac{2}{3} \left[i_A \sin \theta + i_B \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) + i_C \sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \right] \quad ; \end{aligned} \quad (1.31)$$

Il faut ajouter à (1.31) l'expression du courant i_0 (composante homopolaire):

$$i_0 = \frac{1}{3} (i_A + i_B + i_C) \quad ; \quad (1.31a)$$

Le système formé par les expressions (1.31) et (1.31a) est utilisé pour le passage du système triphasé au système biphasé. Sous forme matricielle, celui-ci se présente comme suit:

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix}; \quad (1.32)$$

La matrice A est appelée matrice de PARK

$$[A] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad (1.33)$$

Pour le passage du système biphasé au système triphasé, il faut utiliser la matrice inverse:

$$[A]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix}; \quad (1.34)$$

Si le système d'axes biphasé est immobile par rapport au système d'axes triphasé, c'est à dire pour le système α, β la vitesse de rotation des axes est nulle $\omega_{\text{coor}} = 0$; on obtient la transformation de CLARK et la matrice de CLARK :

$$[B] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}; \quad (1.35)$$

et

$$[B]^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}; \quad (1.35a)$$

En utilisant (1.35) et (1.35a) on passe d'un système triphasé au système biphasé:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = [B] \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} \quad ; \quad (1.36)$$

et inversement, on passe du système biphasé au système triphasé par:

$$\begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = [B]^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad ; \quad (1.36a)$$

La même transformation de Park définira les courants, les flux et les tensions d'axes (uvo). Cette transformation faite de l'égalité des amplitudes ne conduit pas à l'équivalence des puissances.

Une seconde transformation s'impose. La transformation modifiée de Park repose sur l'invariance des puissances instantanées dans les deux systèmes d'axes (abc) et (dqo), ce qui conduit, de toute évidence, à leur équivalence physique.

La matrice de passage de Park n'est pas orthogonale. En divisant chaque vecteur colonne par sa norme, on obtient une matrice orthogonale dite transformation de Park modifiée.

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (1.37)$$

$$[A_p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

Hormis l'invariance de la puissance, cette nouvelle transformation conduit à des schémas où les inductances sont réciproques.

Lorsque les sommes des composantes réelles (abc) sont nulles, l'équation traduisant la composante homopolaire, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

7. EQUATION DU MOUVEMENT DE LA MACHINE ELECTRIQUE

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation du mouvement au système d'équations différentielles (1.20)[3]:

$$C_e - C_r - F\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} ; \quad (1.38)$$

où

C_e - le couple électromagnétique de la machine;

C_r - le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine;

J - le moment d'inertie;

F - le coefficient de frottement ;

Ω - la vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

La vitesse électrique du rotor,

$$\omega_r = p\Omega \quad ; \quad (1.39)$$

où : p - le nombre de paires de pôles.

En tenant compte de l'expression de la vitesse électrique, l'expression (1.38) devient :

$$C_e - C_r - F\Omega = \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} \quad ; \quad (1.40)$$

Dans la théorie du champ électromagnétique des machines électriques, le couple électromagnétique intervenant dans l'équation (1.40) s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor ;

$$C_e = \frac{\partial W}{\partial \theta_{\text{geom}}} = p \frac{\partial W}{\partial \theta_{\text{élect}}} ; \quad (1.41)$$

Pour la machine électrique biphasée, l'expression de l'énergie électromagnétique est de la forme :

$$W = \frac{1}{2} (\Psi_{su} \cdot i_{su} + \Psi_{sv} \cdot i_{sv} + \Psi_{ru} \cdot i_{ru} + \Psi_{rv} \cdot i_{rv}) ; \quad (1.42)$$

Considérons la puissance absorbée par la machine dans un système d'axes U,V, tout en négligeant les composantes homopolaires:

$$P_a = U_{su} i_{su} + U_{sv} i_{sv} ; \quad (1.43)$$

où

$$\begin{aligned} U_{su} &= r_s i_{su} + \frac{d\Psi_{su}}{dt} - \Psi_{sv} \omega_{\text{coor}} \\ U_{sv} &= r_s i_{sv} + \frac{d\Psi_{sv}}{dt} + \Psi_{su} \omega_{\text{coor}} \end{aligned} ; \quad (1.44)$$

En remplaçant U_{su} et U_{sv} par leurs expressions dans (1.43), on obtient:

$$P_a = r_s i_{su}^2 + \frac{d\psi_{su}}{dt} i_{su} - \psi_{sv} i_{su} \omega_{\text{coor}} + r_s i_{sv}^2 + \frac{d\psi_{sv}}{dt} i_{sv} + \psi_{su} i_{sv} \omega_{\text{coor}} \\ = \left(\frac{d\psi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\psi_{sv}}{dt} i_{sv} \right) + (\psi_{su} i_{sv} - \psi_{sv} i_{su}) \omega_{\text{coor}} + (r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2); \quad (1.45)$$

L'expression (1.45) est composée de trois parties:

- $\left(\frac{d\psi_{su}}{dt} i_{su} + \frac{d\psi_{sv}}{dt} i_{sv} \right)$ - la réserve d'énergie électromagnétique ou variation d'énergie;
- $(\psi_{su} i_{sv} - \psi_{sv} i_{su}) \omega_{\text{coor}}$ - la puissance électromagnétique;
- $(r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2)$ - les pertes par effet Joule.

Sachant que $P_e = C_e \omega_{\text{coor}}$, on obtient

$$C_e = (\psi_{su} i_{sv} - \psi_{sv} i_{su})$$

où

$$\begin{aligned} \psi_{su} &= L_s i_{su} + M i_{ru}; \\ \psi_{sv} &= L_s i_{sv} + M i_{rv}; \end{aligned} \quad (1.46)$$

En remplaçant ψ_{su} et ψ_{sv} par leurs expressions

$$C_e = M(i_{ru} i_{sv} - i_{rv} i_{su}); \quad (1.47)$$

En tenant compte de (1.39), le couple devient,

$$C_e = p(\psi_{su} i_{sv} - \psi_{sv} i_{su}); \quad (1.48)$$

$$C_e = pM(i_{ru} i_{sv} - i_{rv} i_{su}); \quad (1.48a)$$

De manière analogue, on peut déterminer le couple en fonction des paramètres rotoriques.

Déterminons les courants en fonction des flux. Multiplions la première équation du système (1.46) par L_r et la seconde par M .

Par soustraction, on obtient :

$$\psi_{su} L_r - \psi_{ru} M = (L_s L_r - M^2) i_{su}$$

On obtient l'expression du couple en fonction des flux

$$C_e = \frac{pM}{L_s L_r - M^2} (\psi_{ru} \psi_{sv} - \psi_{rv} \psi_{su}) ; \quad (1.49)$$

Pour la machine polyphasée (m phases) ramenée à la machine biphasée, il faut multiplier toutes les expressions du couple électromagnétique par le coefficient $K = m/2$; par exemple:

$$C = \frac{mp}{2} (\psi_{su} i_{sv} - \psi_{sv} i_{su}) ; \quad (1.50)$$

On peut conclure que le modèle mathématique de la machine électrique généralisée biphasée dans le référentiel U,V se résume comme suit:

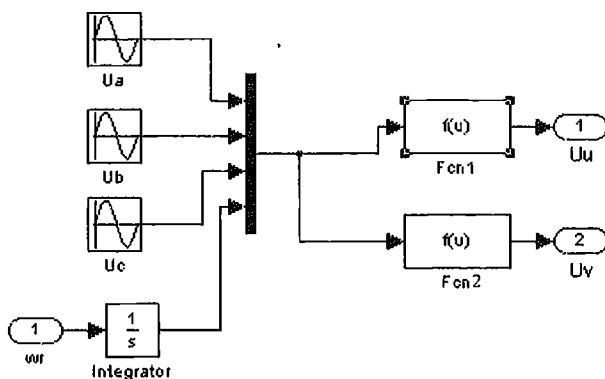
$$\left\{ \begin{array}{l} U_{su} = K_1 \psi_{su} - K_2 \psi_{ru} + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \omega_{\text{coor}} \psi_{sv} \\ U_{sv} = K_1 \psi_{sv} - K_2 \psi_{rv} + \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \omega_{\text{coor}} \psi_{su} \\ 0 = K_3 \psi_{ru} - K_4 \psi_{su} + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \psi_{rv} ; \\ 0 = K_3 \psi_{rv} - K_4 \psi_{sv} + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \psi_{ru} \\ C = k_{K5} (\psi_{sv} \psi_{ru} - \psi_{su} \psi_{rv}) \\ K_5 (\psi_{sv} \psi_{ru} - \psi_{su} \psi_{rv}) - C_{st} = K_6 \frac{d\omega_r}{dt} \end{array} \right. ; \quad (1.51)$$

Les coefficients K_1, K_2, K_3 et K_4 sont déterminés par rapport à (1.20) et

$$K_5 = p \frac{M}{L_s L_r - M^2} ; \quad K_6 = \frac{J}{p} ; \quad (1.52)$$

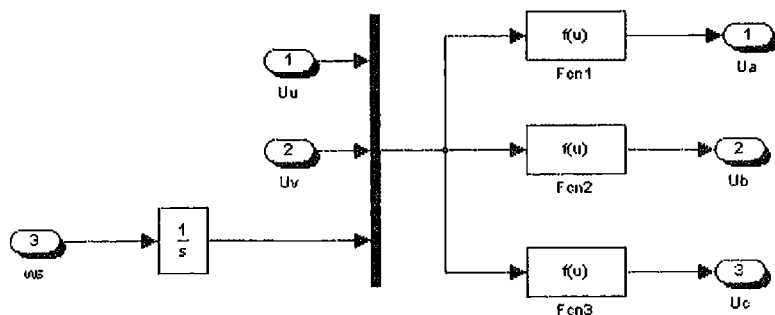
Le système équations (1.51) peut être utilisé pour étudier les différents types de machines électriques.

Les figures (1.9 et 1.10) représentent, respectivement, le modèle de Park et le modèle inverse sous Matlab simulink.



$$\begin{aligned} \text{Fcn1} &: \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[4]) + u[2] * \cos(u[4] + 2 * \pi / 3) + u[3] * \cos(u[4] + 4 * \pi / 3)) \\ \text{Fcn2} &: -\sqrt{2/3} * (u[1] * \sin(u[4]) + u[2] * \sin(u[4] + 2 * \pi / 3) + u[3] * \sin(u[4] + 4 * \pi / 3)) \end{aligned}$$

Fig.1.9 *Modèle de Park*

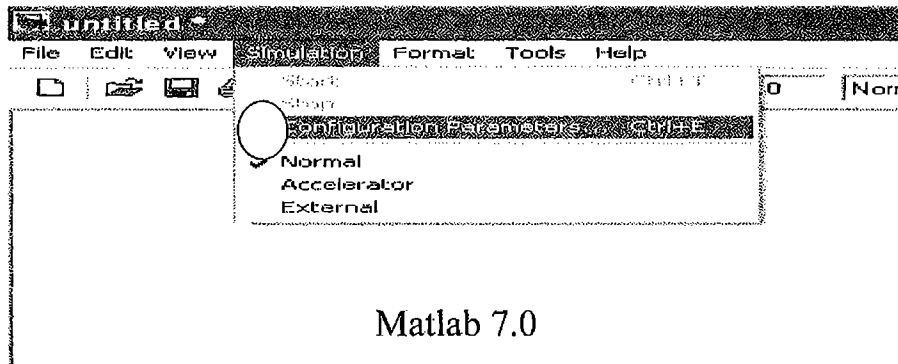


$$\begin{aligned} \text{Fcn1} &: \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[3]) - u[2] * \sin(u[3])) \\ \text{Fcn2} &: \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[3] + 2 * \pi / 3) - u[2] * \sin(u[3] + 2 * \pi / 3)) \\ \text{Fcn3} &: \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[3] + 4 * \pi / 3) - u[2] * \sin(u[3] + 4 * \pi / 3)) \end{aligned}$$

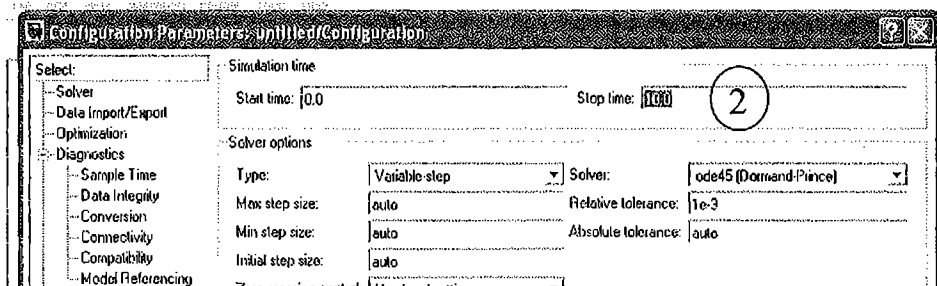
Fig.1.10 *Modèle de Park inverse*

Avant d'entamer toute simulation sous Matlab Simulink,

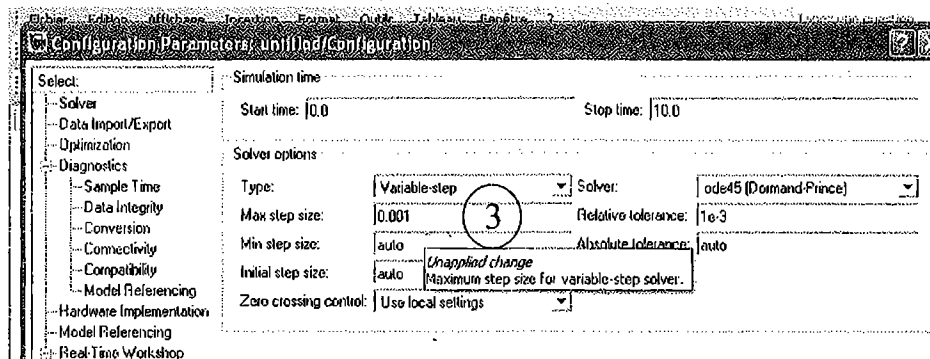
- 1) on doit vérifier les paramètres de configuration de celui-ci de la manière suivante :



- 2) Fixez pour chaque simulation le temps nécessaire « Stop time » :



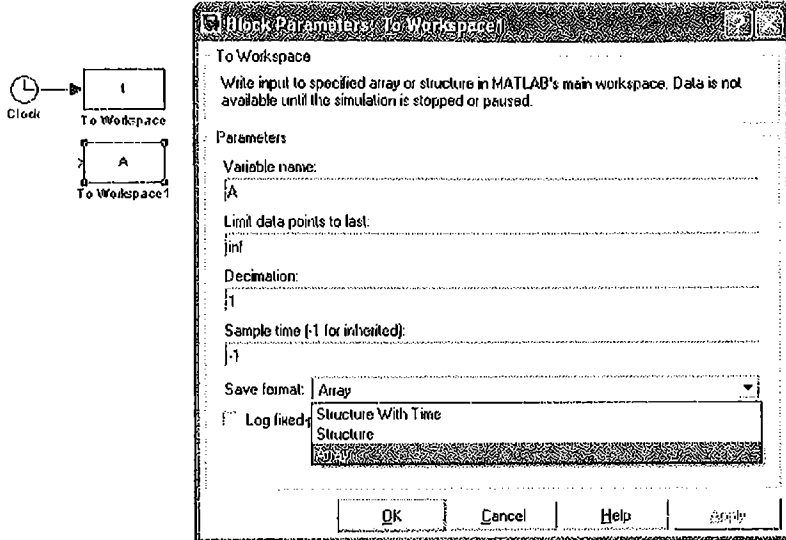
- 3) Le pas Maximum de simulation « Max step size » peut être en option sauf dans le cas d'une simulation précise (exemple : convertisseur statique MLI) où on doit prendre une valeur de l'ordre de $1e^{-3}$:



Pour implémenter les résultats sur le Word, on procède de la manière suivante :

1^{er} étape :

dans le cas où le bloc « to workspace » ne figure pas sur le schéma bloc de simulation, on doit remplacer le bloc « scope » par le bloc « to workspace » ; ensuite, par un double clic, on introduit le nom de la variable et on le sauvegarde en format matriciel (« save format » **ARRAY**)



2^{ème} étape :

à l'aide du programme ci-dessous, on peut afficher et copier les figures sur le Word :

```
figure(1) ;
plot(t,A) ;
grid ;
xlabel('t(sec)') ;
ylabel('A(pu)') ;
title('txte');
```

Dans le cas où on veut afficher plusieurs courbes sur un même système d'axes de coordonnées, on procède comme suit :

```
figure (2)
plot(t,B) ;
hold on
plot(t,C) ;
...
grid ;
xlabel('t(sec)') ;
ylabel('B(pu),C(pu),....');
title('txte');
```


Chapitre II

Modélisation et simulation des machines à courant continu

La machine à courant continu (MCC) est un convertisseur électromécanique permettant la conversion bidirectionnelle de l'énergie. Suivant la méthode de création du champ magnétique, on distingue les excitations électromagnétique et magnétoélectrique. Si la première est créée à l'aide de bobines, la seconde est réalisée à l'aide d'aimants permanents. L'excitation électromagnétique est la plus répandue. Elle peut être obtenue à l'aide d'une source d'alimentation indépendante, ou bien à travers l'induit (auto-excitation). Selon le mode de connexion de l'enroulement d'excitation par rapport à l'induit qui a une grande influence sur les propriétés de la machine, on distingue les excitations indépendante, shunt, série et composée.

Les MCC de conception usuelle sont utilisées en moteur et en générateur. Elles sont réalisées pour différentes gammes de puissances, de tensions et de vitesses de rotation. Cependant la présence du collecteur limite ces machines en puissance et en tension. Leur atout principal réside dans la simplicité de commande et de régulation.

Même si elles sont de moins en moins utilisées dans le domaine de l'industrie, leur emploi comme moteur reste sans équivalent dans le domaine des faibles vitesses ; les équipements domestiques, automobiles (essuie glaces, ventilateurs, démarreur), ...

Pour pallier aux inconvénients du collecteur, et grâce à l'apparition de nouveaux matériaux, plus précisément, d'aimants performants à base de terres rares, on remarque, actuellement, l'utilisation de nouvelles machines à courant continu sans collecteur dont la puissance ne cesse de croître.

1. MODELE DE LA MACHINE A COURANT CONTINU (M.C.C) SUR LES AXES (d,q), [4],[5],[6].

Le modèle de la M.C.C peut être représenté dans le système d'axes (d,q).

Les enroulements considérés dans le modèle sont:

- les enroulements d'excitation série et shunt représentés par les indices respectivement **s** et **f** ;

- les enroulements d'induit, auxiliaire et de compensation sont représentés par les indices respectivement **ad**, **aq**, **aux** et **c**.

Les pôles auxiliaires et de commutation sont placés sur l'axe interpolaire des pôles inducteurs.

Ces pôles produisent une f.e.m de signe opposé de sorte qu'elle annule l'effet de la réaction magnétique d'induit et la f.e.m qui cause les étincelles.

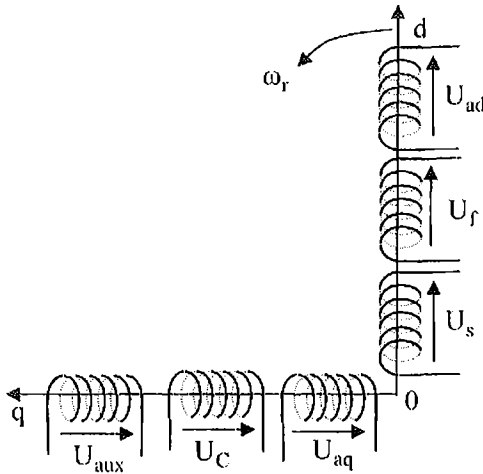


Fig.2.1 Modèle de la M.C.C
sur les axes d et q

Ces enroulements sont placés en série avec l'enroulement de l'induit par rapport à l'axe q.

Comme la position des balais figure seulement sur l'axe q et pour des raisons de simplifications, la composante d'induit selon l'axe d n'est pas représentée sur la fig.(2.2); cependant on doit tenir compte de la mutuelle entre l'induit et le circuit d'excitation.

2. MISE EN EQUATION DE LA M.C.C

D'après le modèle de la fig.(2.2), les relations de tensions et de flux, pour le fonctionnement en génératrice, sont de la forme ci dessous.

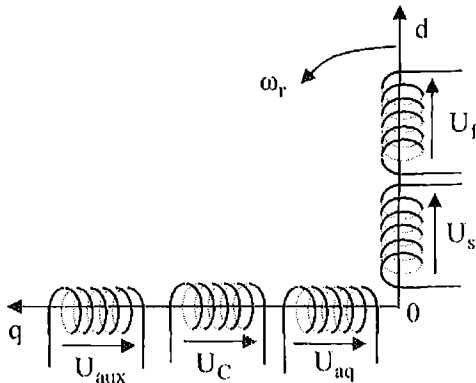


Fig.2.2 Modèle simplifié de la M.C.C
sur les axes d et q

2.1. Equations des tensions

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ U_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\psi_s}{dt} \\ U_c = R_c \cdot I_c + \frac{d\psi_c}{dt} \\ U_{Aux} = R_{Aux} \cdot I_{Aux} + \frac{d\psi_{Aux}}{dt} \\ U_q = -R \cdot I_q - \frac{d\psi_q}{dt} + \omega_r \cdot \psi_d \end{cases} \quad (2.1)$$

2.2 Equations des flux

$$\begin{cases} \psi_f = L_f \cdot I_f + M_{fs} \cdot I_s \\ \psi_s = L_s \cdot I_s + M_{sf} \cdot I_f \\ \psi_c = L_c \cdot I_c + M_{cq} \cdot I_q + M_{cAux} \cdot I_{Aux} \\ \psi_{Aux} = L_{Aux} \cdot I_{Aux} + M_{Auxq} \cdot I_q + M_{Auxc} \cdot I_c \\ \psi_d = M_{fd} \cdot I_f + M_{sd} \cdot I_s \\ \psi_q = L_q \cdot I_q + M_{qc} \cdot I_c + M_{qAux} \cdot I_{Aux} \end{cases} \quad (2.2)$$

Les équations (2-1) et (2-2) peuvent être réduites en considérant la tension et le flux total aux bornes du circuit induit et l'emplacement série de ces enroulements. On peut donc écrire:

$$\begin{cases} U_a = U_q + U_{Aux} + U_c \\ I_q = I_s = -I_c = -I_{Aux} \\ \Psi_a = \Psi_q - \Psi_{Aux} - \Psi_c \end{cases} ; \quad (2.3)$$

Alors:

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I_f + \frac{d\Psi_f}{dt} \\ U_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \\ U_a = -R_a \cdot I_q - \frac{d\Psi_a}{dt} + \omega_r \cdot \Psi_d \end{cases} ; \quad (2.4)$$

On obtient finalement:

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{dI_q}{dt} \\ U_s = R_s \cdot I_q + L_s \cdot \frac{dI_q}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = -R_a \cdot I_q - L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot (M_{fd} \cdot I_f + M_{sd} \cdot I_q) \end{cases} ; \quad (2.5)$$

Avec

$$\begin{aligned} R_a &= R + R_c + R_{Aux} \\ L_a &= L + L_c + L_{Aux} - 2 \cdot (M_{qc} + M_{qAux} - M_{cAux}) \end{aligned} ; \quad (2.6)$$

2.3 Expression du couple électromagnétique

La puissance électrique instantanée de la M.C.C est donnée par la relation suivante:

$$p(t) = U_q \cdot I_q + U_f \cdot I_f + U_s \cdot I_s + U_c \cdot I_c + U_{Aux} \cdot I_{Aux}$$

ou encore :

$$p(t) = U_a \cdot I_q + U_s \cdot I_s + U_f \cdot I_f$$

L'énergie absorbée par la M.C.C pendant un intervalle de temps dt :

$$dW = p(t) \cdot dt$$

$$dW = (R_a I_q^2 + R_s I_s^2 + R_f I_f^2) dt + [d\Psi_f I_f + d\Psi_a I_q + d\Psi_s I_s] + \omega_r \cdot \Psi_d \cdot I_q \cdot dt$$

dW peut être décomposée en:

$$dW = dW_J + dW_{Mag} + dW_{Méc}$$

Avec :

$$\begin{aligned} dW_J &= [R_f \cdot I_f^2 + R_s \cdot I_s^2 + R_a \cdot I_q^2] dt \\ dW_{Mag} &= [d\psi_f \cdot I_f + d\psi_s \cdot I_s + d\psi_a \cdot I_q] \\ dW_{Méc} &= \omega_r \cdot \psi_d \cdot I_q \cdot dt \end{aligned}$$

dW_J - l'énergie dissipée par effet Joule ;

dW_{Mag} - représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans le Champ de couplage ;

$dW_{Méc}$ - l'énergie transformée en énergie mécanique.

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{dW_{Méc}}{d\theta}$$

$C_e \cdot 0$

Donc:

$$C_e = \psi_d \cdot I_q ; \quad (2.7)$$

2.4 Equation du mouvement

L'étude des régimes transitoires fait intervenir des variations non seulement des grandeurs électriques (tension, courant, f.e.m et flux) mais aussi des paramètres mécaniques, couple et vitesse.

L'équation de mouvement s'écrit :

$$C_e - C_{st} = J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} \quad (2.8)$$

3 APPLICATION DE LA THEORIE GENERALISEE AUX DIVERS MODES D'EXCITATION

On considère en premier lieu le cas de la machine à deux excitations, l'une en série **s** et l'autre en dérivation **f**, munie de deux enroulements: compensation et auxiliaire.

Les équations du flux

$$\begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_s \\ \psi_d \\ \psi_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & M_{fs} & 0 \\ M_{fs} & L_s & 0 \\ M_{fd} & M_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ I_s \\ I_q \end{bmatrix} ; \quad (2.9)$$

Avec

$$L_a = L + L_c + L_{aux} - 2(M_{cq} + M_{qaux} - M_{caux})$$

M_{fs} - inductance mutuelle des enroulements f et s couplés magnétiquement ;
 M_{sd} - inductance mutuelle des enroulements s et d couplés magnétiquement.

Les équations des tensions et du couple

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ U_s = R_s \cdot I_s + \frac{d\psi_s}{dt} \\ U_a = -R_a \cdot I_q - \frac{d\psi_a}{dt} + \omega_r \cdot \psi_d \\ C_e = \psi_d \cdot I_q \end{cases} ; \quad (2.10)$$

En utilisant l'équation (2.9), on aura :

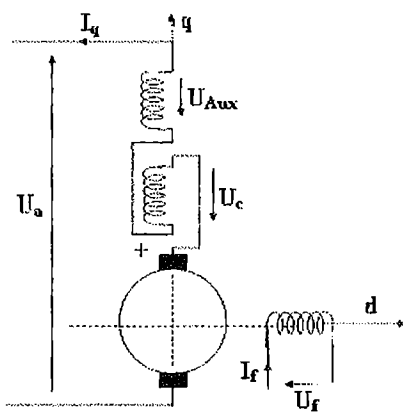
$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{dI_s}{dt} \\ U_s = R_s \cdot I_s + L_s \cdot \frac{dI_s}{dt} + M_{sf} \cdot \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = -R_a \cdot I_q - L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot (M_{fd} \cdot I_f + M_{sd} \cdot I_s) \\ C_e = (M_{fd} \cdot I_f + M_{sd} \cdot I_s) \cdot I_q \end{cases} \quad (2.11)$$

3.1 Fonctionnement en génératrice

3.1.1 Génératrice à excitation séparée

L'excitation est séparée ou indépendante si le courant dans l'inducteur est fourni par une source autre que la génératrice elle-même, et la machine ne possède qu'un seul enroulement d'excitation f.

Les équations (2.9) et (2.11) se réduisent à :



$$\begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_d \\ \psi_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ M_{fd} & 0 \\ 0 & L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ I_q \end{bmatrix} ; \quad (2.12)$$

et

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = -R_a \cdot I_q - L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} \cdot I_f \\ C_e = M_{fd} \cdot I_f \cdot I_q \end{cases} ; \quad (2.13)$$

Fig.2.3 Machine à excitation séparée

3.1.2 Génératrice à excitation shunt

La machine est à excitation shunt lorsque le circuit inducteur f est monté aux bornes de l'induit fig.(2.4.). Dans ce cas $U_f = U_a$ (la tension aux bornes de l'inducteur est égale à celle aux bornes du circuit induit).

Les équations (2.9) du flux et (2.11) des tensions deviennent :

$$\begin{bmatrix} \Psi_f \\ \Psi_d \\ \Psi_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ M_{fd} & 0 \\ 0 & L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ I_q \end{bmatrix}; \quad (2.14)$$

Et

$$\begin{cases} U_a = R_f \cdot I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = -R_a \cdot I_q - L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} \cdot I_f \\ C_e = M_{fd} \cdot I_f \cdot I_q \end{cases} \quad (2.15)$$

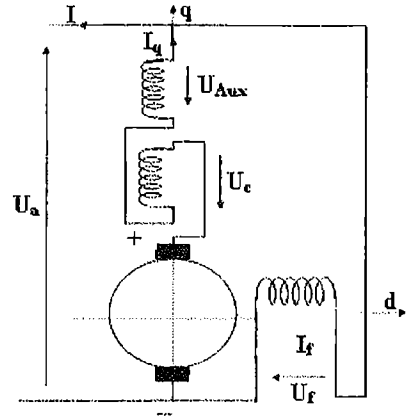


Fig.2.4 Machine à excitation shunt

3.1.3 Génératrice à excitation série

L'enroulement inducteur s est connecté en série avec l'induit, fig.(2.5) avec :

$$I_s = I_q \text{ et } U = U_a - U_s$$

U_a - la tension aux bornes de la génératrice.

U_s - la tension aux bornes de l'excitation série

Les équations du flux :

$$\begin{bmatrix} \Psi_s \\ \Psi_d \\ \Psi_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ M_{sd} & 0 \\ 0 & L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_q \end{bmatrix}; \quad (2.16)$$

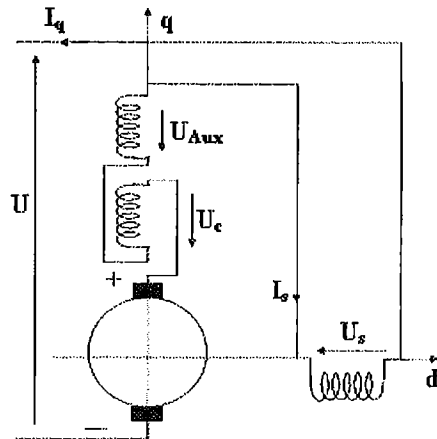


Fig.2.5 Machine à excitation série

et des tensions,

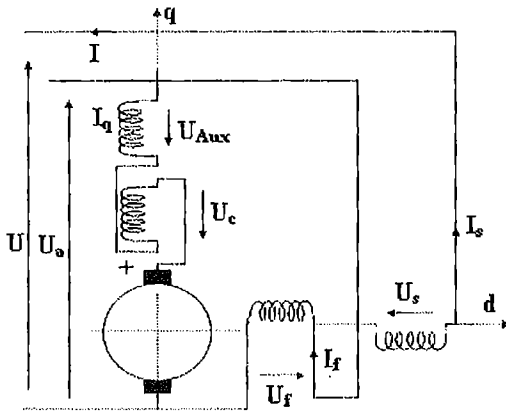
$$\begin{cases} U_s = R_s \cdot I_q + L_s \cdot \frac{dI_q}{dt} \\ U_a = -R_a \cdot I_q - L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{sd} \cdot I_q \\ U = -(R_s + R_a - \omega_r \cdot M_{sd}) I_q - (L_a + L_s) \cdot \frac{dI_q}{dt} \\ C_e = M_{sd} \cdot I_q^2 \end{cases} ; \quad (2.17)$$

3.1.4 Génératrice à excitation composée

La génératrice à excitation composée comporte sur ces pôles principaux un enroulement shunt *f* et un enroulement série *s*. Suivant leur branchement avec l'induit, on distingue deux types :

- Courte dérivation

Lorsque le circuit inducteur shunt est branché aux bornes de l'induit fig.(2.6), la tension aux bornes de la génératrice est :



$$\begin{aligned} U &= U_a - U_s ; \\ U_f &= U_a \quad \text{et} \quad I_q = I_f + I_s \end{aligned}$$

Les équations du flux :

$$\begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_s \\ \psi_d \\ \psi_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & M_{fs} & 0 \\ M_{fs} & L_s & 0 \\ M_{fd} & M_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ I_s \\ I_q \end{bmatrix} ; \quad (2.18)$$

Fig.2.6 Machine à excitation composée
courte dérivation

et les équations des tensions sont:

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I_f + (L_f - M_{fs}) \cdot \frac{dI_f}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{dI_q}{dt} \\ U_s = R_s \cdot (I_q - I_f) + L_s \cdot \frac{dI_q}{dt} + (M_{fs} - L_s) \cdot \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = (-R_a + \omega_r \cdot M_{sd}) I_q - L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot (M_{fd} - M_{sd}) I_f \\ U = -(R_a + R_s - \omega_r \cdot M_{sd}) I_q - (L_a + L_s) \cdot \frac{dI_q}{dt} + (L_s - M_{fs}) \cdot \frac{dI_f}{dt} + ((M_{fd} - M_{sd}) \omega_r + R_s) I_f \\ C_e = (M_{fd} - M_{sd}) I_f \cdot I_q + M_{sd} \cdot I_q^2 \end{cases} \quad (2.19)$$

- Longue dérivation

Lorsque le circuit inducteur shunt est branché aux bornes de la machine fig(2.7). Dans ce cas

$$\begin{cases} U = U_a - U_s \\ U_f = U \\ I_s = I_q \end{cases} ; \quad (2.20)$$

On aura donc :

$$\begin{cases} U_a = (-R_a + \omega_r \cdot M_{sd}) I_q - L_a \cdot \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} I_f \\ U_s = R_s I_q + L_s \cdot \frac{dI_q}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{dI_f}{dt} \\ U_f = R_f I_f + L_f \cdot \frac{dI_f}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{dI_q}{dt} \\ U = -(R_a + R_s - \omega_r \cdot M_{sd}) I_q - (L_a + L_s) \cdot \frac{dI_q}{dt} - M_{fs} \cdot \frac{dI_f}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} I_f \\ C_e = M_{fd} \cdot I_f \cdot I_q + M_{sd} \cdot I_q^2 \end{cases} ; \quad (2.21)$$

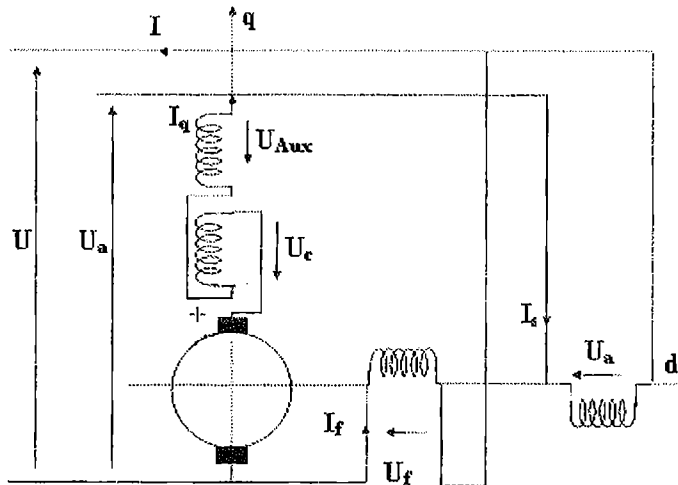


Fig.2.7 Machine à excitation composée longue dérivation

3.2. Fonctionnement en moteur

Les équations obtenues lors du fonctionnement en génératrice seront considérées en fonctionnement moteur avec un changement de signe du courant d'induit, du couple et de la puissance tels que :

$$I'_q = -I_q, \quad C'_e = -C_e$$

3.2.1 Moteur à excitation séparée

On effectue un changement de signe sur les expressions (2.13), on aura:

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I'_f + L_f \cdot \frac{dI'_f}{dt} \\ U_a = R_a \cdot I'_q + L_a \cdot \frac{dI'_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} \cdot I'_f ; \\ C_e = M_{fd} \cdot I'_f \cdot I'_q \end{cases} \quad (2.22)$$

3.2.2 Moteur à excitation shunt

Les expressions (2.13) deviennent :

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot I'_f + L_f \cdot \frac{dI'_f}{dt} \\ U_a = U_f = R_a \cdot I'_q + L_a \cdot \frac{dI'_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} \cdot I'_f ; \\ C_e = M_{fd} \cdot I'_f \cdot I'_q \end{cases} \quad (2.23)$$

3.2.3 Moteur série

En fonctionnement moteur à excitation série, on aura :

$$U = U_a + U_s \quad \text{et} \quad I'_q = I'_s = -I_q$$

Des expressions (2.17) on aura:

$$\begin{cases} U_s = R_s \cdot I'_q + L_s \cdot \frac{dI'_q}{dt} \\ U_a = R_a \cdot I'_q + L_a \cdot \frac{dI'_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{sd} \cdot I'_q \\ U = (R_a + R_s + \omega_r \cdot M_{sd}) \cdot I'_q + (L_a + L_s) \cdot \frac{dI'_q}{dt} \\ C_e = M_{sd} \cdot I_q^2 \end{cases} \quad (2.24)$$

3.2.4 Moteur à excitation composée

- Courte dérivation

$$U = U_a + U_s ; \quad \text{et} \quad U_f = U_a \quad \text{et} \quad I'_s = I'_f + I'_q$$

Les expressions des flux seront :

$$\begin{bmatrix} \psi_f \\ \psi_s \\ \psi_d \\ \psi_a \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & M_{fs} & 0 \\ M_{fs} & L_s & 0 \\ M_{fd} & M_{sd} & 0 \\ 0 & 0 & L_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i'_f \\ i'_s \\ i'_q \end{bmatrix} ; \quad (2.25)$$

Les expressions (2.19) deviennent :

$$\begin{cases} U_f = R_f \cdot i'_f + (L_f + M_{fs}) \cdot \frac{di'_f}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{di'_q}{dt} \\ U_s = R_s \cdot (i'_f + i'_q) + L_s \cdot \frac{di'_q}{dt} + (M_{fs} + L_s) \cdot \frac{di'_f}{dt} \\ U_a = (R_a + \omega_r \cdot M_{sd}) i'_q + L_a \cdot \frac{di'_q}{dt} + \omega_r \cdot (M_{fd} + M_{sd}) i'_f \\ U = (R_a + R_s + \omega_r \cdot M_{sd}) i'_q + (L_a + L_s) \cdot \frac{di'_q}{dt} + (M_{fs} + L_s) \cdot \frac{di'_f}{dt} + (\omega_r \cdot M_{fd} + \omega_r \cdot M_{sd} + R_s) i'_f \\ C'_e = (M_{fd} + M_{sd}) i'_f \cdot i'_q + M_{sd} \cdot i'^2_q \end{cases} \quad (2.26)$$

- Longue dérivation

$$\begin{cases} U = U_a + U_s \\ U_f = U \\ i'_s = i'_q = -i_q \end{cases} ; \quad (2.27)$$

On obtient les expressions (2.28):

$$\begin{cases} U_a = (R_a + \omega_r \cdot M_{sd}) i'_q + L_a \cdot \frac{di'_q}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} \cdot i'_f \\ U_s = R_s \cdot i'_q + L_s \cdot \frac{di'_q}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{di'_f}{dt} \\ U_f = R_f \cdot i'_f + L_f \cdot \frac{di'_f}{dt} + M_{fs} \cdot \frac{di'_q}{dt} \\ U = (R_a + R_s + \omega_r \cdot M_{sd}) i'_q + (L_a + L_s) \cdot \frac{di'_q}{dt} \\ \quad + M_{fs} \cdot \frac{di'_f}{dt} + \omega_r \cdot M_{fd} \cdot i'_f \\ C'_e = M_{fd} \cdot i'_f \cdot i'_q + M_{sd} \cdot i'^2_q \end{cases} \quad (2.28)$$

La machine à courant continu peut être alimentée par:

- Un échelon de tension pour différents types d'excitation (séparée, shunt, série, composée) ;
- Un hacheur pour l'utilisation en mode de variateur de vitesse ;
- Une tension sinusoïdale (alternative) dans le cas d'une machine série (universelle) .

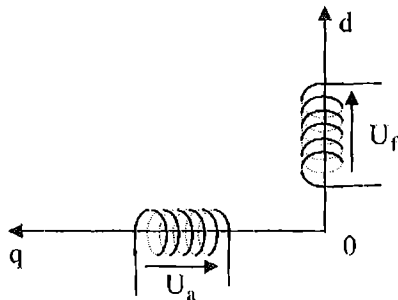
4. APPLICATIONS

4. 1. Modélisation et simulation de la génératrice à courant continu (GCC) à excitation séparée

Considérons la modélisation de la génératrice à courant continu sans compensation et sans pôles auxiliaires.

$$\begin{cases} R_{aux} = R_C = 0 \\ L_{aux} = L_C = M_{aux} = 0 \end{cases} \quad (2.29)$$

On peut représenter la génératrice à excitation séparée par le schéma donné sur la figure (2.8) ci-dessous :



En tenant compte de (2.29), les expressions (2.6) deviennent:

$$\begin{cases} R_a = R \\ L_a = L \end{cases}$$

On obtient alors :

$$\begin{cases} U_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = -R I_q - L \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{fd} I_f \end{cases} \quad (2.30)$$

Fig.2.8 Modèle de la GCC non compensée et sans pôles auxiliaires

A vide, le courant d'induit I_q est nul, l'expression de la tension aux bornes de l'induit devient : $U_{a\ vide} = \omega_r M_{fd} I_f$

Si on applique une charge résistive-inductive on obtient

$$\begin{cases} U_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = -R_T I_q - L_T \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{fd} I_f \end{cases} \quad (2.31)$$

Avec :

$$\begin{cases} R_T = R + R_{ch} \\ L_T = L + L_{ch} \end{cases}$$

La puissance de l'induit est définie par :

Paramètres de la machine :

Uf=220;

Rf=880;

Lf=55.366;

Mfd=5.213;

R=6.67;

L=0.198;

Rch=8.8;

Lch=0.2

La figure (II-10) représente les résultats de simulation de la génératrice à courant continu à excitation séparée.

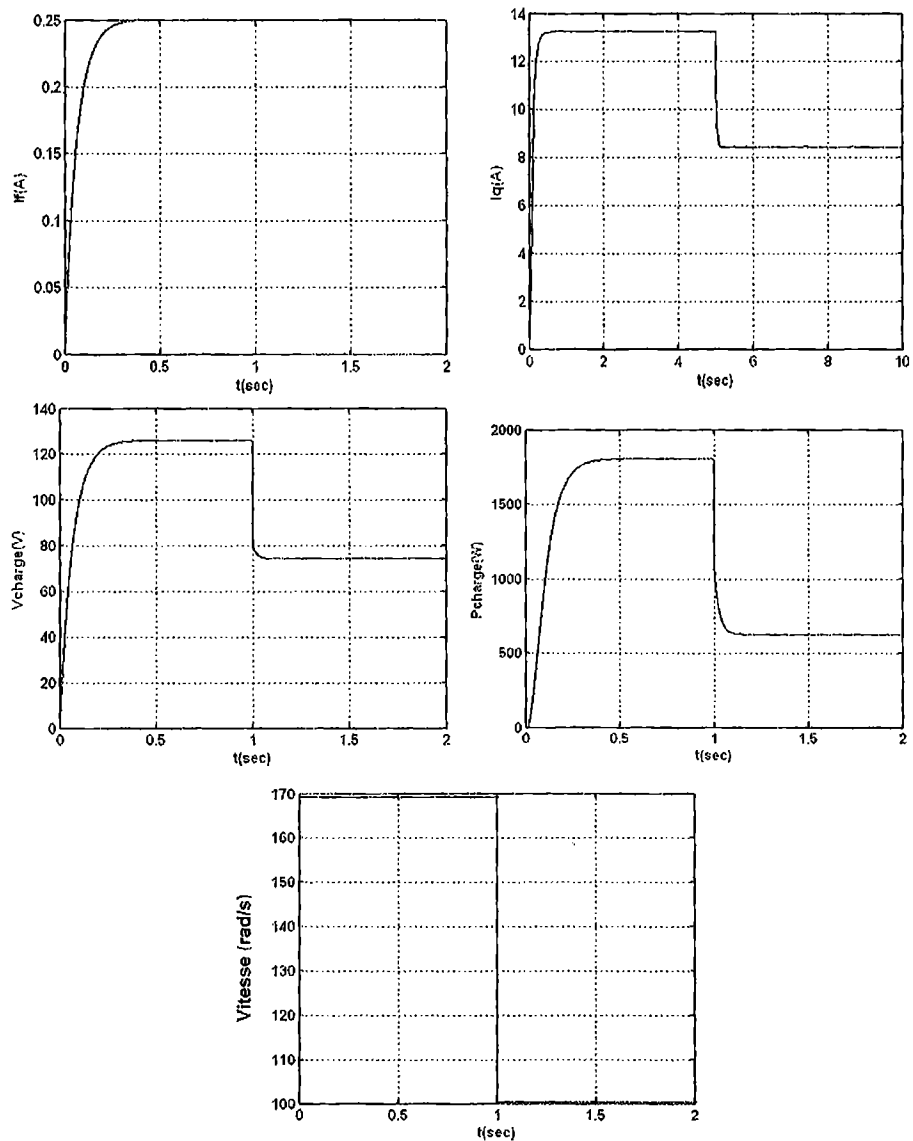


Fig.2.10 Caractéristiques de la génératrice à excitation séparée

Les figures ci-dessus montrent que :

- pour une valeur de vitesse de 170 rad/s , le courant I_q , la tension de charge U_{ch} et la puissance de charge P_{ch} atteignent les valeurs 13 A , 127 V et 1800 W respectivement ;
- Lorsque la valeur de celle-ci chute à 100 rad/s , ces paramètres diminuent proportionnellement : $I_q = 8.5 \text{ A}$, $U_{ch} = 75 \text{ V}$ et $P_{ch} = 600 \text{ W}$.

4.2 Modélisation et simulation d'un moteur à courant continu shunt.

Comme les enroulements aq, Aux et c sont en série, alors on peut les remplacer par un seul enroulement d'indice a.

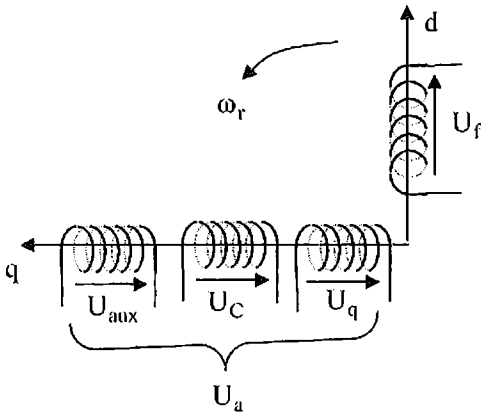


Fig.2.11 Modèle du MCC sur les axes (d,q)

En faisant appel aux équations (2.6), on obtient alors le modèle simplifié du moteur à courant continu (MCC) sur les axes (d,q), représenté sur la fig.(2.11).

$$\begin{cases} U_a = U_q + U_{Aux} + U_c \\ I_a = I_q = -I_{Aux} = -I_c \end{cases}$$

et

$$\begin{aligned} R_a &= R + R_c + R_{Aux} \\ L_a &= L + L_c + L_{Aux} - 2(M_{qc} + M_{qAux} - M_{cAu}) \end{aligned} \quad (2.33)$$

Le schéma électrique équivalent de la MCC shunt est représenté sur la fig.(2.12).

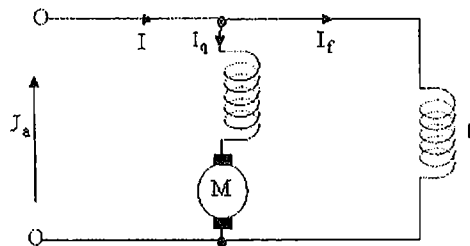


Fig.2.12 Schéma électrique équivalent de la MCC shunt

A partir du système d'équations (2.23), on écrit :

$$U_a = U_f \quad (2.34)$$

$$\begin{cases} U_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{fd} I_f \\ C_e = M_{fd} I_f I_q \end{cases} \quad (2.35)$$

$$\text{et} \quad C_e = C_{st} + J \frac{d\omega_r}{p dt} \quad (2.36)$$

En remplaçant les expressions (2.34) et (2.36) dans le système d'équations (2.35), on obtient :

$$\begin{cases} U_f = R_f I_f + L_f \frac{dI_f}{dt} \\ U_a = R_a I_a + L_a \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{fd} I_f \\ C_{st} + \frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = M_{fd} I_f I_q \end{cases} \quad (2.37)$$

où $U_a = U_f$.

La représentation de la MCC shunt sous forme d'équations d'état est de la forme :

$$\begin{cases} \frac{dI_f}{dt} = \frac{1}{L_f} (U_a - R_f I_f) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_a} (U_a - R_a I_q - \omega_r M_{fd} I_f) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{p}{J} (M_{fd} I_f I_q - C_{st}) \end{cases} \quad (2.38)$$

Le système (2.38) est équivalent au système (2.39) suivant :

$$\begin{cases} \dot{I}_f = \frac{1}{L_f} U_a - \frac{R_f}{L_f} I_f \\ \dot{I}_q = \frac{1}{L_a} U_a - \frac{R_a}{L_a} I_q - \frac{M_{fd}}{L_a} \omega_r I_f \\ \dot{\omega}_r = \frac{p}{J} M_{fd} I_f I_q - \frac{p}{J} C_{st} \end{cases} \quad (2.39)$$

La représentation du système d'équations (2.39) sous forme de schéma bloc est donnée par la fig.(2.13).

Le système matriciel (2.40) est de la forme:

$$[U] = [A][I] + [L] \left[\dot{I} \right] \quad (2.41)$$

Le système (2.41) peut être présenté sous forme de système d'état :

$$[L] \left[\dot{I} \right] = [U] - [A][I] \quad (2.42)$$

avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} L_f & 0 \\ 0 & L_a \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I] = \begin{bmatrix} I_f \\ I_q \end{bmatrix}; \quad [\dot{I}] = \begin{bmatrix} \dot{I}_f \\ \dot{I}_q \end{bmatrix}; \quad [U] = \begin{bmatrix} U_a \\ U_a \end{bmatrix}$$

et

$$[A] = \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ \omega_r M_{fd} & R_a \end{bmatrix} = \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ M_{fd} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

L'expression (2.43) devient:

$$[A] = \omega_r [B] + [C] \quad (2.44)$$

Avec :

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ M_{fd} & 0 \end{bmatrix}; \quad [C] = \begin{bmatrix} R_f & 0 \\ 0 & R_a \end{bmatrix}$$

En remplaçant le système (2.44) dans le système (2.42), on obtient :

$$[L][\dot{I}] = [U] - \omega_r [B][I] - [C][I] \quad (2.45)$$

On obtient finalement:

$$[\dot{I}] = [L^{-1}] \{ [U] - \omega_r [B][I] - [C][I] \} \quad (2.46)$$

et

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P}{J} (M_{fd} I_f I_q - C_r) \quad (2.47)$$

La représentation du système d'équations (2.46) et de l'équation (2.47) sous forme de schéma bloc est donnée par la fig.(2.14).

a) sans auxiliaire et sans compensation :

$$L_a=L$$

$$R_a=R$$

b) avec auxiliaire et sans compensation :

$$L_a=L +L_{aux} -2*M_{qaux}$$

$$R_a=R+R_{aux}$$

c) avec auxiliaire et compensation :

$$L_a=L +L_{aux} + L_c -2*(M_{qaux}+M_{qc}-M_{caux})$$

$$R_a=R+R_{aux}+ R_c$$

4.2.1 La M.C.C sans les enroulements de compensation et auxiliaire

Tous les systèmes d'équations demeurent les mêmes, à l'exception des expressions (2.33) qui seront exprimées par :

$$\begin{cases} R_a = R \\ L_a = L \end{cases} \quad (2.48)$$

Les résultats de simulation sont représentés sur la fig.(2.15).

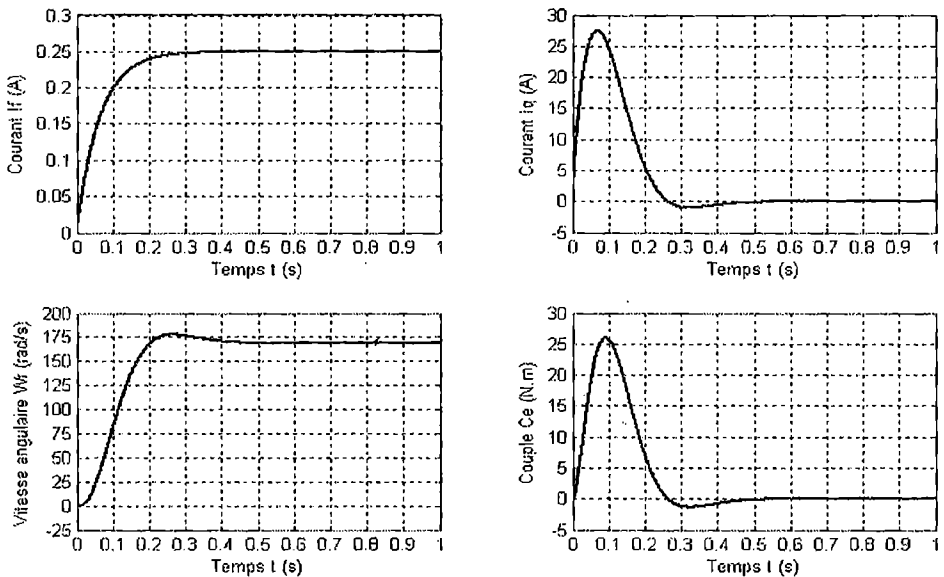


Fig.2.15 Caractéristiques d'un moteur à excitation shunt sans les enroulements auxiliaire et de compensation

4.2.2 La M.C.C avec l'enroulement auxiliaire et sans celui de Compensation

En tenant compte de l'enroulement auxiliaire, les expressions (2.33) deviennent :

$$\begin{cases} R_a = R + R_{aux} \\ L_a = L + L_{aux} - 2M_{qAux} \end{cases} \quad (2.49)$$

Les résultats de simulation sont représentés sur la fig.(2.16).

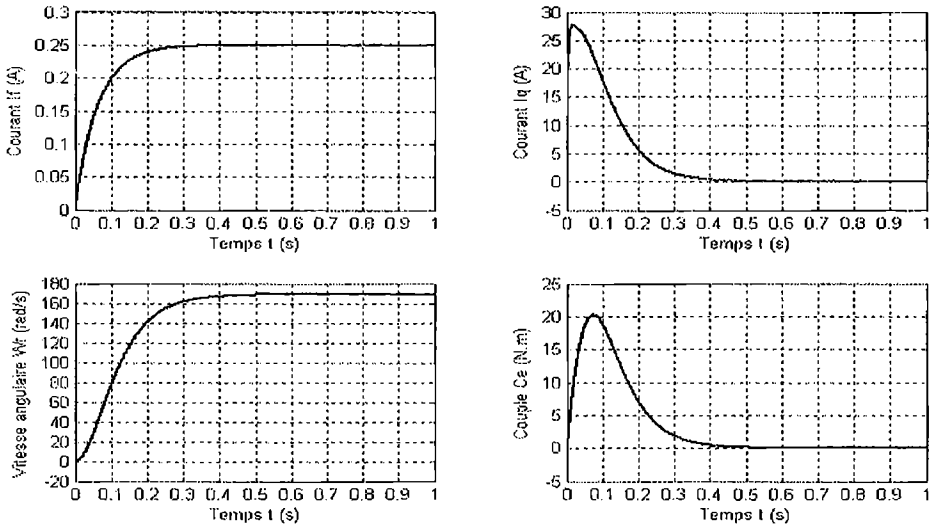


Fig.2.16 Caractéristiques d'un moteur à excitation shunt avec l'enroulement auxiliaire et sans celui de compensation

4.2.3 La M.C.C avec les enroulements auxiliaire et de compensation

Dans le cas où on tient compte des deux enroulements auxiliaire et de compensation, les expressions (2.33) demeurent les mêmes :

$$\begin{cases} R_a = R + R_c + R_{aux} \\ L_a = L + L_c + L_{aux} - 2(M_{qAux} + M_{qc} - M_{caux}) \end{cases} \quad (2.50)$$

Les résultats de simulation sont représentés sur la fig.(2.17).

Interprétation des résultats

Au démarrage, le courant I_f (A) croit par rapport au temps de manière proportionnelle pour atteindre son régime permanent à $t \approx 0.3$ s, (fig.2.15). Les enroulements auxiliaire et de compensation ne présentent aucun effet sur le courant inducteur fig.(2.16) et fig.(2.17).

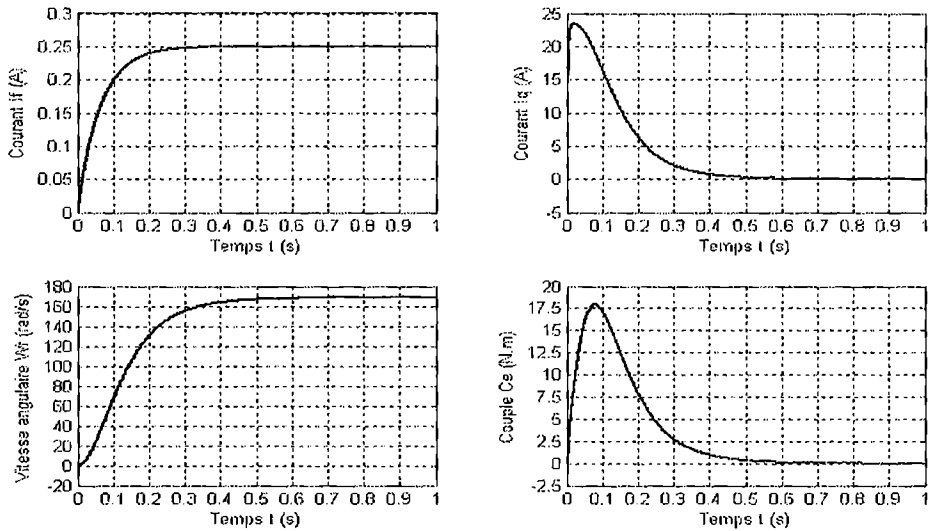


Fig.2.17 Caractéristiques d'un moteur à excitation shunt avec les enroulements auxiliaire et de compensation

Au démarrage, le courant I_q (A) montre un pic représentant 6 fois la valeur du courant nominal fig.(2.15). A $t \approx 0.06s$, le courant décroît pour atteindre son régime permanent ($t=0.3s$). Les enroulements auxiliaire et de compensation diminuent ce courant choc de façon importante (fig.(2.16) et fig.(2.17) ; néanmoins, ils augmentent légèrement la durée du phénomène transitoire.

Le couple C_e (N.m) représente une image du courant I_q (A), et par conséquent le comportement mécanique du moteur est analogue à celui du courant induit. Lors du démarrage, le couple développé par la M.C.C shunt croit proportionnellement avec le temps, atteint son maximum à $t \approx 0.1s$, qui est appelé couple choc de démarrage C_d (N.m), puis il décroît jusqu'à atteindre le couple permanent à $t \approx 0.3s$, (fig.2.15).

Les enroulements auxiliaire et de compensation diminuent ce couple choc, (fig.(2.16), fig.(2.17). Cependant, comme dans le cas précédent, ils augmentent légèrement la durée du phénomène transitoire.

Au démarrage, la vitesse ω_r (rad/s) croit pour atteindre son régime permanent à $t \approx 0.3s$, (fig.(2.15). Les enroulements auxiliaire et de compensation diminuent la vitesse en régime établi à cause des paramètres L_a et R_a , comme ils augmentent aussi légèrement la durée du phénomène transitoire (fig.(2.16) et fig.(2.17).

La figure (2.18) représente les caractéristiques globales d'un moteur à courant continu à excitation shunt.

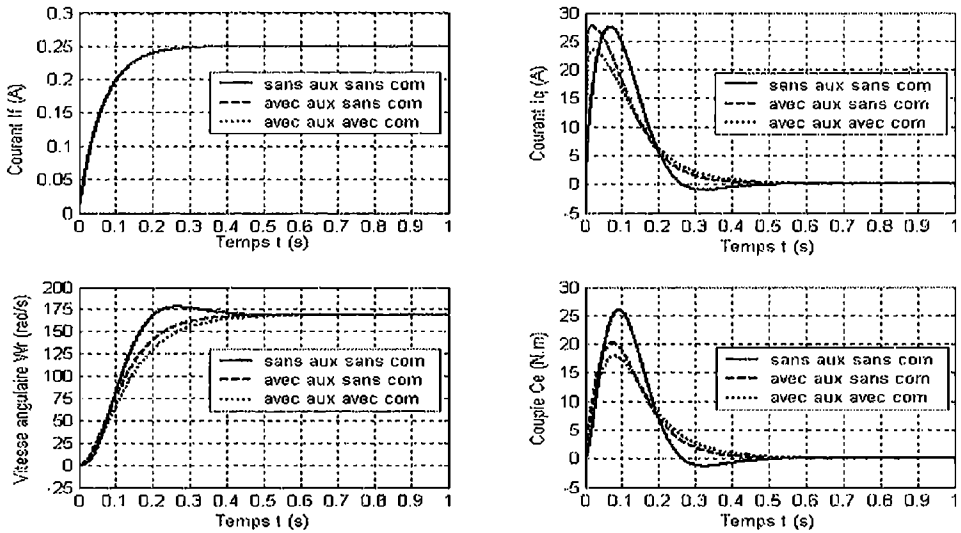


Fig.2.18 Caractéristiques globales du moteur à excitation shunt

4. 3 Modélisation et simulation d'un moteur à courant continu série

Le moteur à excitation série (moteur universel) est utilisé dans l'industrie et dans le transport, il est destiné à l'entraînement des laminoirs, des machines outils, dans la traction électrique (traction ferroviaire, les appareils de lavage, ...).

4.3.1 Modèle de la machine à excitation série sans enroulements auxiliaire et de compensation.

A partir du modèle généralisé sur les axes (d,q) de la machine à courant continu, et suivant les connexions des enroulements, on peut déduire facilement le modèle du moteur à excitation série sans les enroulements de compensation et auxiliaire.

Reprenons le système d'équations (2.24)

$$\begin{cases} U_s = R_s I_q + L_s \frac{dI_q}{dt} \\ U_a = R_a I_q + L_a \frac{dI_q}{dt} + \omega_r M_{sd} I_q \\ C_e = M_{sd} I_q^2 \end{cases} \quad (2.51)$$

Sachant que $I_s = I_q$ et que :

$$U = U_s + U_a \quad (2.52)$$

En remplaçant les deux équations du système (2.51) dans (2.52), on obtient :

$$(L_s + L_a) \frac{dI_q}{dt} = U - (R_s + R_a)I_q - \omega_r M_{sd} I_q \quad (2.53)$$

En introduisant l'équation mécanique : $\frac{J}{p} \frac{d\omega}{dt} = C_e - C_{st}$, on peut écrire :

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p}{J} (M_{sd} I_q^2 - C_{st}) \quad (2.54)$$

A partir des équations précédentes, on peut construire le schéma fonctionnel comme il est illustré sur la figure (2.19).

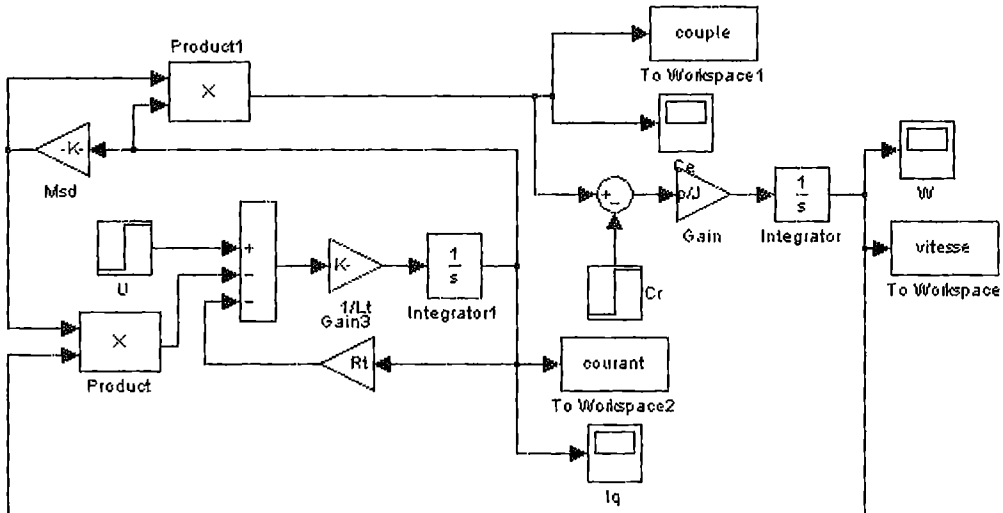


Fig.2.19 Schéma bloc de simulation du moteur série

Paramètres de la machine

%avec auxiliaire et compensation

$L=0.0868$; $L_s=0.198$; $J=0.0398$; $R_s=1.158$; $R=6.67$; $R_c=1.4$; $R_{aux}=1.23$;
 $L_c=0.1$; $L_{aux}=0.061$; $M_{cq}=0.151$; $M_{qaux}=0.118$; $M_{caux}=0.1058$; $U=220$; $p=1$;
 $R_t=R_s + R_a=R_s+R+R_{aux}+R_c$;
 $L_t=L_s+L_a=L_s+L+L_{aux}+L_c-2*(M_{cq}+M_{qaux}-M_{caux})$;
 $M_{sd}=0.2125$;

On note :

$$R_t = R + R_s ; \quad L_t = L + L_s .$$

4.3.2 Mise en équations de la MCC à excitation série avec les enroulements auxiliaire et de compensation

$$U = U_a + U_c ;$$

$$\begin{cases} U_s = R_s \times I_s + \frac{d\Psi_s}{dt} \\ U_c = R_c \times I_c + \frac{d\Psi_c}{dt} \\ U_{aux} = R_{aux} \times I_{aux} + \frac{d\Psi_{aux}}{dt} \\ U_q = -R \times I'_q - \frac{d\Psi'_q}{dt} + \omega_r \times \Psi_d \end{cases} \quad (2.55)$$

Les expressions de flux

$$\begin{cases} \Psi_s = L_s \times I_s \\ \Psi_c = L_c \times I_c + M_{cq} \times I'_q + M_{caux} \times I_{aux} \\ \Psi_{aux} = L_{aux} \times I_{aux} + M_{auxq} \times I'_q + M_{auxc} \times I_c \\ \Psi_d = M_{sd} \times I_s \\ \Psi'_q = L \times I'_q + M_{qc} \times I_c + M_{qaux} \times I_{aux} \end{cases} \quad (2.56)$$

Les expressions de la tension et du courant,

$$\begin{aligned} U &= U_a + U_s = U_q + U_{aux} + U_c + U_s \\ I_q &= -I'_q = I_c = I_{aux} = I_s \end{aligned}$$

On obtient finalement:

$$\begin{aligned} U &= R \times I_q + L \frac{dI_q}{dt} - M_{cq} \times \frac{dI_q}{dt} - M_{qaux} \times \frac{dI_q}{dt} + \omega_r \times M_{sd} \times I_q + R_c \times I_q + \\ &L_c \times \frac{dI_q}{dt} - M_{cq} \times \frac{dI_q}{dt} + M_{caux} \times \frac{dI_q}{dt} + R_{aux} \times I_q + L_{aux} \times \frac{dI_q}{dt} - M_{auxq} \times \frac{dI_q}{dt} + \\ &M_{auxc} \times \frac{dI_q}{dt} + R_s \times I_q + L_s \times \frac{dI_q}{dt}. \end{aligned} \quad (2.57)$$

Ou bien

$$\begin{aligned} \frac{dI_q}{dt} [L_s + L_c + L_{aux} + L - 2(M_{qc} + M_{qaux} - M_{caux})] + \\ + \omega_r M_{sd} \times I_q + (R + R_c + R_{aux} + R_s) \times I_q = U \end{aligned}$$

On note : $R_t = R_s + R_a = [R_s + R_c + R_{aux} + R]$

$$L_t = L_s + L_a = [L_s + L_c + L_{aux} + L - 2(M_{qc} + M_{qaux} - M_{caux})]$$

4.3.3 Mise en équations de la M.C.C à excitation série avec les enroulements auxiliaire et sans celui de la compensation

On prend les mêmes expressions que celles présentées dans l'étape précédente sauf que les paramètres des enroulements de compensation sont nuls.

Alors :

$$U = U_q + U_s + U_{aux}$$

$$R_s + R_a = [R_s + R_{aux} + R] = R_t$$

$$L_s + L_a = [L_s + L_{aux} + L - 2(M_{qaux})] = L_t$$

La figure (2.20) représente les résultats de simulation du moteur à excitation série pour les trois cas considérés.

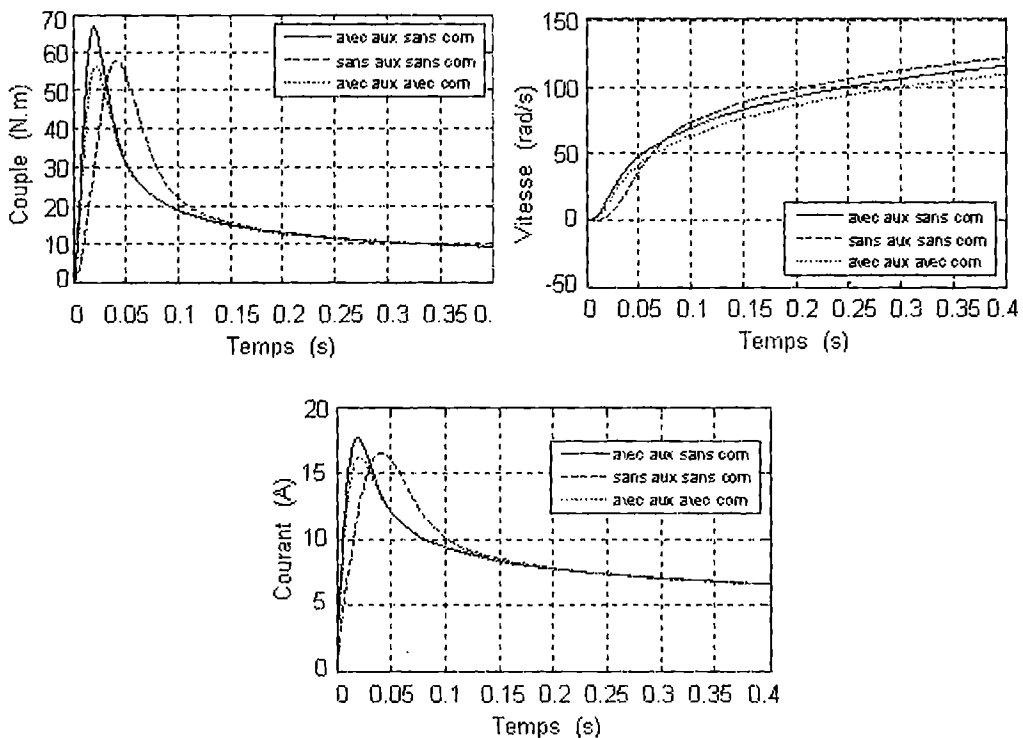


Fig.2.20 Caractéristiques globales du moteur à excitation série

Pour éviter l'emballement du moteur série, on doit dans tous les cas lui appliquer au minimum une charge de l'ordre de 25% de sa charge nominale. Avec l'application d'une tension $U = 220$ V et d'une charge $Cr = 6$ N.m, la vitesse est de 157rad/sec.

L'utilisation des enroulements auxiliaire et de compensation, comme dans le cas du moteur shunt, diminue la valeur choc du courant et celle du couple au démarrage et augmente légèrement la durée du phénomène transitoire.

Le moteur à courant continu à excitation série est connu comme étant un moteur universel ; c'est à dire qu'il peut être aussi alimenté par une source de tension alternative monophasée (à condition que son circuit magnétique soit

feuilleté). Ce type de machines électriques est très répandu dans les appareils électroménagers.

La figure (2.21) représente les principales caractéristiques du moteur série, en absence des enroulements auxiliaire et de compensation, alimenté par une source de tension alternative.

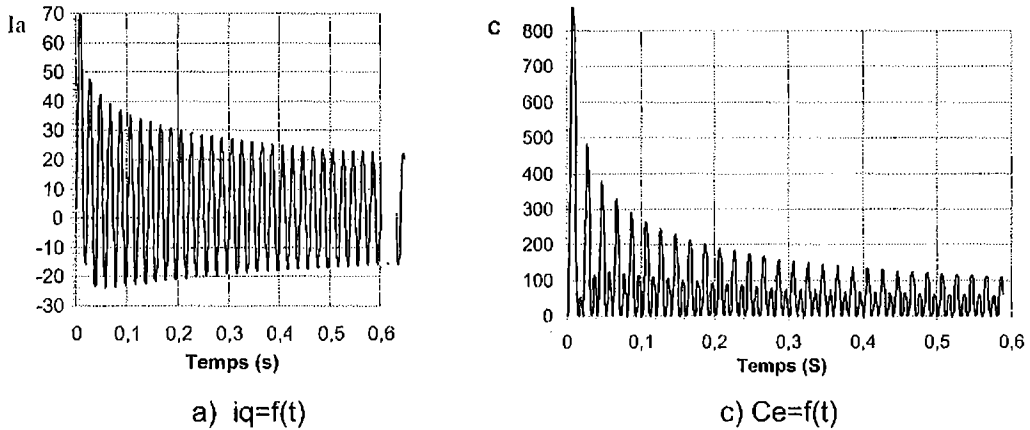


Fig.2.21 Caractéristiques d'un moteur série alimenté par une source de tension alternative

Remarque : on peut mettre aussi en évidence l'influence des résistances des enroulements d'excitation, d'induit, des pôles auxiliaires, de compensation, du moment d'inertie, ainsi que de la tension d'excitation sur les caractéristiques principales de la machine en faisant varier leurs valeurs propres.

Chapitre III

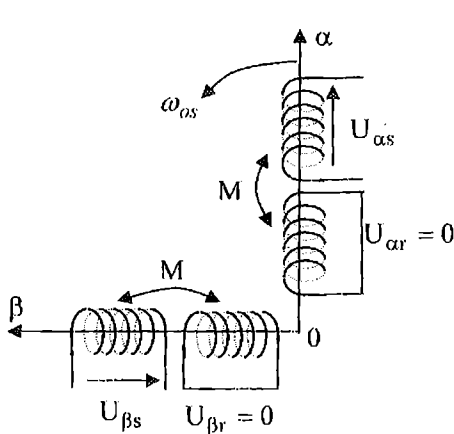
Modélisation et simulation des machines asynchrones à cage d'écurueil

1. MODELISATION ET SIMULATION DES MOTEURS ASYNCHRONES TRIPHASÉS A CAGE , [3],[4],[5].

Les moteurs asynchrones triphasés représentent plus de 80 % du parc moteur électrique.

On distingue deux types de machines asynchrones selon que les enroulements rotoriques sont bobinés ou à cage d'écurueil. Les avantages des moteurs à cage d'écurueil résident dans leur simplicité de construction, de manœuvre et d'entretien, leur robustesse mécanique et leur faible prix de revient. Le moteur asynchrone est très couramment utilisé dans une gamme de puissances allant de quelques centaines de watts à plusieurs milliers de kilowatts. Il est caractérisé par un fonctionnement stable, une vitesse pratiquement constante et un rendement élevé autour de la charge nominale.

La modélisation de ce type de moteur est traitée dans la majorité des cas dans le référentiel (α, β) lié au stator ($\omega_{coor} = 0$), (fig.3.1). Le système d'équations est de la forme :



$$\begin{cases} U_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ 0 = U_{r\alpha} = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \psi_{r\beta} \omega_r \\ 0 = U_{r\beta} = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \psi_{r\alpha} \omega_r \end{cases} \quad (3.1)$$

avec :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + M i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + M i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta} \end{cases} \quad (3.2)$$

Fig.3.1 Modèle de la machine

En introduisant les expressions des flux (3.2) dans le système (3.1), celui-ci devient :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sa} = R_s i_{sa} + L_s \frac{di_{sa}}{dt} + M \frac{di_{ra}}{dt} \\ U_{sb} = R_s i_{sb} + L_s \frac{di_{sb}}{dt} + M \frac{di_{rb}}{dt} \\ 0 = R_r i_{ra} + L_r \frac{di_{ra}}{dt} + M \frac{di_{sa}}{dt} + \omega_r (L_r i_{rb} + M i_{sb}) \\ 0 = R_r i_{rb} + L_r \frac{di_{rb}}{dt} + M \frac{di_{sb}}{dt} - \omega_r (L_r i_{ra} + M i_{sa}) \end{array} \right. ; \quad (3.3)$$

Le système d'équations (3.3) peut être exprimé sous la forme :

$$[L] \frac{d[I]}{dt} = -[R][I] + [U] \quad (3.4)$$

avec :

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r M & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r M & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix} ; \quad [L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [I] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \end{bmatrix} ;$$

$$[U] = [U_{sa} \ U_{sb} \ 0 \ 0]^t .$$

A partir de l'expression (3.4) on peut écrire :

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[U] \quad (3.5)$$

Cette expression représente la forme équivalente de l'équation d'état

$\frac{dX}{dt} = AX + BU$, avec : $A = -[L]^{-1}[R]$; $B = [L]^{-1}$ et $[R] = [R_1] + \omega_r [R_2]$, où

$$[R_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad [R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

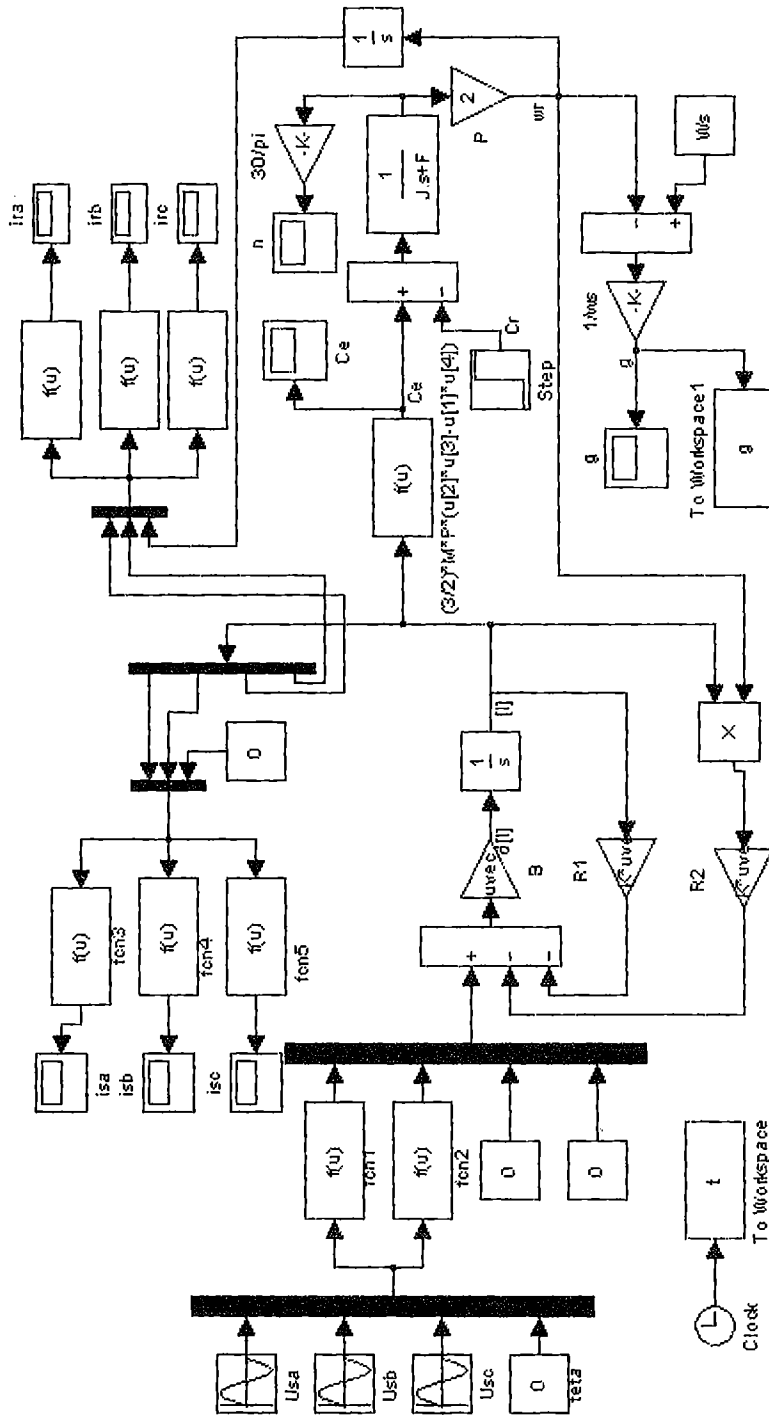
Afin d'étudier les phénomènes transitoires avec une vitesse rotorique variable (démarrage, freinage, variation de charge), il faut compléter le modèle par les équations du mouvement:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (3.6)$$

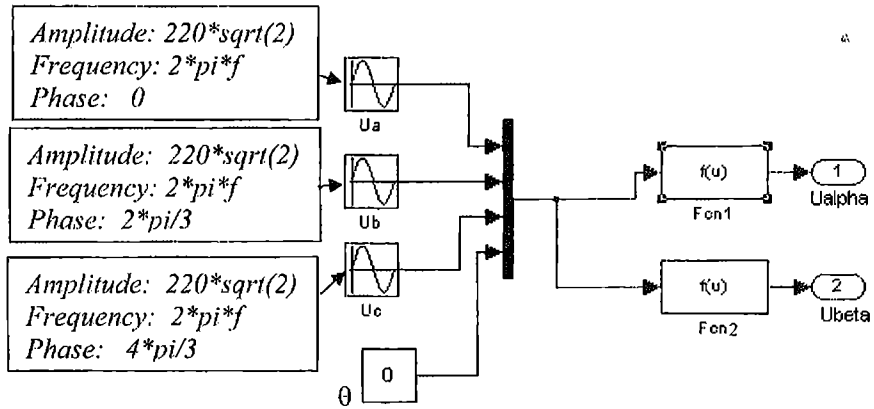
et celui du couple :

$$C_e = \frac{3}{2} p M (i_{ra} i_{sb} - i_{rb} i_{sa}) \quad (3.7)$$

La figure (3.2) représente le schéma bloc de simulation du moteur asynchrone.



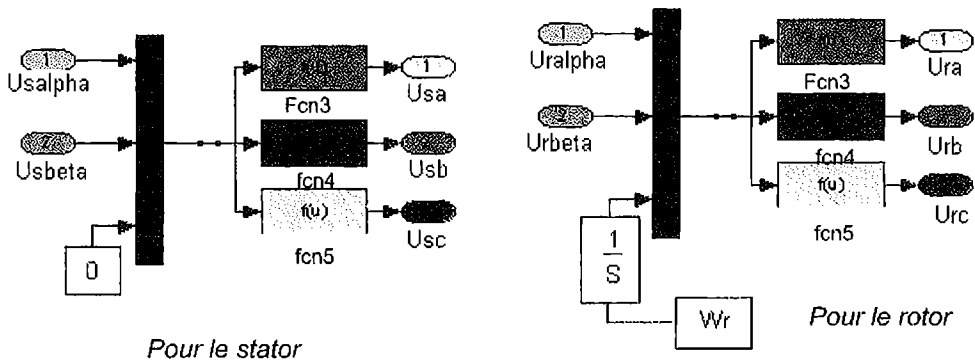
a) Schéma bloc de simulation de la machine



$$\text{Fcn1} : \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[4]) + u[2] * \cos(u[4] + 2 * \pi / 3) + u[3] * \cos(u[4] + 4 * \pi / 3))$$

$$\text{Fcn2} : -\sqrt{2/3} * (u[1] * \sin(u[4]) + u[2] * \sin(u[4] + 2 * \pi / 3) + u[3] * \sin(u[4] + 4 * \pi / 3))$$

b) Modèle de Clark α, β ($\omega_{\text{rot}} = 0$)



$$\text{Fcn3} : \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[3]) - u[2] * \sin(u[3]))$$

$$\text{Fcn4} : \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[3] + 2 * \pi / 3) - u[2] * \sin(u[3] + 2 * \pi / 3))$$

$$\text{Fcn5} : \sqrt{2/3} * (u[1] * \cos(u[3] + 4 * \pi / 3) - u[2] * \sin(u[3] + 4 * \pi / 3))$$

c) Modèle de Clark inverse α, β ($\omega_{\text{rot}} = 0$)

Fig. 3.2 Schéma bloc de simulation du moteur asynchrone

Paramètres de la machine asynchrone :

```

Rs=1.150
Rr=1.440
Ls=0.156
Lr=0.156
M=0.143
J=0.024
F=0
P=2
f=50
Ws=2*pi*f
%*****%
R1=[Rs 0 0 0;
    0 Rs 0 0;
    0 0 Rr 0;
    0 0 0 Rr];
%*****%
R2=[0 0 0 0;
    0 0 0 0;
    0 M 0 Lr;
    -M 0 -Lr 0];
%*****%
L=[Ls 0 M 0;
    0 Ls 0 M;
    M 0 Lr 0;
    0 M 0 Lr];
%*****%
B=inv(L)

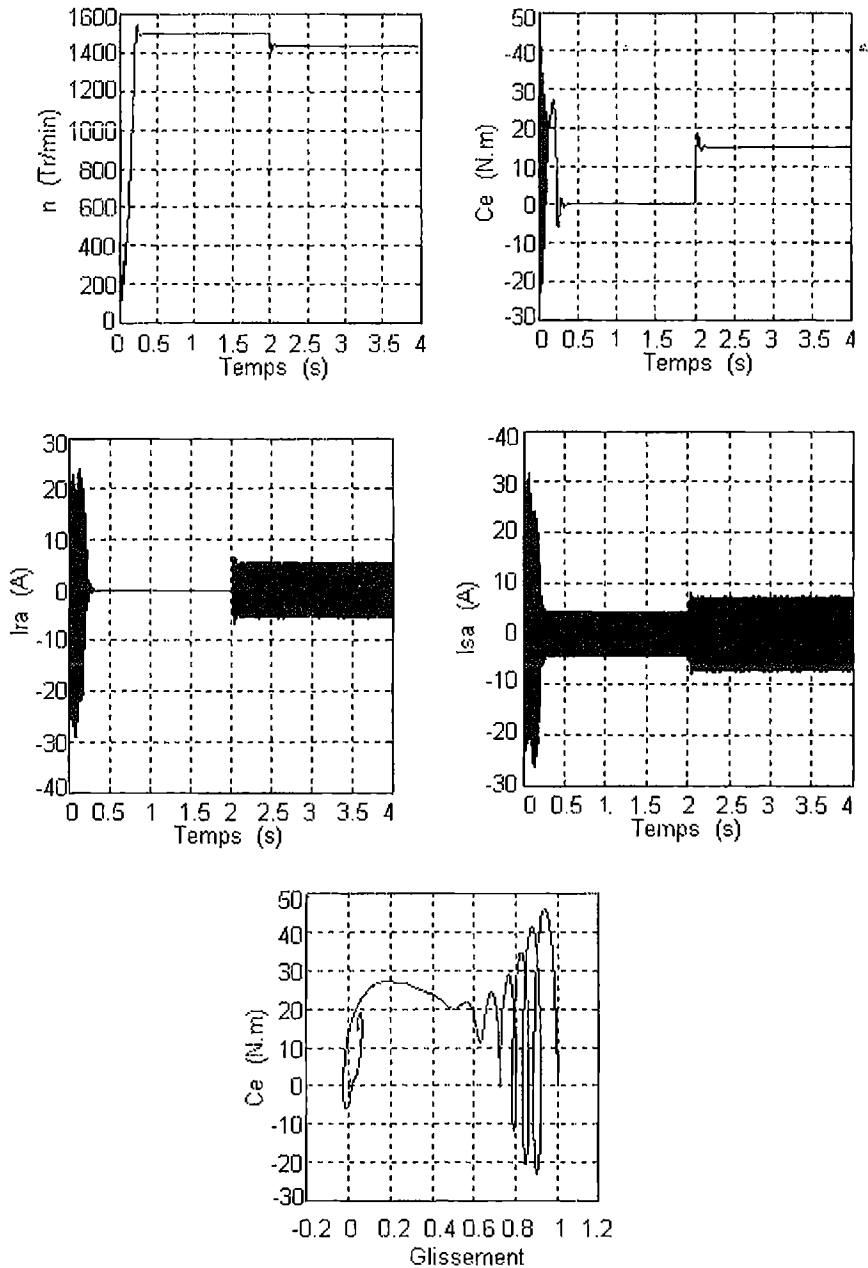
```

Interprétation des résultats

Lors du démarrage, on constate des pics de courants importants qui s'atténuent avec l'évolution du régime transitoire.

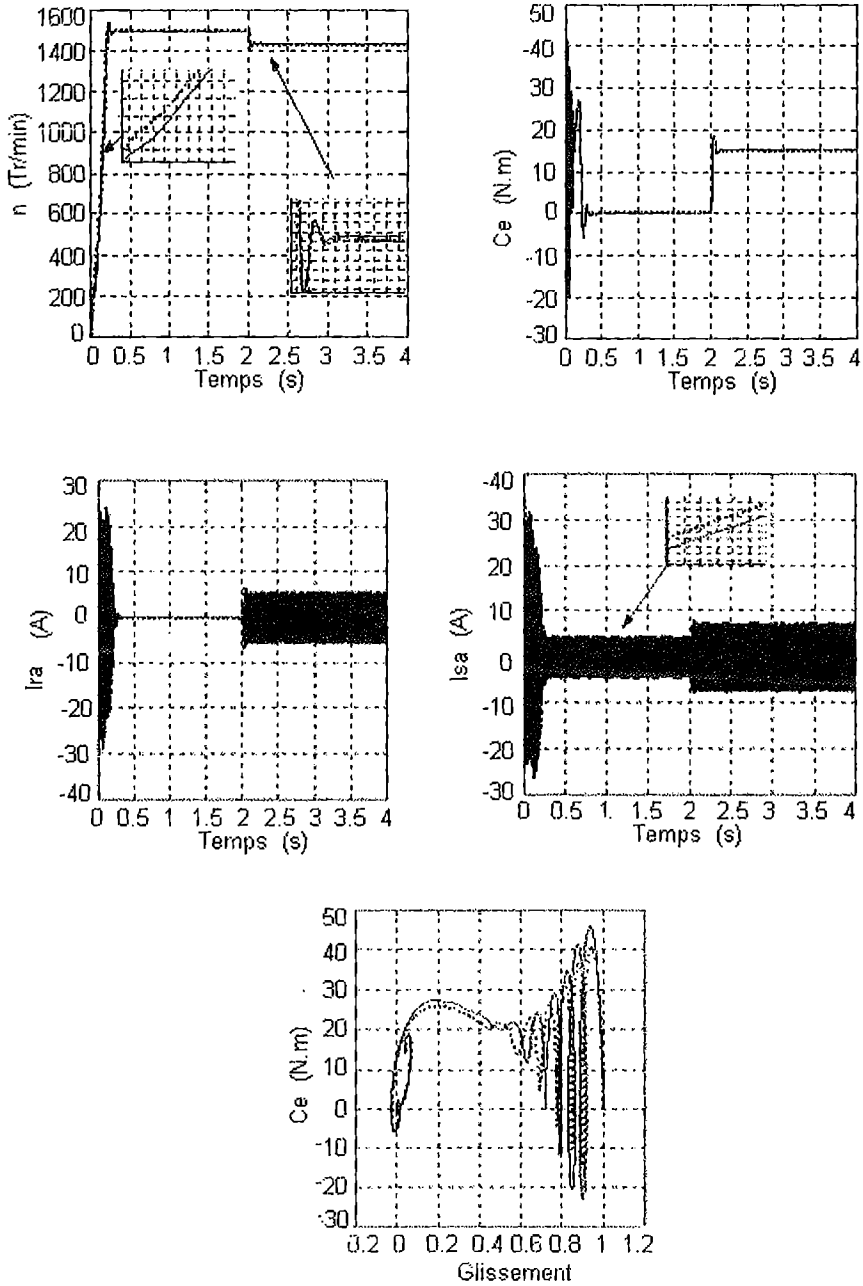
La figure (3.3a) représente l'évolution de la vitesse en fonction du temps. En régime transitoire, on remarque un accroissement linéaire de la vitesse, avec une tendance à osciller à cause de l'inertie des masses tournantes et du coefficient d'amortissement dû aux faibles valeurs des flux.

L'évolution du couple dans l'intervalle de temps 0 et 2 s est une allure caractéristique type de tous les moteurs asynchrones à cage. Celui-ci présente aux premiers instants des pulsations très importantes. Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatoire, puis se stabilise en fin du régime. On remarque que le passage d'un régime à vide vers un régime en charge à l'instant $t = 2$ s (ou bien d'un régime en charge vers un autre) s'établit presque instantanément, sans oscillations, avec un très faible dépassement. La caractéristique du couple en fonction du glissement $C = f(g)$ est une allure propre aux machines asynchrones qui débute à $g = 1$ pour se stabiliser au voisinage de zéro (c'est-à-dire au voisinage du synchronisme).



Résultats de simulation en charge du moteur asynchrone

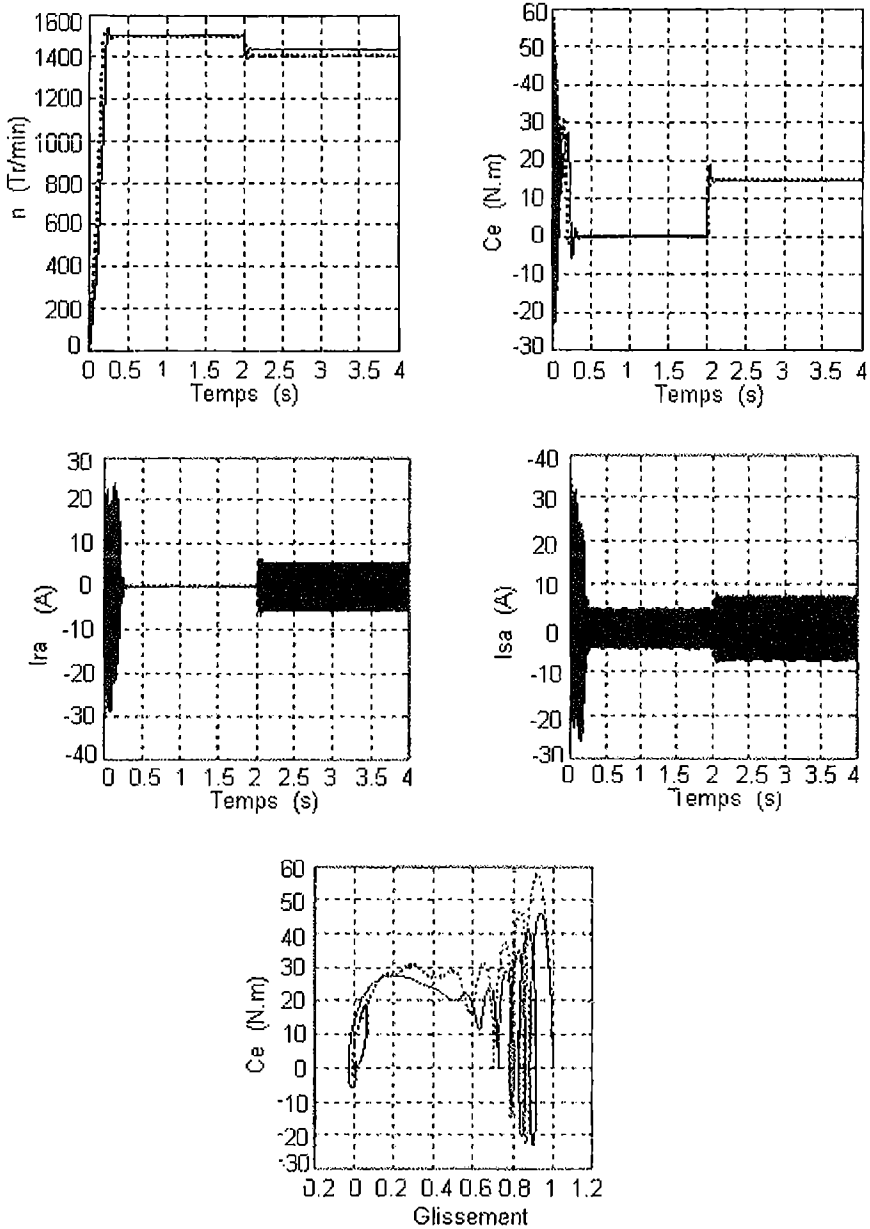
La figure (3.3b) représente ces mêmes caractéristiques avec une augmentation de la résistance statorique de 20%. Cette augmentation a été spécialement surévaluée pour mettre en évidence son influence. D'après les résultats obtenus, on peut dire que l'augmentation de la résistance statorique réduit les valeurs chocs du couple aux premiers instants de démarrage.



b) Résultats de simulation du moteur avec la résistance statorique R_s augmentée de 20%

La figure (3.3c) représente aussi ces mêmes caractéristiques avec une augmentation de la résistance rotorique. Contrairement à la résistance statorique,

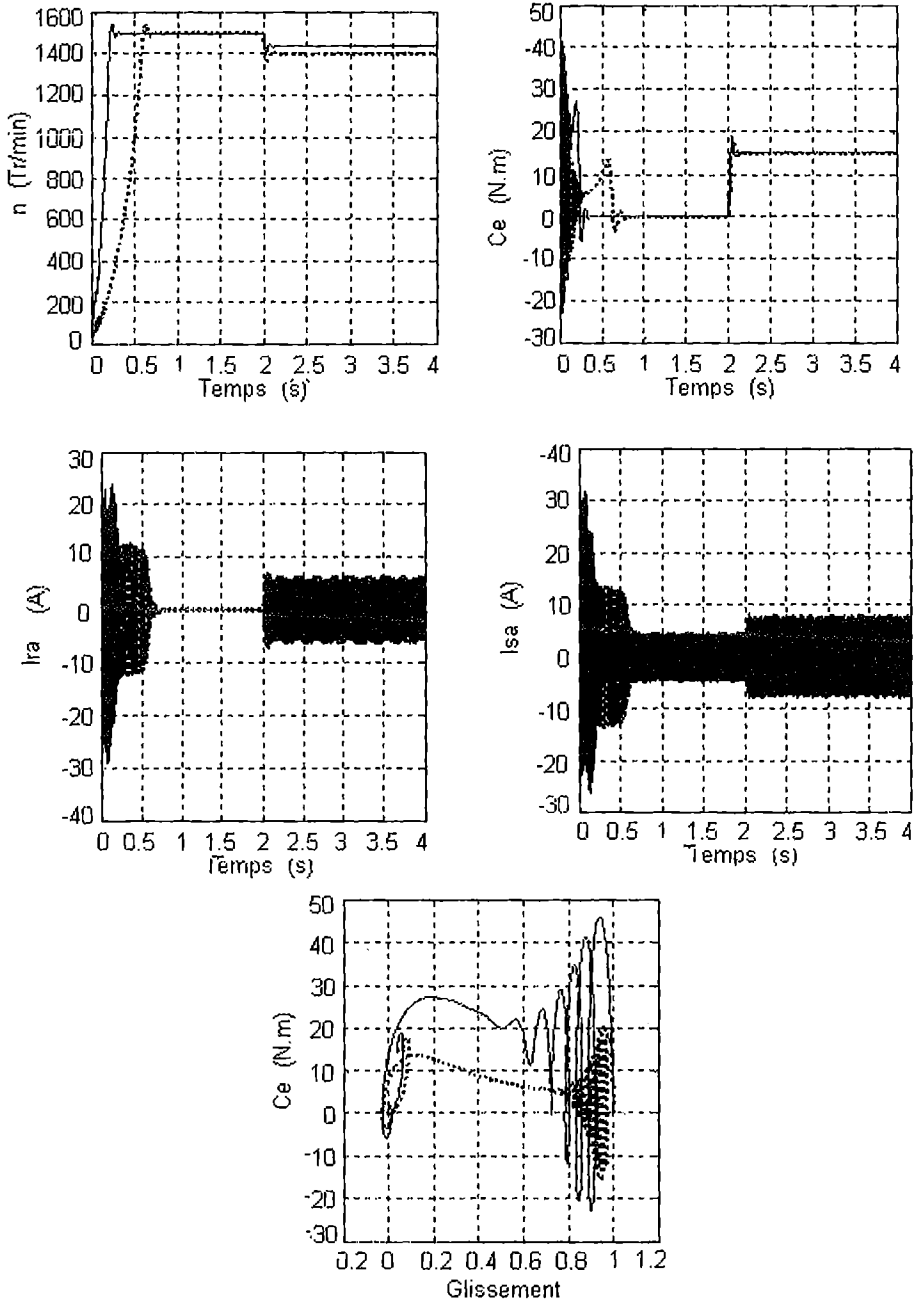
cette dernière a une plus grande influence sur les paramètres de la machine. La durée du phénomène transitoire n'est que très peu affectée. On peut noter principalement l'augmentation de la valeur choc du couple qui passe de 45 Nm à 60 Nm. La caractéristique $C=f(g)$ devient fortement oscillatoire.



c) Résultats de simulation du moteur avec la résistance statorique R_r augmentée de 20%

La figure (3.3d) met en évidence la forte influence des inductances propre L_r et mutuelle M sur les performances de la machine. Avec une réduction de 20%

de L_r et de M , on peut constater de manière évidente une augmentation des régimes transitoires de la vitesse, du couple, ainsi que ceux des courants statorique et rotorique.



d) Résultats de simulation du moteur avec les inductances propre et mutuelle réduites de 20%

Fig. 3.3 Simulation de la machine asynchrone

2. MODELISATION ET SIMULATION DES GENERATRICES ASYNCHRONES TRIPHASEES A CAGE

Contrairement aux autres moyens traditionnels de production d'électricité où l'alternateur synchrone est largement utilisé, c'est la génératrice asynchrone à cage d'écureuil qui équipe actuellement plus de la moitié des éoliennes installées dans le monde. Etant tout à fait réversible, cette machine possède des qualités de robustesse et de faible taux de défaillance intéressantes, son faible coût et l'absence de système de balais-collecteur la rendent tout à fait appropriée pour l'utilisation éolienne. Le dispositif le plus simple et le plus utilisé consiste à insérer entre la turbine et le rotor de la machine asynchrone un multiplicateur de vitesse, et à connecter directement le stator de celle-ci au réseau (fig.3.4). La majorité des applications en éolien, environ 85% sont à vitesse de rotation fixe et à connexion directe sur le réseau.

La machine ayant un nombre de paire de pôles fixe doit fonctionner sur une plage de vitesse très limitée (glissement inférieur à 2%). La fréquence étant imposée par le réseau, si le glissement devient trop important, les courants statoriques de la machine augmentent et peuvent devenir destructeurs.

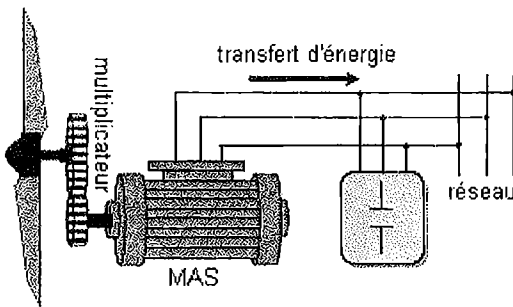


Fig.3.4. Connexion directe d'une MAS au réseau, [11]

Ce type de machine consomme de l'énergie réactive pour la magnétisation de son rotor, ce qui détériore le facteur de puissance du réseau, c'est leur inconvénient majeur ; comme solution, on ajoute des batteries de condensateurs. Ce système de fonctionnement à vitesse fixe, malgré sa simplicité n'exploite pas toute la puissance disponible pour des vitesses de vents élevées.

Il est aussi bruyant à cause du système d'orientation des pales qui est souvent en action pour pallier aux variations de vitesse du vent. Pour améliorer le rendement de ce système, certains constructeurs utilisent la machine asynchrone à cage à fréquence variable. Cependant, cette solution est coûteuse du fait qu'elle exige la présence d'un multiplicateur de vitesse et d'un variateur de fréquence, (fig.3.5).

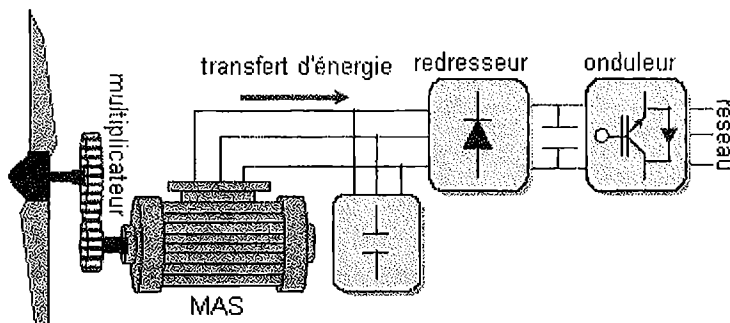


Fig.3.5. Machine asynchrone à cage à fréquence variable, [11]

2.1 Génératrice asynchrone à cage, [7],[8],[14].

La génératrice asynchrone à cage (GAS) n'engendre pas sa propre énergie d'excitation contrairement à l'alternateur. Pour cette raison il faudra lui apporter cette énergie et stabiliser sa tension de sortie et sa fréquence. Ainsi, on connecte aux bornes du stator une batterie de condensateurs correctement dimensionnée et on fait tourner le rotor de la machine à la vitesse nécessaire. La présence d'un flux magnétique rémanent dans le fer du rotor est indispensable pour l'auto-amorçage de la génératrice.

La figure (3.6) représente le schéma de la GAS auto-amorçée.

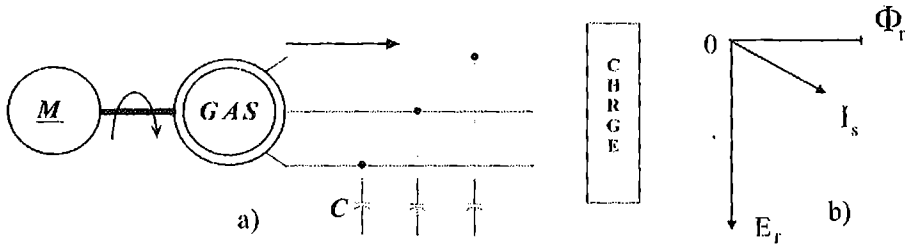


Fig.3.6. Schéma représentatif de la GAS auto-amorçée

Supposons que le stator de la machine soit connecté à un réseau puissant. Dans ces conditions, le réseau impose à la génératrice sa propre tension U_{res} et sa propre fréquence f_{res} . Par ailleurs, il lui fournit automatiquement l'énergie réactive dont elle a besoin pour tous ses régimes de fonctionnement. Cette énergie est nécessaire à la création de son flux magnétique. On voit sur la figure (3.7) que pour une même intensité du courant au stator $OM=OG$ (M et G sont les points de fonctionnement nominal en moteur et en génératrice) les composantes réactives ne sont pas les mêmes; autrement dit $I_{RG} > I_{RM}$ et $\cos\phi_G < \cos\phi_M$.

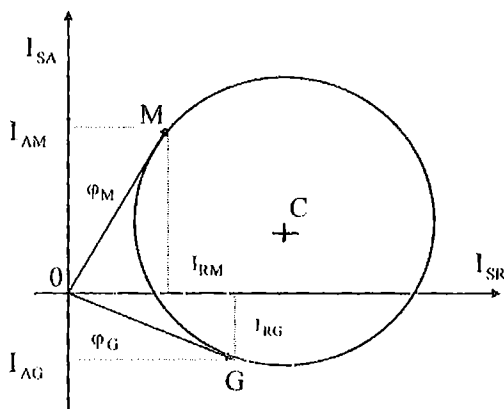


Fig.3.7. Diagramme du cercle en courant d'une machine asynchrone.

La présence d'un flux magnétique rémanent dans le fer du rotor est indispensable pour l'auto-amorçage de la génératrice.

Supposons que la génératrice soit à l'arrêt, avec ses condensateurs connectés aux bornes du circuit statorique, et que ce circuit est ouvert (non connecté sur des charges actives) figure(3.6-a). Quand on accélère progressivement la GA (généralement à une vitesse moitié de celle du synchronisme n_s), le flux

rémanent Φ_r crée dans l'enroulement statorique une F.e.m rémanente E_r sous l'action de laquelle un courant I_s va circuler vers les condensateurs renforçant ainsi le flux rémanent (fig.3.6-b).

Ce processus se reproduit de la même manière que pour l'auto-amorçage d'une génératrice shunt. Lorsque la vitesse de synchronisme est atteinte, on peut charger la génératrice.

2.2 Auto-amorçage de la génératrice asynchrone à vide.

L'auto-amorçage de la génératrice ne se produit qu'en présence du condensateur. Ce dernier forme avec la génératrice un système oscillant dont les équations dérivent du schéma de la figure(3.8). Il faut noter que lorsque la machine n'est pas saturée, la caractéristique de magnétisation $\Phi_m(i_m)$ est une droite de pente sensiblement égale à la mutuelle M .

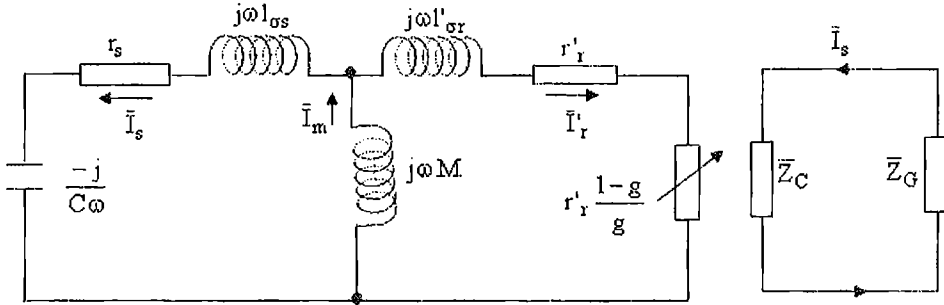


Fig.3.8 Schéma équivalent lors de l'auto-amorçage à vide

Fig.3.9 Fonctionnement en génératrice auto-amorçée

Le schéma de la figure (3.8) est équivalent à une génératrice d'impédance Z_G débitant sur une impédance Z_c (fig.3.9) ;

où

Z_c - l'impédance du condensateur;

Z_G - l'impédance équivalente de la génératrice.

D'après la figure (3.9) nous avons:

$$\bar{Z}_C \bar{I}_s = -\bar{Z}_G \bar{I}_s ; \quad (3.8)$$

d'où:

$$\bar{Z}_{res} = \bar{Z}_C + \bar{Z}_G = 0 ; \quad (3.9)$$

$$\text{or: } \bar{Z}_G = r_s + j\omega l_{ss} + \frac{j\omega M \left(\frac{r_r'}{g} + j\omega l_{sr}' \right)}{\frac{r_r'}{g} + j\omega(M + l_{sr}')} ; \quad (3.10)$$

$$\bar{Z}_c = -\frac{j}{C\omega} ; \quad (3.11)$$

on a:

$$l_{ss} = L_s - M ; \quad (3.12)$$

$$l_{sr}' = L_r' - M ; \quad (3.13)$$

en remplaçant dans (3.10) on aura:

$$\bar{Z}_G = \frac{[r_s + j\omega(L_s - M)] \left\{ \frac{r_r'}{g} + j\omega L_r' \right\} + j\omega M \left\{ \frac{r_r'}{g} + j\omega(L_r' - M) \right\}}{\frac{r_r'}{g} + j\omega L_r'} \quad (3.14)$$

En introduisant le coefficient de dispersion σ , tel que $\sigma = 1 - M^2/L_s L_r'$, on obtient:

$$\bar{Z}_G = \frac{r_s \frac{r_r'}{g} - \omega^2 \sigma L_s L_r' + j\omega \left(L_r' r_s + L_s \frac{r_r'}{g} \right)}{\frac{r_r'}{g} + j\omega L_r'} \quad ; \quad (3.15)$$

Le fonctionnement stable de la génératrice asynchrone auto-amorçée sera assuré si l'équation (3.9) est satisfaite; c'est-à-dire si l'impédance résultante $\bar{Z}_{res} = 0$ est telle que:

$$\text{Re}(\bar{Z}_{res}) = 0 \quad ; \quad (3.16)$$

$$\text{Im}(\bar{Z}_{res}) = 0 \quad ; \quad (3.17)$$

Le glissement g introduit dans (3.10) est défini comme:

$$g = \frac{\omega - \omega_r}{\omega} \quad ; \quad (3.18)$$

$\omega = \omega_{os}$ désigne la pulsation des grandeurs statoriques en régime d'auto-amorçage et ω_r la pulsation mécanique ($p\Omega_r$).

Le phénomène d'amorçage correspond au passage d'un état d'équilibre instable (début de l'amorçage) à un état d'équilibre stable (point de fonctionnement final) défini par les conditions (3.16) et (3.17). Par conséquent, l'amorçage ne peut se produire que si l'énergie fournie au système par l'organe d'entraînement est supérieure à l'énergie consommée dans les résistances r_r' et r_s ; la puissance fournie au système correspond à la puissance dissipée dans la résistance $r_r' \frac{1-g}{g}$.

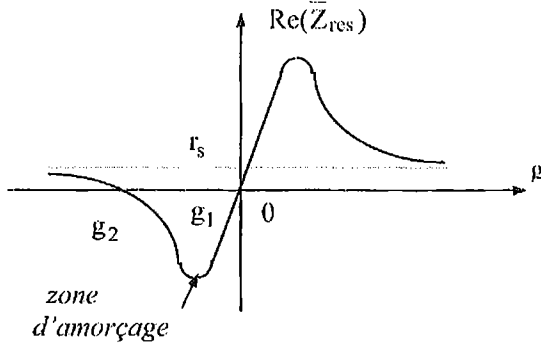
La condition d'amorçage peut, dès lors, s'exprimer sous une forme simple:

$$\text{Re}(\bar{Z}_{res}) < 0 \quad ; \quad (3.19)$$

la partie réelle est égale à:

$$\text{Re}(\bar{Z}_{res}) = r_s + \frac{\omega^2 L_s L_r' \frac{r_r'}{g} (1 - \sigma)}{\left(\frac{r_r'}{g} \right)^2 + \omega^2 L_r'^2} \quad ; \quad (3.20)$$

La figure ci dessous représente la variation de $\text{Re}(\bar{Z}_{\text{res}})$ en fonction de g .



Cette fonction a pour asymptote r_s et ne peut être négative que pour des valeurs de g comprises entre g_1 et g_2 . La condition d'amorçage s'exprime par conséquent par: $g_2 < g < g_1$.

Fig.3.10 Détermination du domaine d'amorçage

Pour des valeurs très faibles de g :

$$\text{Re}(\bar{Z}_{\text{res}}) \cong r_s + \frac{\omega^2 \cdot L_s \cdot L_r' (1 - \sigma)}{r_r} \cdot g; \quad (3.21)$$

d'où: pour $\text{Re}(\bar{Z}_{\text{res}}) = 0$:

$$g_1 \cong -\frac{r_s \cdot r_r'}{\omega^2 \cdot L_s \cdot L_r' (1 - \sigma)}; \quad (3.22)$$

La machine tourne pratiquement à sa vitesse de synchronisme ($g_1 \approx 0$)

Pour des valeurs de g importantes :

$$\text{Re}(\bar{Z}_{\text{res}}) \cong r_s + \frac{L_s \cdot \frac{r_r'}{g} (1 - \sigma)}{L_r'} \cong r_s + \frac{r_r'}{g}; \quad (3.23)$$

$$\text{d'où: } g_2 \cong -\frac{r_r' \cdot L_s (1 - \sigma)}{r_s \cdot L_r'}; \quad (3.24)$$

Connaissant les glissements limites g_1 et g_2 , on en déduit les valeurs extrêmes de la capacité C , qui définissent le domaine dans lequel l'amorçage peut avoir lieu. La génératrice asynchrone ne recevant d'autre énergie réactive que celle provenant de la capacité C . De (3.17) on peut tirer la valeur de la capacité qui doit être branchée:

$$\text{Im}(\bar{Z}_{\text{res}}) = -\frac{1}{C \omega} + \frac{\omega L_s \left[\left(\frac{r_r'}{g} \right)^2 + \sigma \omega^2 L_r'^2 \right]}{\left(\frac{r_r'}{g} \right)^2 + \omega^2 L_r'^2} = 0; \quad (3.25)$$

pour $g = g_1 \cong 0$, on a $\omega_1 = \omega_r$, d'où

$$-\frac{1}{C\omega_r} + L_s \omega_r \cong 0 \quad ; \quad (3.26)$$

$$C_1 \cong \frac{1}{\omega_r^2 L_s} \quad ; \quad (3.27)$$

Cette capacité correspond à la résonance avec l'inductance propre statorique L_s . Comme $g = g_1 \cong 0$, la machine génère une fréquence nominale en tournant pratiquement à la vitesse de synchronisme.

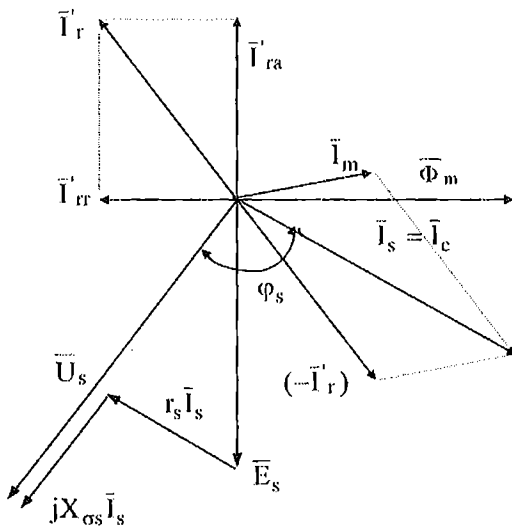
Pour $g = g_2 \cong -\frac{r'_r}{r_s} > -1$, on a:

$$\omega_r = (1 - g_2) \omega_2 \Rightarrow \omega_r > 2\omega_2 \quad ; \quad (3.28)$$

et
$$-\frac{1}{C_2 \omega_2} + L_s \omega_2 \sigma \cong 0 \quad ; \quad (3.29)$$

La capacité C_2 correspond à la résonance avec l'inductance $L_s \sigma$ qui n'est autre que l'inductance de court-circuit de la machine. Cette solution est à rejeter car pour générer la fréquence nominale, la machine doit tourner pratiquement au double de sa vitesse de synchronisme.

Lorsqu'un moteur asynchrone est compensé en pleine charge au moyen d'une capacité C de façon à ce que le facteur de puissance résultant soit égal à l'unité, il y a un risque d'auto-amorçage lorsque le moteur est déclenché en restant connecté aux condensateurs. En effet, la capacité C est telle que la pulsation de résonance ω_0 est largement inférieure à ω_n :



$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_s C}} = \omega_n \sqrt{\frac{X_{cn}}{X_{sn}}} \quad ; \quad (3.30)$$

avec les réactances X_{cn} et X_{sn} calculées à la fréquence nominale:

$$X_{cn} = \frac{1}{C\omega_n} \quad ; \quad X_{sn} = L_s \omega_n$$

Fig.3.11 Diagramme vectoriel de la génératrice auto-amorçée

2.3 Modélisation de l'auto-amorçage à vide.

Pour simuler l'auto-amorçage il suffit de résoudre le système d'équations de tension en tenant compte de la tension aux bornes du condensateur. Le système d'équations final, dans un référentiel lié au stator, est exprimé comme suit :

$$\begin{cases} -U_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\alpha} + M \frac{d}{dt} i_{r\alpha} ; \\ -U_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + L_s \frac{d}{dt} i_{s\beta} + M \frac{d}{dt} i_{r\beta} ; \\ 0 = r_r i_{r\alpha} + L_r \frac{d}{dt} i_{r\alpha} + M \frac{d}{dt} i_{s\alpha} + \omega_r (L_r i_{r\beta} + M i_{s\beta}) ; \\ 0 = r_r i_{r\beta} + L_r \frac{d}{dt} i_{r\beta} + M \frac{d}{dt} i_{s\beta} - \omega_r (L_r i_{r\alpha} + M i_{s\alpha}) ; \end{cases} \quad (3.31)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{s\alpha} = \frac{1}{C} i_{s\alpha} + \omega_{\text{coor}} U_{s\beta} \\ \frac{d}{dt} U_{s\beta} = \frac{1}{C} i_{s\beta} - \omega_{\text{coor}} U_{s\alpha} \end{cases} ; \quad (3.32)$$

Dans le système « $\alpha\beta$ » les seconds termes de (3.32) sont nuls puisque $\omega_{\text{coor}}=0$.

La résolution numérique des systèmes (3.31) et (3.32) donne, comme tension d'auto- amorçage à vide, l'allure représentée sur la figure (3.12). Le courant de phase a l'allure de la figure (3.13).

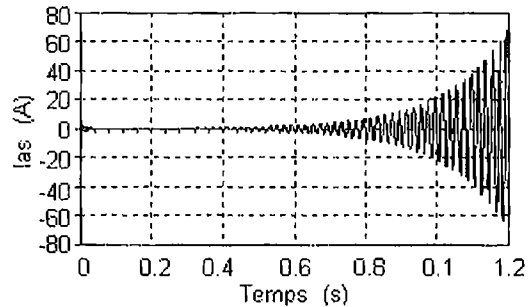
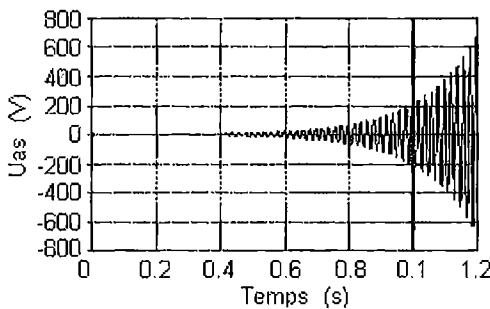


Fig.3.12 Tension d'auto-amorçage à vide. **Fig.3.13 Courant statorique induit.**

On constate sur la figure (3.12) que la tension induite croît, indéfiniment, de façon exponentielle avec des oscillations entretenues. Cela est dû essentiellement à l'hypothèse de non saturation du circuit magnétique de la machine.

La forme du courant de ligne (fig.3.13) est similaire à celle de la tension sauf qu'il est déphasé par rapport à elle d'un angle de 90° . Le courant atteint rapidement des valeurs critiques.

Lorsque la génératrice s'amorce, son couple augmente. En effet la puissance active fournie par le moteur augmente aussi et cette augmentation est

traduite par l'augmentation du courant rotorique. La figure (3.14) montre l'évolution du courant rotorique durant l'amorçage.

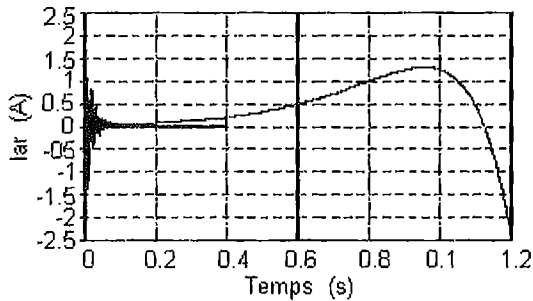


Fig.3.14 Courant rotorique induit

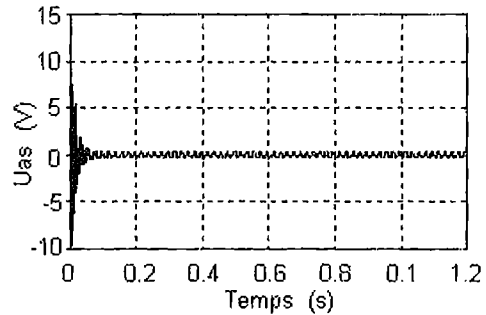


Fig.3.15 Tension d'auto-amorçage

$$\text{pour } C < \frac{1}{L_s \cdot \omega^2}$$

Si la valeur du condensateur est telle que $C < \frac{1}{L_s \cdot \omega^2}$, la tension, après une tentative à l'oscillation, décroît rapidement pour atteindre une valeur très petite, (fig.3.15). Par conséquent, l'auto-amorçage n'a lieu que pour une certaine valeur du condensateur telle que $C > \frac{1}{L_s \cdot \omega^2}$, qui correspond à la résonance, et une vitesse de rotation donnée.

Il est évident que l'accroissement non limité des grandeurs de la machine n'est pas réel car dans le cas échéant la génératrice et son moteur d'entraînement seront détériorés immédiatement par l'accroissement du courant et du couple.

Pour se placer dans le cas réel, il faudrait tenir compte de l'effet de la saturation du circuit magnétique de la machine.

2.4 Génératrice asynchrone en régime de saturation.

Le modèle linéaire de la génératrice asynchrone n'est donc pas réel et le fonctionnement correct de la génératrice est redevable à la prise en compte de la saturation du circuit magnétique de la machine.

En régime de saturation, les flux et les courants ne sont plus proportionnels. La caractéristique de magnétisation se compose en plus de la partie linéaire, d'une partie dite coude et une autre dite de saturation. C'est cette partie qui va limiter les grandeurs de la génératrice.

2.4.1 Fonctionnement à vide

L'origine de la FEM induite est similaire à celle de l'alternateur c'est-à-dire $E = f(n, \Phi)$. Entre la FEM E et le courant de magnétisation il existe deux relations:

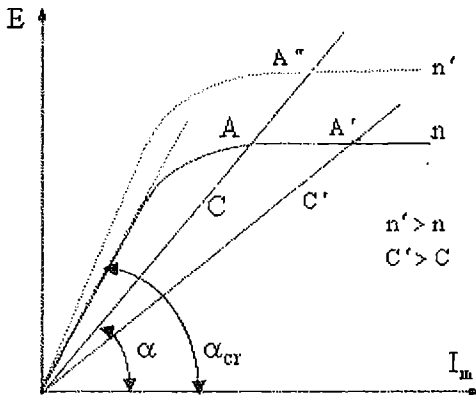
- $E = f(I_m)$ caractéristique interne;

- $E = X_c I_c = X_c I_s$ qui est une droite semblable à la droite des inducteurs dans le cas d'une génératrice shunt.

Le tracé de ces deux caractéristiques (fig.3.16) montre que le point de fonctionnement (régime permanent) est en A (point d'intersection des deux courbes). A chaque position du point A sur la courbe $E = f(I_m)$ correspond un certain nombre de paramètres bien fixés (ω_s, L_m, C, g).

La position du point A est liée à la pente de la droite : $\operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{C \omega} = X_c$.

Lors de la variation de C , le point A se déplace sur la courbe $E = f(I_m)$; or, quand C augmente, A vient en A' et, à cet effet, la tension augmente; on peut aussi augmenter la tension en maintenant C constant tout en augmentant la vitesse de rotation n ; le point A vient donc en A'' (courbe en pointillé), (fig.3.16).



Il existe une valeur de C critique qui désamorce la génératrice

telle que : $C_{cr} = \frac{1}{L_s \omega^2}$.

Pour cette valeur la pente $\operatorname{tg} \alpha_{cr} = \frac{1}{C_{cr} \omega}$ est tangente à la caractéristique interne.

Fig.3.16 Caractéristique de fonctionnement à vide

2.4.2 Equations de la génératrice dans le repère U,V .

Réécrivons le système d'équations

$$\begin{cases} -U_{su} = r_s i_{su} + \frac{d}{dt} \Psi_{su} - \omega_{\text{coor}} \Psi_{sv} ; \\ -U_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d}{dt} \Psi_{sv} + \omega_{\text{coor}} \Psi_{su} ; \\ 0 = r_r i_{ru} + \frac{d}{dt} \Psi_{ru} - (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \Psi_{rv} ; \\ 0 = r_r i_{rv} + \frac{d}{dt} \Psi_{rv} + (\omega_{\text{coor}} - \omega_r) \Psi_{ru} ; \end{cases} \quad (3.33)$$

La figure (3.17) représente la schéma équivalent de la GAS dans le référentiel de Park généralisé.

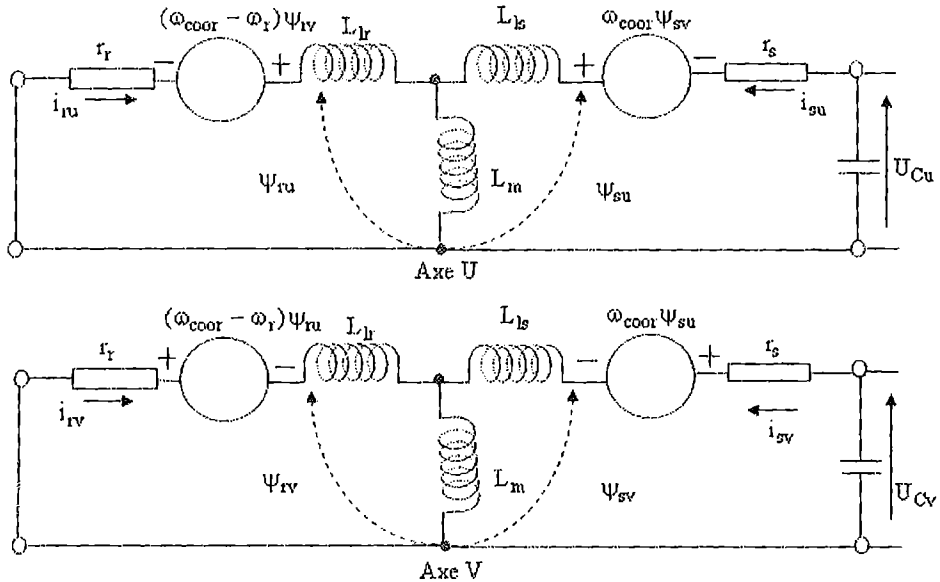


Fig.3.17. Schéma équivalent de la GAS dans le référentiel de Park

Les expressions des flux sont données selon la figure (3.18);

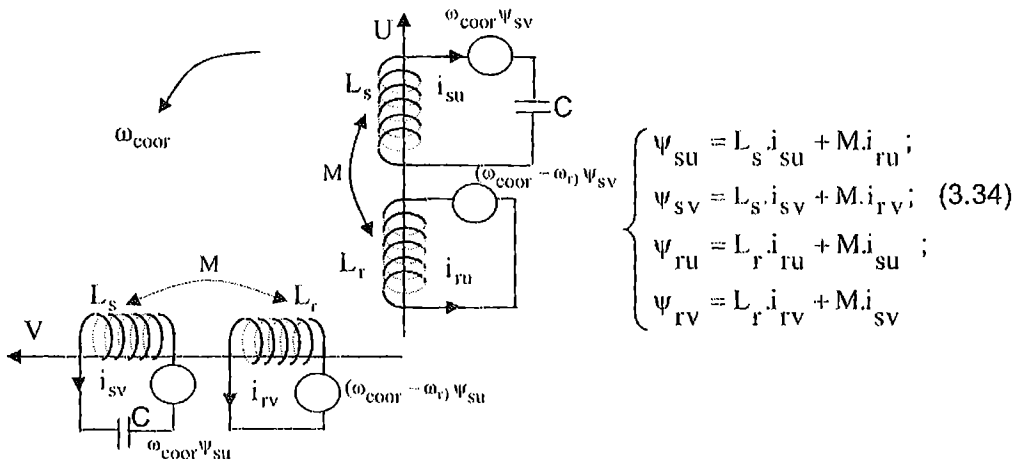


Fig.3.18 Disposition des enroulements suivant les axes U, V

2.4.3 Représentation schématique des flux

La figure (3.19) schématise les flux qui se manifestent suivant les axes U, V.

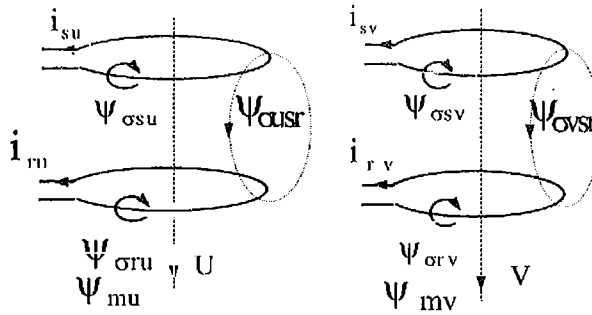


Fig.3.19 Représentation schématique des flux selon les axes U,V

Avec: $\psi_{\mu u}$ - le flux principal couplé avec les deux enroulements;

$\psi_{\sigma us}$, $\psi_{\sigma ur}$ - les flux de fuite des enroulements statorique et rotorique selon l'axe U;

$\psi_{\sigma sr}$ - le flux mutuel entre le stator et le rotor.

Les inductances propres et mutuelles figurant dans les relations du système (3.34) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} L_{us} = M_u + l_{\sigma us} + l_{\sigma sr} = L_s \\ L_{vs} = M_v + l_{\sigma vs} + l_{\sigma sr} = L_s \\ L_{ur} = M_u + l_{\sigma ur} + l_{\sigma sr} = L_r \\ L_{vr} = M_v + l_{\sigma vr} + l_{\sigma sr} = L_r \\ L_{usr} = M_u + l_{\sigma sr} \\ L_{vsr} = M_v + l_{\sigma sr} \end{array} \right. \quad (3.35)$$

Prenons $l_{\sigma sr} = l_{\sigma vsr} = 0$; où $L_{usr} = L_{vsr} = M$

En introduisant ces valeurs dans les expressions des flux, on obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{us} = (M_u + l_{\sigma us})i_{us} + M_u i_{ur} \\ \psi_{vs} = (M_v + l_{\sigma vs})i_{vs} + M_v i_{vr} \\ \psi_{ur} = (M_u + l_{\sigma ur})i_{ur} + M_u i_{us} \\ \psi_{vr} = (M_v + l_{\sigma vr})i_{vr} + M_v i_{vs} \end{array} \right. \quad (3.36)$$

d'où:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{us} = M_u (i_{us} + i_{ur}) + l_{\sigma us} i_{us} = M_u i_{\mu u} + l_{\sigma us} i_{us} \\ \psi_{vs} = M_v (i_{vs} + i_{vr}) + l_{\sigma vs} i_{vs} = M_v i_{\mu v} + l_{\sigma vs} i_{vs} \\ \psi_{ur} = M_u (i_{us} + i_{ur}) + l_{\sigma ur} i_{ur} = M_u i_{\mu u} + l_{\sigma ur} i_{ur} \\ \psi_{vr} = M_v (i_{vs} + i_{vr}) + l_{\sigma vr} i_{vr} = M_v i_{\mu v} + l_{\sigma vr} i_{vr} \end{array} \right. \quad (3.37)$$

Ces équations sont traduites par des schémas équivalents selon les axes U et V.

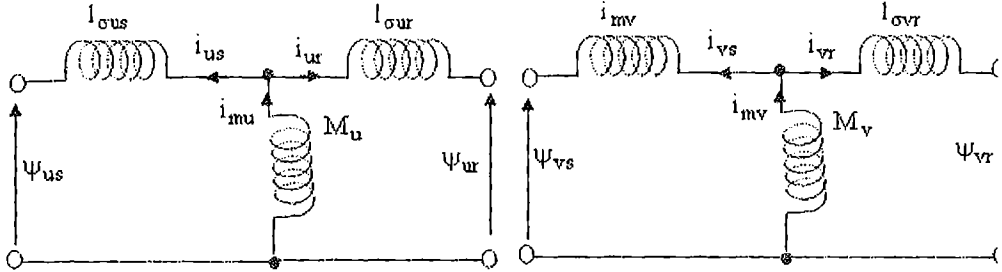


Fig.3.20 Schéma équivalent des flux selon l'axe U.

Fig.3.21 Schéma équivalent des flux selon l'axe V

Prenons en considération le fait que: $l_{\sigma us} = l_{\sigma vs} = l_{\sigma s}$ et $l_{\sigma ur} = l_{\sigma vr} = l_{\sigma r}$

Des équations (III-31) dérivent les équations différentielles des flux suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d\psi_{us}}{dt} = l_{\sigma s} \frac{di_{us}}{dt} + \frac{d\psi_{mu}}{dt}; \\ \frac{d\psi_{vs}}{dt} = l_{\sigma s} \frac{di_{vs}}{dt} + \frac{d\psi_{mv}}{dt}; \\ \frac{d\psi_{ur}}{dt} = l_{\sigma r} \frac{di_{ur}}{dt} + \frac{d\psi_{mu}}{dt}; \\ \frac{d\psi_{vr}}{dt} = l_{\sigma r} \frac{di_{vr}}{dt} + \frac{d\psi_{mv}}{dt}; \end{array} \right. \quad (3.38)$$

où ψ_{mu} , ψ_{mv} représentent les composantes du flux magnétisant selon les axes direct et en quadrature U,V. Le problème revient donc à décrire le comportement du flux magnétisant dans le système d'axes U,V pour pouvoir évaluer les quantités magnétiques, $\frac{d\psi_{mu}}{dt}$ et $\frac{d\psi_{mv}}{dt}$.

Pour cela, on va décomposer le flux ψ_m sur les axes U,V, (la même chose pour le courant i_m) tout en supposant que le courant magnétisant est en phase avec le flux magnétisant (pertes fer négligées), fig.3.22.

De cette même figure, on peut tirer les composantes du flux magnétisant:

$$\psi_{mu} = |\bar{\psi}_m| \cos \beta; \quad (3.39)$$

$$\psi_{mv} = |\bar{\psi}_m| \sin \beta; \quad (3.40)$$

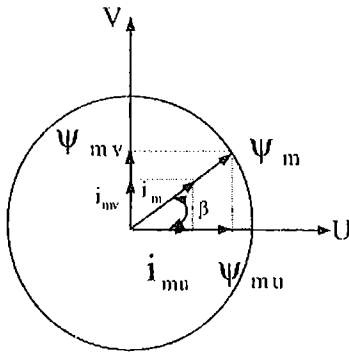


Fig.3.22 Décomposition du flux selon les axes UV

avec:

$$\cos \beta = \frac{i_{mu}}{|\dot{i}_m|} = \frac{\Psi_{mu}}{|\Psi_m|}; \quad (3.41)$$

$$\sin \beta = \frac{i_{mv}}{|\dot{i}_m|} = \frac{\Psi_{mv}}{|\Psi_m|}; \quad (3.42)$$

Sachant que $M = \frac{|\Psi_m|}{|\dot{i}_m|}$, on peut calculer :

$$\frac{d\Psi_{mu}}{dt} = \frac{d(M i_{mu})}{dt} = \frac{dM}{dt} i_{mu} + \frac{di_{mu}}{dt} M; \quad (3.43)$$

$$\frac{d\Psi_{mv}}{dt} = \frac{d(M i_{mv})}{dt} = \frac{dM}{dt} i_{mv} + \frac{di_{mv}}{dt} M; \quad (3.44)$$

La dérivée de l'inductance de magnétisation M peut être exprimée comme:

$$\frac{dM}{dt} = \frac{dM}{d|\dot{i}_m|} \frac{d|\dot{i}_m|}{dt} = \frac{dM}{d|\dot{i}_m|} \frac{1}{|\dot{i}_m|} \left(i_{mu} \frac{di_{mu}}{dt} + i_{mv} \frac{di_{mv}}{dt} \right); \quad (3.45)$$

si on substitue cette équation dans les équations (3.43)-(3.44), on obtient les expressions des flux telles que:

$$\begin{aligned} \frac{d\Psi_{mu}}{dt} &= \frac{dM}{d|\dot{i}_m|} \frac{i_{mu}}{|\dot{i}_m|} \left(i_{mu} \frac{di_{mu}}{dt} + i_{mv} \frac{di_{mv}}{dt} \right) + \frac{di_{mu}}{dt} M; \quad (3.46) \\ &= \left(\frac{dM}{d|\dot{i}_m|} \frac{i_{mu}^2}{|\dot{i}_m|} + M \right) \frac{di_{mu}}{dt} + \frac{dM}{d|\dot{i}_m|} \frac{i_{mu} \cdot i_{mv}}{|\dot{i}_m|} \frac{di_{mv}}{dt}; \end{aligned}$$

On peut montrer facilement que:

$$|\dot{i}_m| \frac{dM}{d|\dot{i}_m|} = \frac{d|\Psi_m|}{d|\dot{i}_m|} - M = L - M; \quad (3.47)$$

où:

L - la dérivée du flux magnétisant par rapport au courant magnétisant appelée inductance dynamique.

Posons:

$$\mathcal{L}_{uv} = \frac{i_{mu} i_{mv}}{|\dot{i}_m|} \frac{dM}{d|\dot{i}_m|} = \frac{i_{mu} i_{mv}}{|\dot{i}_m|^2} [L - M]; \quad (3.48)$$

$$\mathcal{L}_{mu} = M + \frac{i_{mu}}{i_{mv}} \mathcal{L}_{uv}; \quad (3.49)$$

de la même façon on arrive à:

$$\mathcal{L}_{mv} = M + \frac{i_{mv}}{i_{mu}} \mathcal{L}_{uv}; \quad (3.50)$$

avec: \mathcal{L}_{uv} l'inductance cyclique d'intersaturation;
 \mathcal{L}_{mu} l'inductance cyclique de saturation selon l'axe U;
 \mathcal{L}_{mv} l'inductance cyclique de saturation selon l'axe V.

Les inductances cycliques totales statoriques et rotoriques selon les axes U,V sont:

$$\begin{aligned} \mathcal{L}_{su} &= \mathcal{L}_{mu} + l_{\sigma s} \\ \mathcal{L}_{sv} &= \mathcal{L}_{mv} + l_{\sigma s} \\ \mathcal{L}_{ru} &= \mathcal{L}_{mu} + l_{\sigma r} \\ \mathcal{L}_{rv} &= \mathcal{L}_{mv} + l_{\sigma r} \end{aligned} \quad (3.51)$$

Dans le cas linéaire, (de non saturation), on a: $\mathcal{L}_{uv} = 0$ et $\mathcal{L}_{mu} = \mathcal{L}_{mv} = M$.

Les inductances cycliques de saturation dans le référentiel (α, β) sont exprimées par:

$$\begin{aligned} L_{m\alpha} &= L_m + \frac{i_{m\alpha}}{i_{m\beta}} L_{\alpha\beta} = L \cos^2 \mu + L_m \sin^2 \mu \\ L_{m\beta} &= L_m + \frac{i_{m\beta}}{i_{m\alpha}} L_{\alpha\beta} = L \sin^2 \mu + L_m \cos^2 \mu \end{aligned}$$

Avec :

$$\cos \mu = \frac{i_{m\alpha}}{|i_m|} \quad (3.52)$$

$$\sin \mu = \frac{i_{m\beta}}{|i_m|} \quad (3.53)$$

L'inductance cyclique d'intersaturation est :

$$L_{\alpha\beta} = \frac{i_{m\alpha} i_{m\beta}}{|i_m|} \frac{dL_m}{d|i_m|} = \frac{i_{m\alpha} i_{m\beta}}{|i_m|^2} (L - L_m)$$

Avec : L l'inductance dynamique donnée par la relation suivante $L = \frac{d|\Psi_m|}{d|i_m|}$,

et L_m l'inductance de magnétisation $L_m = \frac{|\Psi_m|}{|i_m|}$

A partir des conditions magnétiques linéaires, il en résulte que :

$$L_{\alpha\beta} = 0, L_{m\alpha} = L_{m\beta} = L_m, L_{s\alpha} = L_{s\beta}, \text{ et } L_{r\alpha} = L_{r\beta}$$

L'expression du courant de magnétisation est :

$$i_m = \sqrt{(i_{\alpha s} + i_{\alpha r})^2 + (i_{\beta s} + i_{\beta r})^2}$$

En remplaçant les quantités de flux trouvées dans le système d'équations (3.33) et après tout calcul fait, on obtient le nouveau système d'équations qui tient compte de la saturation du circuit magnétique de la machine. Le référentiel est lié au stator $\omega_{\text{coor}} = 0$.

$$\left\{ \begin{array}{l} -U_{\alpha s} = r_s i_{\alpha s} + l_{\alpha s} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \mathcal{L}_{m\alpha} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \mathcal{L}_{m\alpha} \frac{di_{\alpha r}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\beta s}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\beta r}}{dt} \\ -U_{\beta s} = r_s i_{\beta s} + l_{\alpha s} \frac{di_{\beta s}}{dt} + \mathcal{L}_{m\beta} \frac{di_{\beta s}}{dt} + \mathcal{L}_{m\beta} \frac{di_{\beta r}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha r}}{dt} \\ 0 = r_r i_{\alpha r} + l_{\alpha r} \frac{di_{\alpha r}}{dt} + \mathcal{L}_{m\alpha} \frac{di_{\alpha r}}{dt} + \mathcal{L}_{m\alpha} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\beta s}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\beta r}}{dt} + \omega_r (L_r i_{\beta r} + M i_{\beta s}) \\ 0 = r_r i_{\beta r} + l_{\alpha r} \frac{di_{\beta r}}{dt} + \mathcal{L}_{m\beta} \frac{di_{\beta r}}{dt} + \mathcal{L}_{m\beta} \frac{di_{\beta s}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha s}}{dt} + \mathcal{L}_{\alpha\beta} \frac{di_{\alpha r}}{dt} - \omega_r (L_r i_{\alpha r} + M i_{\alpha s}) \end{array} \right. \quad (3.54)$$

Pour pouvoir calculer les inductances M et L , on fait appel à la caractéristique de magnétisation de la machine relevée expérimentalement.

2.5 Mise sous forme d'état du modèle biphasé

En mettant le système d'équations (3.57) sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [A][I] + \omega_r [C][I] + [L] \left[\dot{I} \right] \quad (3.55)$$

Avec :

$$\begin{aligned} [U] &= [U_{\alpha s} \ U_{\beta s} \ 0 \ 0]^T ; [I] = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T ; \\ [B] &= \text{diag}[-1 \ -1 \ 0 \ 0] \quad [A] = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_r \ r_r] \end{aligned}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \\ -L_m & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}; \quad [L] = \begin{bmatrix} L_{\alpha s} & L_{\alpha\beta} & L_{m\alpha} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_{\beta s} & L_{\alpha\beta} & L_{m\beta} \\ L_{m\alpha} & L_{\alpha\beta} & L_{\alpha r} & L_{\alpha\beta} \\ L_{\alpha\beta} & L_{m\beta} & L_{\alpha\beta} & L_{\beta r} \end{bmatrix}$$

En mettant (3.58) sous forme d'état, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\mathbf{i}} \end{bmatrix} = [L]^{-1} \{ [B][U] - [A][\mathbf{i}] - \omega_r [C][\mathbf{i}] \} \quad (3.56)$$

Afin de compléter la relation (3.56), on doit ajouter l'expression du couple électromagnétique suivante:

$$C_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{\beta s} i_{\alpha r} - i_{\alpha s} i_{\beta r})$$

et celle de la vitesse rotorique dynamique : $\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = C_m - C_e - F\Omega$.

où C_m - le couple moteur (couple d'entraînement).

Pour simuler l'auto-amorçage, il suffit de résoudre le système d'équations (3.56) en tenant compte de la tension aux bornes des condensateurs exprimée selon le système d'axes généralisé par:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{us} = \frac{1}{C_1} i_{us} + \omega_{\text{coor}} U_{vs} \\ \frac{d}{dt} U_{vs} = \frac{1}{C_1} i_{vs} - \omega_{\text{coor}} U_{us} \end{cases} \quad (3.57)$$

Le système (3.57) suivant les axes (α, β) devient :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{\alpha s} = \frac{1}{C} i_{\alpha s} \\ \frac{d}{dt} U_{\beta s} = \frac{1}{C} i_{\beta s} \end{cases} \quad (3.58)$$

La condition nécessaire pour l'auto-amorçage est exprimée par : $C > \frac{1}{L_s \omega_r^2}$.

2.6 Auto-amorçage de la génératrice en régime saturé.

Afin de tenir compte de la saturation du circuit magnétique de la machine, il faut modéliser la courbe de magnétisation. Plusieurs fonctions splines sont utilisées ; cependant, il n'existe aucune fonction qui couvre tous les points de la courbe, la modélisation reste approximative avec un minimum d'erreur. La courbe est divisée en plusieurs intervalles égaux. Dans chaque intervalle, la courbe est interpolée par un polynôme de Lagrange d'ordre deux à condition qu'aux extrémités de chaque intervalle la continuité et la dérivabilité soient vérifiées. La figure (3.23) montre un exemple de la courbe relevée expérimentalement et la courbe d'interpolation polynomiale adoptée.

Connaissant le flux magnétisant en fonction du courant magnétisant, on déduit l'évolution des inductances M et L (fig.3.24).

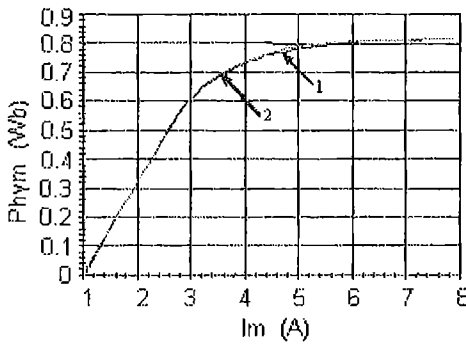


Fig.3.23 Courbe de magnétisation expérimentale et modélisée. 1.expérimentale ; 2.modélisée

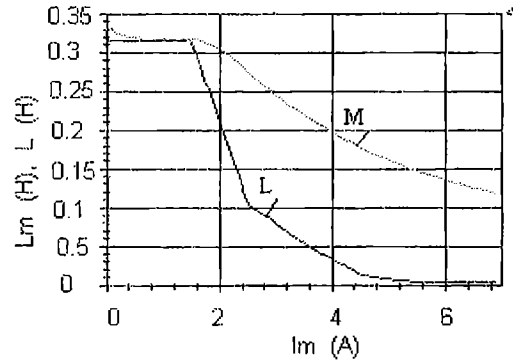


Fig.3.24 Variation de l'inductance de magnétisation et de l'inductance dynamique en fonction de $|I_m|$

Finalement pour la simulation, il suffit d'introduire la non-linéarité du circuit magnétique au modèle de la GAS et de l'implanter sous l'environnement Matlab/Simulink.

Le schéma bloc de simulation est donné par la figure (3.25).

Interprétation des résultats

Dans cette application, la valeur de la capacité d'excitation est de $62 \mu\text{F}$, alors que la vitesse de rotation est considérée fixe et égale à 157.5 rd/s .

Les figures (3.26) et (3.28) représentent respectivement l'évolution de la tension et du courant statoriques en fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone à cage. Au démarrage, la tension et le courant générés croissent de façon exponentielle, puis se stabilisent respectivement à 220V et à 4.2A en régimes totalement établis à $t=0.77\text{s}$, et c'est l'instant où le courant de magnétisation atteint son régime saturé (fig.3.27). On constate que les évolutions des tensions et des courants statoriques suivent la forme de l'évolution du courant de magnétisation.

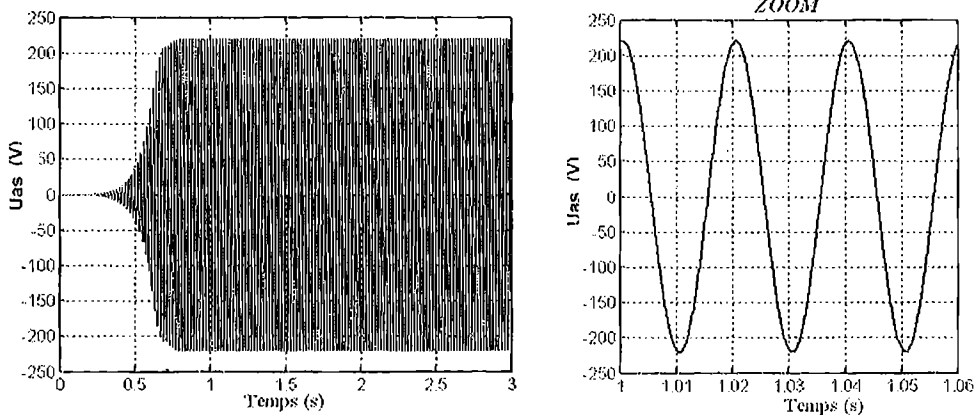


Fig.3.26. Evolution de la tension d'auto-amorçage pour une machine de 2.2 kW

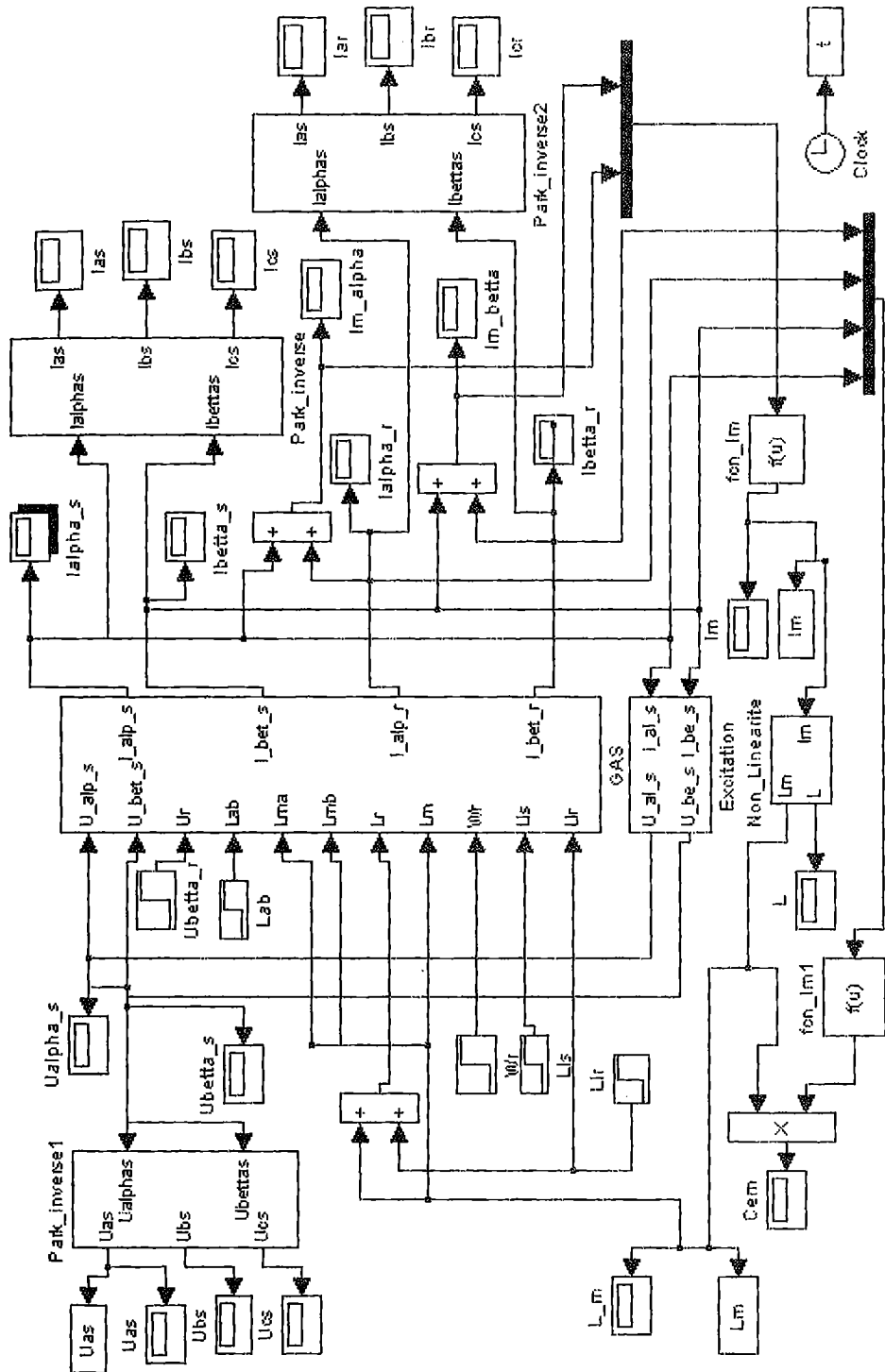


Fig.3.25 Schéma bloc de simulation de la GAS

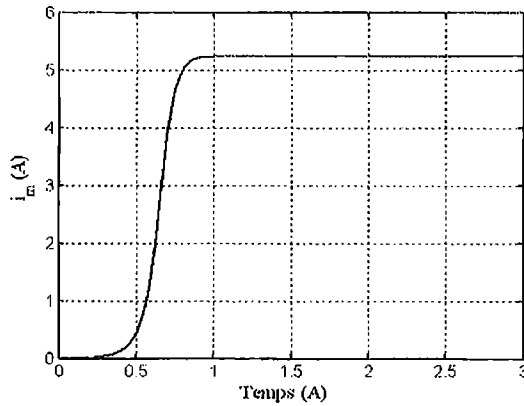


Fig.3.27. Evolution du courant de magnétisation

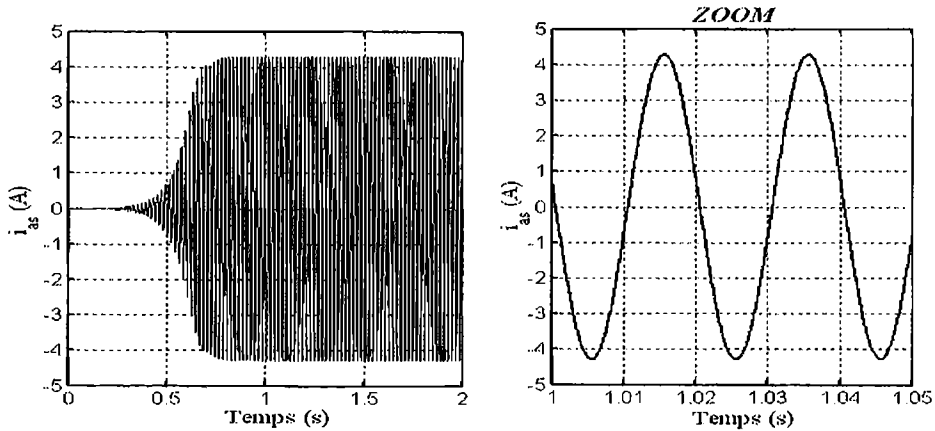


Fig.3.28. Evolution du courant de ligne statorique

2.7 Simulation de l'auto-amorçage en charge résistive-inductive (RL)

Le principe de l'auto-amorçage en charge demeure le même qu'à vide, sauf que les équations de l'excitation vont prendre une autre forme. Sachant que les charges sont connectées en étoile aux bornes de la génératrice, les équations dans le repère de Park généralisé (U, V) sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} U_{us} = \frac{1}{C} i_{us} + \omega_{\text{coor}} U_{vs} \\ U_{us} = R_{\text{ch}} i_{\text{usch}} + L_{\text{ch}} \frac{d}{dt} i_{\text{usch}} - \omega_{\text{coor}} L_{\text{ch}} i_{\text{vsch}} \\ \frac{d}{dt} U_{vs} = \frac{1}{C} i_{vs} - \omega_{\text{coor}} U_{us} \\ U_{vs} = R_{\text{ch}} i_{\text{vsch}} + L_{\text{ch}} \frac{d}{dt} i_{\text{vsch}} + \omega_{\text{coor}} L_{\text{ch}} i_{\text{usch}} \end{array} \right. \quad (3.59)$$

Avec :

$$\begin{cases} i_{uc} = i_{us} - i_{usch} \\ i_{vc} = i_{vs} - i_{vsch} \end{cases} \quad (3.60)$$

En substituant (3.60) dans (3.59) et en réécrivant les équations selon (α, β) , on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{\alpha s} = \frac{1}{C} (i_{\alpha s} - i_{\alpha sch}) \\ U_{\alpha s} = R_{ch} i_{\alpha sch} + L_{ch} \frac{d}{dt} i_{\alpha sch} \end{cases} \quad (3.61)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{\beta s} = \frac{1}{C} (i_{\beta s} - i_{\beta sch}) \\ U_{\beta s} = R_{ch} i_{\beta sch} + L_{ch} \frac{d}{dt} i_{\beta sch} \end{cases} \quad (3.62)$$

En mettant les systèmes d'équations (3.61) et (3.62) sous forme d'état, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{\alpha s} = \frac{1}{C} (i_{\alpha s} - i_{\alpha sch}) \\ \frac{d}{dt} i_{\alpha sch} = \frac{1}{L_{ch}} (U_{\alpha s} - R_{ch} i_{\alpha sch}) \end{cases} \quad (3.63)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{\beta s} = \frac{1}{C} (i_{\beta s} - i_{\beta sch}) \\ \frac{d}{dt} i_{\beta sch} = \frac{1}{L_{ch}} (U_{\beta s} - R_{ch} i_{\beta sch}) \end{cases} \quad (3.64)$$

Interprétation des résultats

Dans cette application, la vitesse de rotation est fixe et prise égale à 157.5rd/s. La valeur de la capacité d'excitation est de $C = 62\mu F$. Les charges $R_{ch} = 150\Omega$ et $L_{ch} = 500mH$ sont appliquées à $t = 1.5s$.

L'insertion de la charge engendre des diminutions aux niveaux de l'ensemble des caractéristiques de la GAS par rapport à celles observées en fonctionnement à vide, qui sont de 8% au niveau de la tension statorique (fig.3.29), de 7% du courant statorique (fig.3.30) et de 17% du courant de magnétisation (fig.3.32). Cela est dû essentiellement à la démagnétisation de la machine et au manque d'énergie réactive nécessaire d'une part pour la magnétisation de la machine et d'autre part pour l'alimentation de la charge, en particulier celle inductive qui est consommatrice de l'énergie réactive, et c'est aux condensateurs d'excitation de satisfaire et de partager l'énergie qu'ils produisent entre les deux consommatrices de la puissance réactive.

La figure (3.31) montre l'évolution du courant aux bornes de la charge qui se stabilise à 1.34 A.

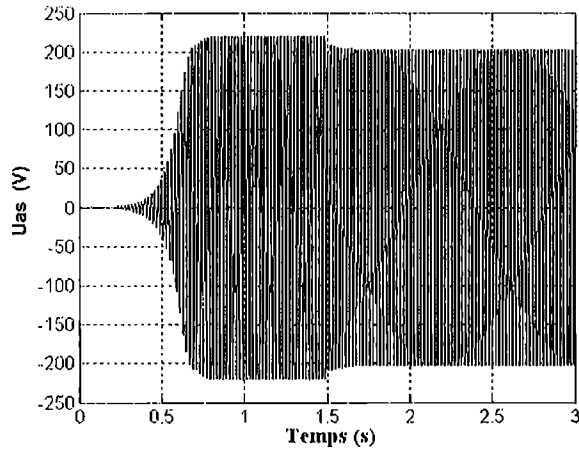


Fig.3.29. Evolution de la tension d'auto-amorçage en charge RL.

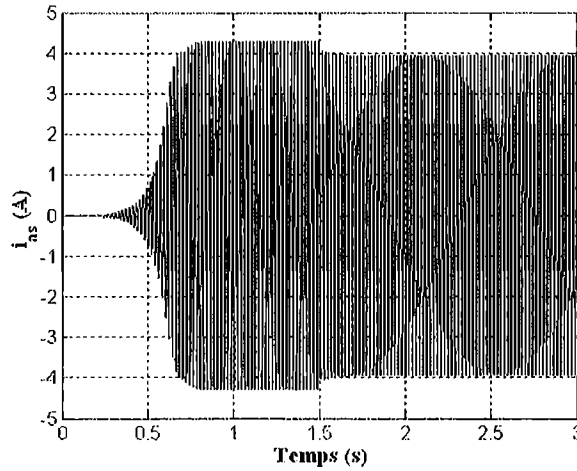


Fig.3.30. Evolution du courant de ligne statorique en charge RL.

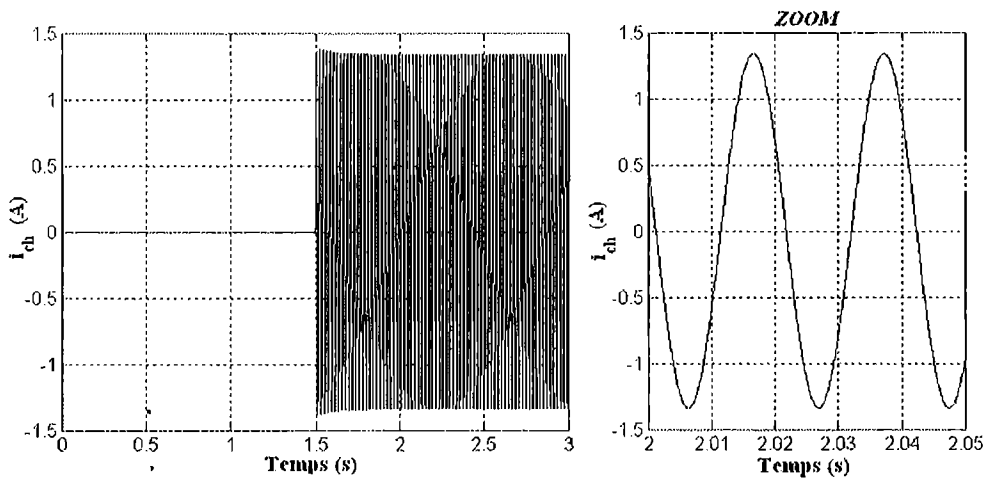


Fig.3.31. Evolution du courant de charge (charge RL)

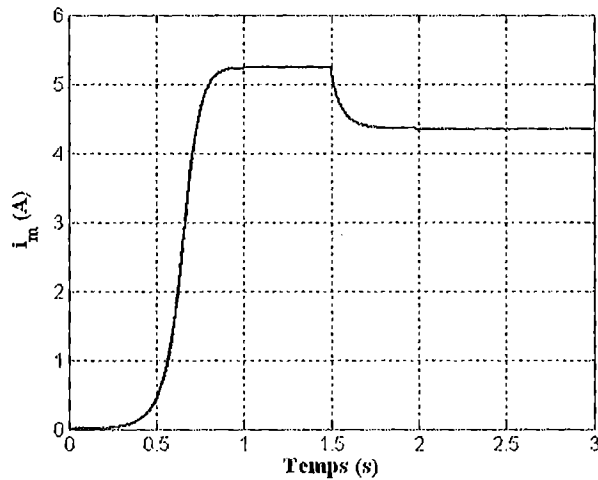


Fig.3.32. Evolution du courant de magnétisation en charge RL

Paramètres de la génératrice asynchrone:

% Pn= 2.2 kW, 9/5.3 A, 220/380 V, 50 Hz, N=1500tr/min

P=2;

% Cst=2;

J=0.005;

%f=0

% R=200; %Charge résistive

% L=0.5; %charge inductive

% cse=10e-6; %Compensation

% Les paramètres sont

% *****%

Rs=3.38;

Rr=3.88;

c= 6.2e-005;

Wr=315;

Er=1;

Lm=0.317;

Lls=0.324-Lm;

Llr=Lls;

% *****%

% Ls=1.086;

% Lr=1.086;

% M=0.18;

% Lab=0;

% Lma = M;

% Lmb=M;

% Las=Ls;

% Lbs=Ls;

% Lar=Lr;

% Lbr=Lr;

3. MODELISATION DES MOTEURS ASYNCHRONES MONOPHASES A CONDENSATEUR PERMANENT (MAMCP).

Le moteur asynchrone monophasé est aujourd'hui largement utilisé dans les applications domestiques (machine à laver, ventilateur,...) et industrielles (entraînement des pompes, conditionneurs d'air...). Ces applications ne nécessitent que de faibles puissances et une tension monophasée.

Le moteur monophasé n'étant pas le siège d'un champ tournant, par conséquent le couple de démarrage à son arbre est nul. Le champ magnétique d'une machine dépend d'une part de la position des conducteurs de l'enroulement et du courant qui le parcourt, d'autre part de la forme du circuit magnétique de la machine et des propriétés magnétiques de ses différentes parties.

On appelle champ tournant, la portion de l'espace où existe un champ magnétique dont la direction tourne à une vitesse angulaire ω_s . Pour obtenir un champ tournant, il est nécessaire d'avoir:

- 1- Une armature polyphasée symétrique ;
- 2- Des courants polyphasés équilibrés ;
- 3- Une répartition sinusoïdale de la F.M.M créée par chaque phase ;
- 4- Des courants de forme d'onde sinusoïdale.

Il existe deux types de champ tournant: le champ tournant circulaire et le champ tournant elliptique.

3.1 Champ tournant circulaire

C'est un champ (F.M.M) à répartition sinusoïdale, tournant à une vitesse angulaire uniforme dont l'amplitude décrit un cercle.

3.2 Champ elliptique

Si l'une des conditions précédentes n'est pas satisfaite (les cas les plus fréquents sont ceux de l'armature monophasée et ceux des courants déséquilibrés), le champ (la F.M.M) tournant créé est à répartition sinusoïdale, cependant l'amplitude varie, la vitesse n'est pas uniforme et le champ (F.M.M) n'est plus représenté par un cercle mais par une ellipse, [4].

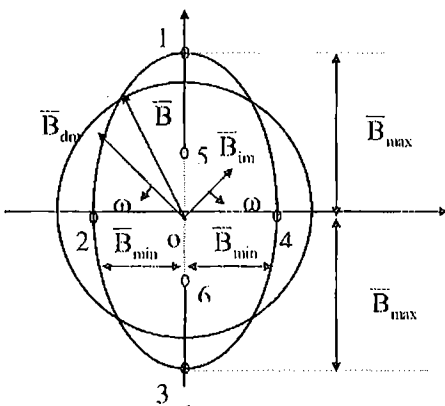


Fig.3.34 Lieu géométrique de l'induction d'un champ elliptique

Cela s'explique par le fait que si le rotor tourne dans le sens du champ direct ($g_1 = g < 1$; $g_2 = 2 - g > 1$), le champ inverse se déplace par rapport au rotor plus vite que le champ direct ($g_2 \Omega_1 > g_1 \Omega_2$); il est ralenti par les courants rotoriques plus fortement que le champ direct. Il en résulte que la composante du champ direct devient prédominante ($F_d > F_i$), ($B_d > B_i$) ce qui produit un champ elliptique, (fig.3.34). L'axe (0-1) de cette ellipse correspond à l'amplitude maximale de l'induction $B_{max} = B_d + B_i$ du champ produit et l'axe (0-2) correspond à

l'amplitude minimale de l'induction $B_{min} = B_d - B_i$. On remarque que pour $B_i = 0$ le champ elliptique se transforme en un champ circulaire d'amplitude B_d , tandis que pour $B_d = B_i$ on aura un champ pulsatoire d'amplitude $2B_i$ (l'ellipse se réduit à un segment de droite compris entre les points 5 et 6), [33].

Un champ pulsant est un champ fixe par rapport à la bobine qui le crée, et dont l'amplitude varie en fonction du temps. Ce champ sinusoïdal est équivalent à deux champs tournants circulaires de sens opposés et d'amplitudes égales.

Le champ tournant direct est représenté par la F.M.M directe,

$$F_d = \frac{1}{2} I_{max} A \cos(\omega t - \theta) ; \tag{3.68}$$

tournant à la vitesse angulaire $\Omega_1 = \omega_s / p$ et se déplace par rapport au rotor avec un glissement

$$g_1 = g = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1} ; \tag{3.69}$$

Le champ tournant inverse est représenté par la F.M.M inverse

$$F_i = \frac{1}{2} I_{max} A \cos(\omega t + \theta) ; \tag{3.70}$$

tournant à la vitesse angulaire $\Omega_2 = -\Omega_1$ et se déplace par rapport au rotor avec un glissement

$$g_2 = \frac{-\Omega_1 - \Omega}{-\Omega_1} = \frac{\Omega_1 + \Omega}{\Omega_1} = 2 - g \tag{3.71}$$

Le champ pulsant est obtenu en alimentant une des phases du stator polyphasé avec un courant alternatif sinusoïdal.

Le moteur monophasé est alimenté par un réseau alternatif monophasé. Les circuits magnétiques statorique et rotorique ainsi que la cage du moteur sont identiques à ceux du moteur polyphasé.

Le stator comporte deux enroulements, un enroulement de travail dit enroulement principal (E.P) qui occupe en général les 2/3 (ou 1/2) des encoches statoriques et un enroulement auxiliaire (E.A) qui occupe le reste des encoches.

Suivant l'utilisation de l'E.A, on distingue , (fig.3.35) :

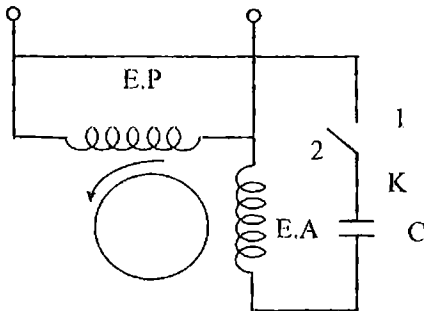


Fig.3.35 Schéma d'un moteur monophasé.

- 1- Les moteurs monophasés à auxiliaire fonctionnel, l'E.A reste connecté au réseau pendant le travail (position 1) (occupation des encoches

$$Z_p = Z_{Aux} = \frac{1}{2} Z ;$$

- 2- Les moteurs monophasés à auxiliaire non fonctionnel, l'E.A ne sert que pour le démarrage du moteur

$$(position 2), (Z_p = \frac{2}{3} Z \text{ et } Z_{Aux} = \frac{1}{3} Z).$$

3.3 Principe de fonctionnement.

L'enroulement de travail (E.P) d'un moteur monophasé est alimenté par un réseau monophasé ; cet enroulement ne peut, a priori, créer un champ tournant ; toutefois il engendre un champ magnétique pulsant qui peut être décomposé en deux champs tournants de même amplitude et qui tournent à la même vitesse dans des sens opposés ; l'un dans le sens direct (sens de rotation du rotor) et l'autre dans le sens inverse.

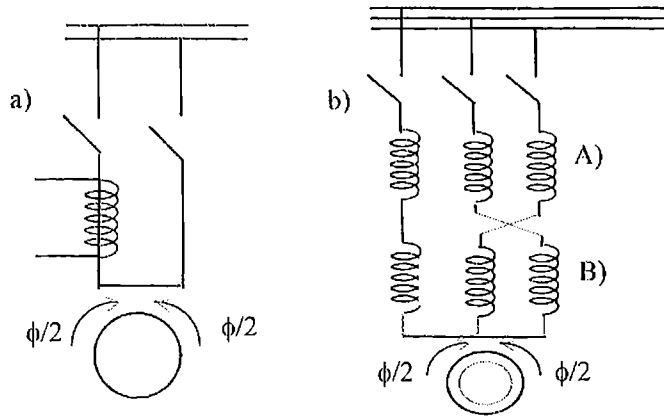


Fig.3.36 Principe de fonctionnement d'un moteur monophasé

Donc du point de vue électrique, le moteur asynchrone monophasé est assimilé à deux moteurs triphasés identiques ayant des enroulements statoriques montés en série, dont deux phases sont croisées, et des rotors couplés sur le même arbre, (fig.3.36).

La tension étoilée du réseau triphasé fictif alimentant ces moteurs est égale à la tension réelle appliquée au moteur asynchrone monophasé. L'interaction des deux champs tournants et des courants qu'ils induisent dans le rotor produit des couples électromagnétiques égaux et opposés. Le couple moteur résultant est nul et le moteur ne peut pas démarrer même sans couple résistant à l'arbre.

Considérons le couple C_d créé par l'enroulement (A) et dirigé dans le sens de rotation du rotor comme positif, le couple C_i créé par le champ inverse de l'enroulement (B) sera négatif et résistant.

La caractéristique mécanique $C = f(g)$ ou $C = f(n)$ du moteur asynchrone monophasé est représentée par la figure (3.37). Elle montre la variation des couples due aux champs direct et inverse en fonction du glissement (ou de la vitesse n), ainsi que la courbe du couple résultant.

L'allure des courbes C_d et C_i est identique à celle du moteur triphasé, celle de C_r se déduit par soustraction du couple C_d de C_i .

On voit que cette courbe $C_r(g)$ ($C_r(n)$) passe par 0 pour $g = 0$ ($n = 0$) autrement dit le couple de démarrage est nul.

En outre, on voit que pour $g = g_s$ ($n = n_s$), le couple direct est nul, mais le couple inverse est différent de zéro.

Même en absence de pertes mécaniques, on remarque que le couple s'annule avant la vitesse synchrone. Il y a donc un glissement à vide non négligeable.

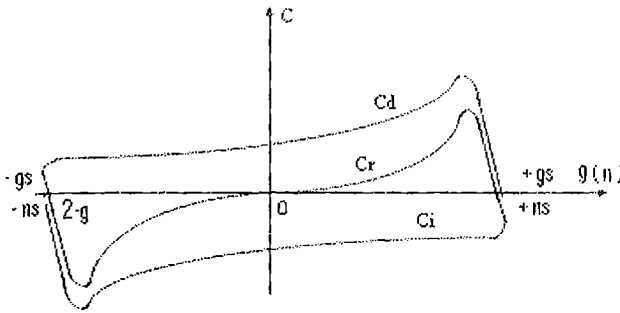


Fig.3.37 Variation du couple moteur monophasé en fonction du glissement ou de la vitesse

On peut avoir le cas de la répartition symétrique des enroulements sur le stator (les enroulements principal E.P et auxiliaire E.A occupent un même nombre d'encoches); c'est le cas d'un moteur asynchrone biphasé s'il est alimenté par un système biphasé de tensions.

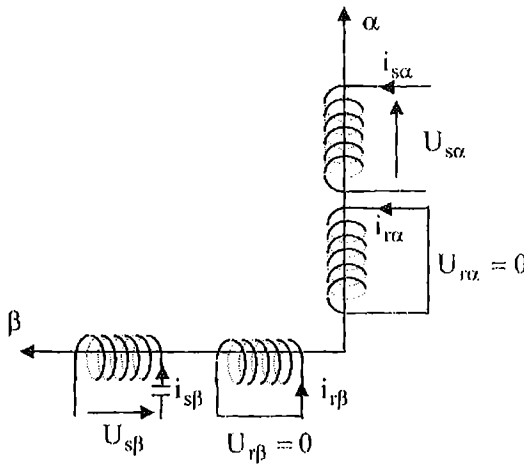


Fig.3.38 Représentation du MAMCP selon les axes (α, β)

Pour le moteur monophasé, les enroulements principal (EP) et auxiliaire (EA) sont portés chacun par un axe, le circuit rotorique, comme dans les moteurs asynchrone triphasés, est remplacé par deux enroulements court-circuités identiques en quadrature.

Le référentiel choisi pour l'étude des processus électromagnétiques de la machine est le système (α, β) lié au stator. On considère que la F.M.M développée par chaque phase statorique a une distribution sinusoïdale suivant la circonférence du rotor.

Le système d'équations des tensions est :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{s\alpha} = r_{s\alpha} i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = r_{s\beta} i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ U_{r\alpha} = 0 = r_{r\alpha} i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} \\ U_{r\beta} = 0 = r_{r\beta} i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha} \\ 0 = -i_{s\beta} + C \, dU_c / dt \end{array} \right. \quad (3.72)$$

Celui des flux :

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{s\alpha} = L_{s\alpha} i_{s\alpha} + M_{\alpha} i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_{s\beta} i_{s\beta} + M_{\beta} i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_{r\alpha} i_{r\alpha} + M_{\alpha} i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_{r\beta} i_{r\beta} + M_{\beta} i_{s\beta} \end{array} \right. \quad (3.73)$$

En remplaçant (3.73) dans le système (3.72), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{s\alpha} = r_{s\alpha} i_{s\alpha} + L_{s\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M_{\alpha} \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = r_{s\beta} i_{s\beta} + L_{s\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} + M_{\beta} \frac{di_{r\beta}}{dt} + U_c \\ U_{r\alpha} = r_{r\alpha} i_{r\alpha} + L_{r\alpha} \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M_{\alpha} \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r L_{r\beta} i_{r\beta} + \omega_r M_{\beta} i_{s\beta} \\ U_{r\beta} = r_{r\beta} i_{r\beta} + L_{r\beta} \frac{di_{r\beta}}{dt} + M_{\beta} \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega_r L_{r\alpha} i_{r\alpha} - \omega_r M_{\alpha} i_{s\alpha} \\ 0 = -i_{s\beta} + C \frac{dU_c}{dt} \end{array} \right. \quad (3.74)$$

La dernière équation représente la tension aux bornes de la capacité connectée en série avec l'enroulement auxiliaire. Celle-ci sert comme artifice de démarrage.

On peut mettre le système d'équation (3.74) sous forme :

$$[U] = [R][I] + [L_{\alpha\beta}] \frac{d}{dt} [I] \quad (3.74a)$$

Avec : $[U]$ - vecteur de tension dans le référentiel (α, β)

$$[U] = [U_{s\alpha} \quad U_{s\beta} \quad U_{r\alpha} \quad U_{r\beta} \quad 0]^t$$

$[I]$ - vecteur de courant dans le référentiel (α, β) tel que

$$[I] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad i_{r\alpha} \quad i_{r\beta} \quad U_c]^t$$

Avec :

$$[R_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} r_{s\alpha} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_{s\beta} & 0 & 0 & 1 \\ 0 & \frac{1}{a} M_{\beta} \omega_r & r_{r\alpha} & \frac{1}{a} L_{r\beta} \omega_r & 0 \\ -a M_{\alpha} \omega_r & 0 & -a L_{r\alpha} \omega_r & r_{r\beta} & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

où : $a = \frac{N_a k_{ba}}{N_p k_{bp}}$;

N_p - nombre des spires réel de l'E.P ;

N_a - nombre des spires réel de l'E.A ;

k_{bp} - coefficient de bobinage de l'E.P ;

k_{ba} - coefficient de bobinage de l'E.A

$$[L_{\alpha\beta}] = \begin{bmatrix} L_{s\alpha} & 0 & M_{\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & L_{s\beta} & 0 & M_{\beta} & 0 \\ M_{\alpha} & 0 & L_{r\alpha} & 0 & 0 \\ 0 & M_{\beta} & 0 & L_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} ;$$

où :

M_{α} - inductance de magnétisation de l'E.P ;

M_{β} - inductance de magnétisation de l'E.A ;

L_{α} - inductance rotorique ramenée au nombre de spires de l'E.P ;

L_{β} - inductance rotorique ramenée au nombre de spires de l'E.P.

Le couple électromagnétique est :

$$C_{e(\alpha\beta)} = P \left[M_{\alpha} a (i_{s\alpha} + i_{r\alpha}) i_{r\beta} - \frac{M_{\beta}}{a} (i_{s\beta} + i_{r\beta}) i_{r\alpha} \right].$$

Dans le cas particulier des machines symétriques :

$$r_{s\alpha} = r_{s\beta} = R_a = R_p = r_s ; r_{r\alpha} = r_{r\beta} = r_r ;$$

$$M_{\alpha} = M_{\beta} = M ; L_{s\alpha} = L_{s\beta} = L_s ; L_{r\alpha} = L_{r\beta} = L_r .$$

Le système (3.74) devient :

$$\begin{cases} U_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + M \frac{di_{r\alpha}}{dt} \\ U_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + M \frac{di_{r\beta}}{dt} + U_c \\ U_{r\alpha} = r_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + M \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r L_r i_{r\beta} + \omega_r M i_{s\beta} \\ U_{r\beta} = r_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + M \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega_r L_r i_{r\alpha} - \omega_r M i_{s\alpha} \\ 0 = -i_{s\beta} + C \frac{dU_c}{dt} \end{cases} \quad (3.75)$$

et le couple aura pour expression :

$$C_e = pM(i_{s\beta} i_{r\alpha} - i_{s\alpha} i_{r\beta})$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega$$

On néglige les frottements ($F = 0$).

A partir de l'expression (3.74a), on peut écrire :

$$\frac{d[I]}{dt} = -[L]^{-1}[R][I] + [L]^{-1}[U] \quad (3.74b)$$

Cette expression représente la forme équivalente d'une équation d'état

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

$$A = -[L]^{-1}[R]; \quad B = [L]^{-1} \quad \text{et} \quad [R] = [R_1] + \omega_r [R_2] ;$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M & 0 \\ M & 0 & L_r & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix}; \quad [R_1] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & r_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$[R_2] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r & 0 \\ -M & 0 & -L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La figure (3.39) montre le schéma bloc de simulation d'un moteur asynchrone monophasé à condensateur permanent.

Paramètres de la machine :

$L_s = 0.1554;$

$L_r = 0.1568;$

$M = 0.154;$

$r_s = 1.2;$

$r_r = 1.8;$

$J = 0.05;$

$p = 2;$

$C = 35e-6;$

`% *****%`

`L=[L_s 0 M 0 0`

`0 L_s 0 M 0`

`M 0 L_r 0 0`

`0 M 0 L_r 0`

`0 0 0 0 C];`

`% *****%`

`R1=[r_s 0 0 0 0`

`0 r_s 0 0 1`

`0 0 r_r 0 0`

`0 0 0 r_r 0`

`0 -1 0 0 0];`

`% *****%`

`R2=[0 0 0 0 0`

`0 0 0 0 0`

`0 M 0 L_r 0`

`-M 0 -L_r 0 0`

`0 0 0 0 0];`

`% *****%`

`B=inv(L);`

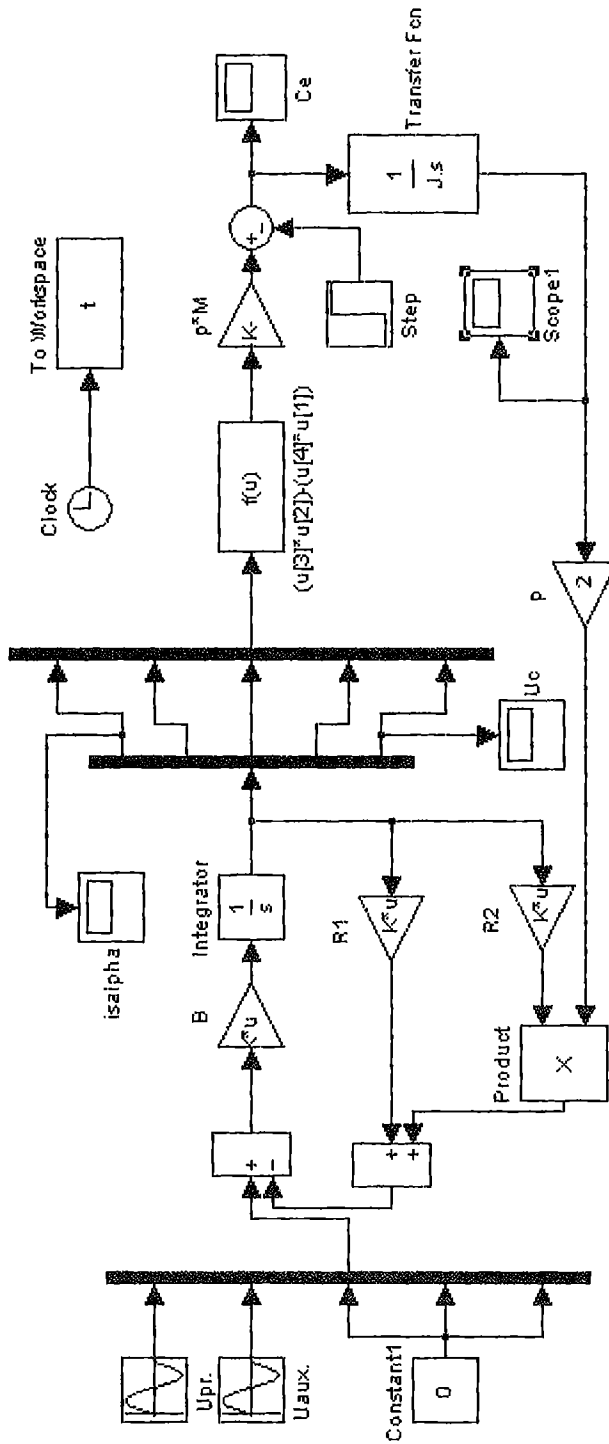


Fig.3.39. Schéma bloc de simulation du MAMCP

Interprétation des résultats

Les figures ci-dessous représentent les allures types de la vitesse, du glissement, du couple, du courant dans l'enroulement principal, ainsi que celle de la tension aux bornes de la capacité. La caractéristique du couple est spécifique à toutes les machines monophasées.

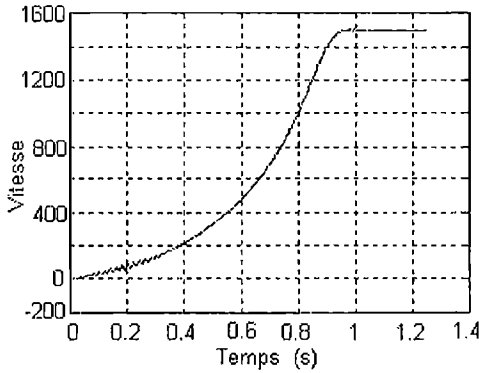


Fig.3.40 $\omega = f(t)$

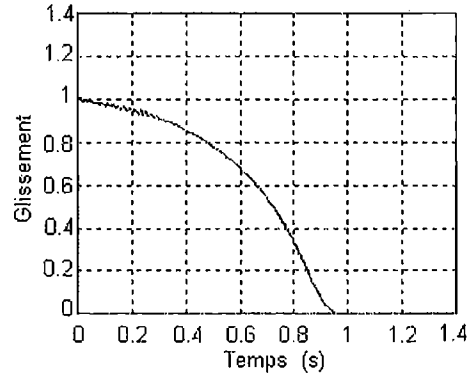


Fig.3.41 $g = f(t)$

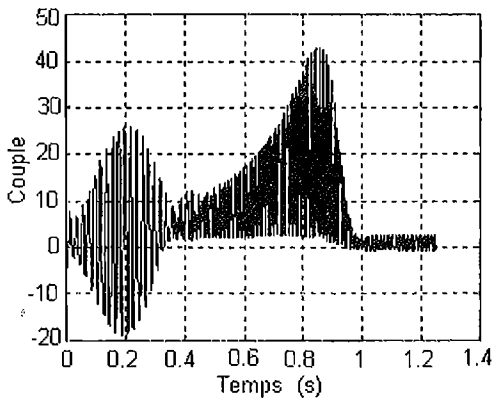


Fig.3.42 $C_e = f(t)$

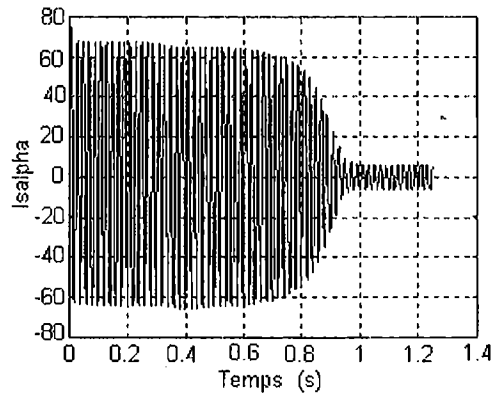


Fig.3.43 $i_{s\alpha} = f(t)$

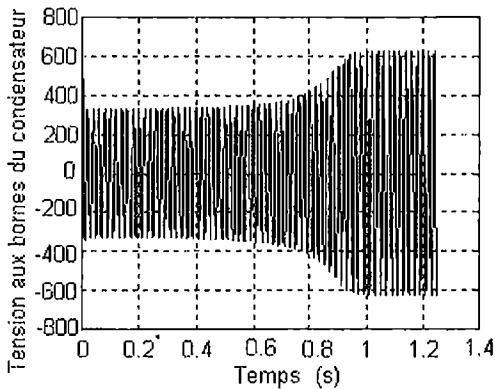


Fig.3.44 $U_c = f(t)$

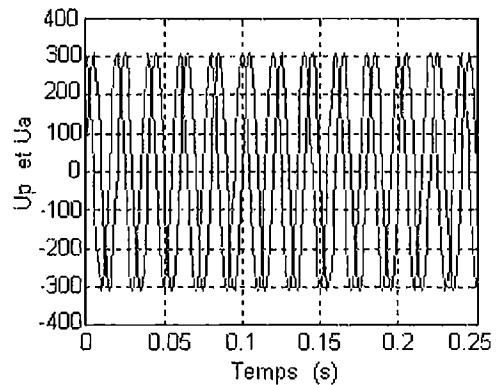


Fig.3.45 $U_p = f(t)$ et $U_A = f(t)$

Chapitre IV

Modélisation et simulation des machines synchrones à inducteur

La machine synchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse de rotation, en régime permanent se trouve en étroite relation avec la fréquence de l'enroulement statorique. Si cet enroulement est conçu de façon à former « p » paires de pôles et si « f » désigne la fréquence des courants statoriques, la vitesse de rotation est alors :

$$\Omega = \frac{60f}{p}$$

Par conséquent, pour une fréquence donnée de l'enroulement statorique, la vitesse de rotation de la machine synchrone reste constante et ne dépend pas de la valeur de la charge. Une telle définition de la machine synchrone suppose que le champ magnétique dans le circuit est créé à partir d'une source à courant continu. Une machine synchrone qui fonctionne sans courant d'excitation est appelée machine synchrone réactive.

Le domaine principal d'utilisation de la machine synchrone reste la production d'énergie électrique. Quant au domaine d'utilisation des moteurs synchrones il est très étendu. Il va des entraînements de bandes, (de quelques watts) aux entraînements de grande puissance (pompes, propulsion de bateaux, générateurs à vitesse variable, traction..., de quelques MW de puissance) en passant par les servomoteurs de la robotique (bras du robot, broches de machines-outils..., de puissances allant de 100 W à 10 kW). Même si les structures des machines sont très variées, leurs principes de fonctionnement et de pilotage restent à peu près identiques. La machine synchrone peut également être utilisée pour améliorer le facteur de puissance d'un réseau électrique (compensateur synchrone) en participant à la régulation de la puissance réactive du réseau.

Comme moyen d'entraînement primaire des générateurs synchrones (alternateurs), on utilise généralement les turbines hydrauliques et à vapeur, ou bien des moteurs diesels. On les appelle respectivement hydrogénérateurs (hydro alternateurs), turbogénérateurs (turboalternateurs) et groupes électrogènes. Pour les turboalternateurs, on utilise aussi les turbines à gaz.

La vitesse de rotation des turbines hydrauliques dépend du débit d'eau. Généralement les hydroalternateurs sont caractérisés par un nombre important de pôles et des vitesses faibles allant de 60 à 150 tr/min, contrairement aux turboalternateurs où la vitesse est de 3000 tr/min ($p=1$)

Suivant la construction du rotor, on distingue deux types de machines synchrones : à pôles lisses et à pôles saillants. Les deux types de machines sont utilisés comme moteurs ou générateurs.

La machine synchrone à pôles lisses est une machine à rotor cylindrique principalement utilisée dans les turboalternateurs ; son rotor cylindrique est uniforme et sur lequel sont réparties des encoches renfermant un bobinage concentrique d'excitation.

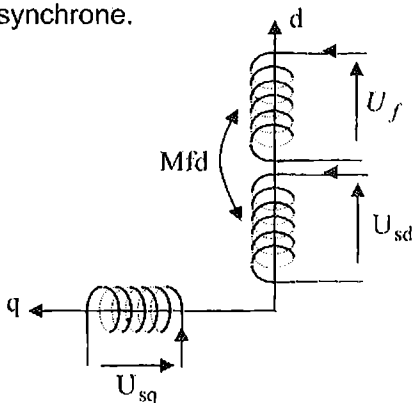
Dans les machines synchrones à pôles saillants, dont font partie les hydro alternateurs, les pôles sont physiquement séparés et sur chaque pôle se trouve un bobinage d'excitation habillé sur les noyaux polaires. Cette forme d'exécution est réalisable pour toutes les vitesses de rotation synchrones (à de rares exceptions 3000 tr/min). Ce type de machines comporte souvent, un enroulement amortisseur (de démarrage) logé dans des encoches circulaires semi-fermées disposées à la surface de l'épanouissement polaire.

Les compensateurs synchrones sont fabriqués le plus souvent à pôles saillants pour une vitesse de 750 tr/min et de puissances allant de 75 à 100 MVA.

Le moteur synchrone ne peut démarrer seul. Il a toujours besoin d'un moyen de démarrage (externe ou interne). Comme moyen interne, on peut citer l'utilisation du principe d'induction dans le rotor (balais rotorique court-circuités) et même l'enroulement amortisseur peut aussi servir au lancement de la machine synchrone par l'effet d'induction. Des moyens externes peuvent être également utilisés pour le démarrage du moteur synchrone tels que le couplage de la machine synchrone à une machine asynchrone ou à une machine à courant continu. Au voisinage de la vitesse synchrone, on alimente l'enroulement d'excitation par une tension continue ; celui-ci crée un couple additionnel qui accroche le rotor au champ tournant du stator et ramène ainsi le rotor à la vitesse synchrone. Lors du démarrage en asynchrone, l'enroulement d'excitation doit être en court circuit ou fermé sur une résistance, car dans le cas contraire (circuit d'excitation ouvert) une tension assez élevée pourrait être induite à ses bornes provoquant le claquage de l'isolation et la mise hors service du moteur.

1. MODELISATION ET SIMULATION DES MOTEURS SYNCHRONES SANS AMORTISSEURS

Les machines synchrones sont généralement étudiées dans le référentiel d, q ($\omega_{\text{coor}} = \omega_r$). La figure suivante représente le modèle électrique du moteur synchrone.



Considérons le système d'équations de tensions sous la forme :

$$\begin{cases} U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \\ U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_r \psi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \end{cases} \quad ; \quad (4.1)$$

Fig.4.3 Modèle de la machine synchrone

Les expressions magnétiques:

$$\begin{cases} \Psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{fd} i_f \\ \Psi_{sq} = L_q i_{sq} \\ \Psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} \end{cases} \quad (4.2)$$

Sous forme matricielle, on a :

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_s & \omega \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} ; \quad (4.3)$$

Pour résoudre ce système, il faut le mettre sous forme d'équation d'état :

$$\dot{\mathbf{i}} = [\mathbf{L}]^{-1}[\mathbf{U}] - [\mathbf{L}]^{-1}[\mathbf{R}]\mathbf{i} ; \quad (4.4)$$

Où

$$[\mathbf{L}] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{R}] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\mathbf{R}] = [\mathbf{R}_1] + \omega_r [\mathbf{R}_2]$$

avec

$$[\mathbf{R}_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{R}_2] = \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; \quad [\mathbf{Z}] = [\mathbf{L}]^{-1}$$

Pour la machine synchrone triphasée, le couple électromagnétique s'exprime par :

$$C_e = \frac{3}{2} p [\Psi_{sd} i_{sq} - \Psi_{sq} i_{sd}] ; \quad \text{ou} \quad C_e = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + M_{fd} i_{sq} i_f] ; \quad (4.5)$$

et l'expression du mouvement par : $\frac{J}{p} \frac{d\omega_r}{dt} = C_e - C_T - F\Omega$.

La figure (4.4) représente le schéma bloc de simulation.

La figure (4.5) représente les caractéristiques principales du moteur synchrone sans amortisseur.

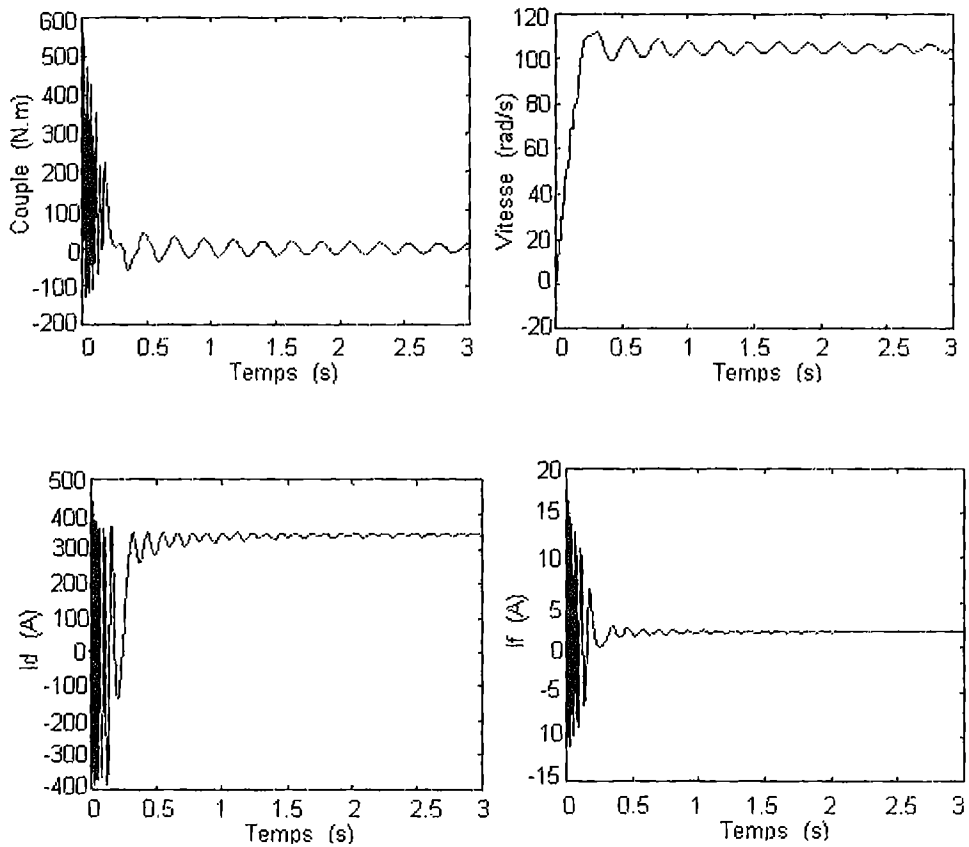


Fig.4.5 : Caractéristiques du moteur synchrone

Paramètres de la machine synchrone sans amortisseurs:

$L_d=0.00231$;

$L_q=0.00231$;

$L_f=0.924$;

$R_s=0.48$;

$R_f=125$;

$P=3$;

$M_{fd}=0.0236$

$J=0.263$;

$F=0$;

$R1=[R_s \ 0 \ 0$;

$0 \ R_s \ 0$;

$0 \ 0 \ R_f]$;

% *****%

```

R2=[0 -Lq 0;
    Ld 0 Mfd;
    0 0 0];
%*****%
L=[Ld 0 Mfd;
   0 Lq 0;
   Mfd 0 Lf];
%*****%
Z=inv(L)

```

Interprétations des résultats

Aux très faibles vitesses, les à-coups du couple sont de courte durée mais de forte intensité puis s'atténuent lorsque la machine prend de la vitesse tout en restant oscillatoires.

Lors du démarrage, la vitesse subit des variations transitoires dues à l'effet de contre réaction des masses tournantes qui tendent à ramener la machine à sa vitesse initiale. Elle présente constamment de faibles oscillations autour du synchronisme, celles-ci sont dues, entre autres, à l'absence du circuit amortisseur.

Le courant rotorique subit la même loi de variation. Aux basses vitesses leur amplitude est importante mais se stabilise rapidement à l'approche du synchronisme.

Remarque : il est possible d'approfondir le travail de simulation par la variation des valeurs des résistances statorique et d'excitation, de la tension d'excitation, du couple de charge, ainsi que celle du moment d'inertie.

2. MODELISATION ET SIMULATION DES MOTEURS SYNCHRONES AVEC AMORTISSEURS

Les machines à pôles saillants ont leur rotor muni d'amortisseurs constitués de barres de cuivre logées dans des encoches pratiquées dans les pièces polaires. Ces barres sont reliées entre elles à leurs extrémités par deux anneaux ou des arceaux conducteurs suivant le nombre de pôles.

Les amortisseurs s'opposent à toute variation rapide du flux à travers le rotor. Ils ont un rôle primordial dans la stabilisation de la vitesse de la machine suite à des variations de charges. Ils possèdent la même caractéristique mécanique que celle des machines asynchrones à cage. Si la vitesse tend à augmenter (glissement négatif) suite à une baisse soudaine de la charge, l'effet d'induction prend naissance dans les enroulements amortisseurs et produit un couple résistant (négatif) au mouvement du rotor et le ralentit, et le rotor est ainsi ramené à la vitesse synchrone.

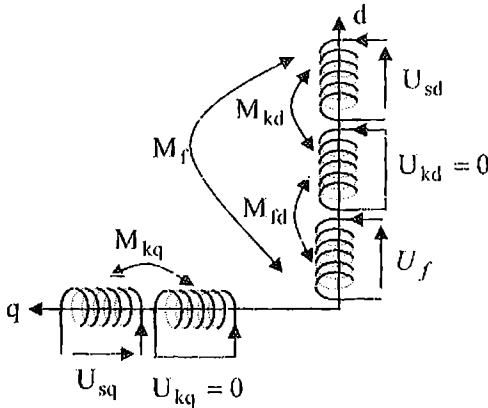


Fig.4.6 *Modèle de la machine synchrone avec amortisseurs*

Dans le cas contraire, si la vitesse tend à chuter (glissement positif) suite à une surcharge brusque de la machine, l'effet d'induction prend naissance et l'enroulement amortisseur produit un couple (positif) additionnel qui s'ajoute au couple moteur pour ramener le rotor à la vitesse synchrone. Dans les machines à pôles lisses, c'est la partie massive du fer rotorique qui joue le rôle d'amortisseur.

La figure ci-dessus représente le modèle de la machine synchrone à pôles saillants avec amortisseurs.

Le système d'équations des tensions dans le référentiel rotorique est:

$$\left\{ \begin{aligned} U_{sd} &= R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{ds}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \\ U_{sq} &= R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{qs}}{dt} + \omega_r \psi_{sd} \\ U_f &= R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \\ 0 = U_{kd} &= R_{kd} i_{kd} + \frac{d\psi_{kd}}{dt} \\ 0 = U_{kq} &= R_{kq} i_{kq} + \frac{d\psi_{kq}}{dt} \end{aligned} \right.$$

Où

$$\left\{ \begin{aligned} \psi_{sd} &= L_d i_{sd} + M_f i_f + M_{kd} i_{kd} \\ \psi_{sq} &= L_q i_{sq} + M_{kq} i_{kq} \\ \psi_f &= L_f i_f + M_f i_{sd} + M_{fd} i_{kd} \\ \psi_{kd} &= L_{kd} i_{kd} + M_{kd} i_{sd} + M_{fd} i_f \\ \psi_{kq} &= L_{kq} i_{kq} + M_{kq} i_{sq} \end{aligned} \right.$$

En tenant compte des expressions du flux, le système d'équations des tensions peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_d & -L_q \omega_r & sM_f & sM_{kd} & -\omega_r M_{kq} \\ L_d \omega_r & R_s + sL_q & \omega_r M_f & \omega_r M_{kd} & sM_{kq} \\ sM_f & 0 & R_f + sL_f & sM_{fd} & 0 \\ sM_{kd} & 0 & sM_{fd} & R_{kd} + sL_{kd} & 0 \\ 0 & sM_{kq} & 0 & 0 & R_{kq} + sL_{kq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \\ i_{kd} \\ i_{kq} \end{bmatrix} ;$$

(4.6)

Le système d'équations est mis sous la forme:

$$\begin{aligned} [L] * d/dt [I] &= -[A][I] + [U] \\ \text{ou} \quad d/dt [I] &= -[L]^{-1}[A][I] + [L]^{-1}[U] ; \end{aligned} \quad (4.7)$$

avec

$$[L] = \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_f & M_{kd} & 0 \\ 0 & L_q & 0 & 0 & M_{kq} \\ M_f & 0 & L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{kd} & 0 & M_{fd} & L_{kd} & 0 \\ 0 & M_{kq} & 0 & 0 & L_{kq} \end{bmatrix} ; \quad (4.8)$$

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 & 0 & -\omega_r M_{kq} \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_f & \omega_r M_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix} ; \quad (4.9)$$

Où

$$[Z] = [L]^{-1} \quad \text{et} \quad [A] = [A_1] + \omega [A_2] ; \quad (4.10)$$

$$[A_1] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{kq} \end{bmatrix}$$

et

$$[A_2] = \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 & 0 & -M_{kq} \\ L_d & 0 & M_f & M_{kd} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[I] = [i_{sd} \ i_{sq} \ i_f \ i_{kd} \ i_{kq}]^t ; \quad [U] = [U_{sd} \ U_{sq} \ U_f \ 0 \ 0]^t$$

L'expression du couple est de la forme :

$$C_e = \frac{3}{2} p (L_d i_{sd} i_{sq} + M_f i_f i_{sq} + M_{kd} i_{kd} i_{sq} - L_q i_{sq} i_{sd} - M_{kq} i_{kq} i_{sd}) ; \quad (4.11)$$

L'expression du mouvement est: $J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_T - F\Omega$, avec $p\Omega = \omega_r$.

La figure (4.7) représente le schéma bloc de simulation de la machine.

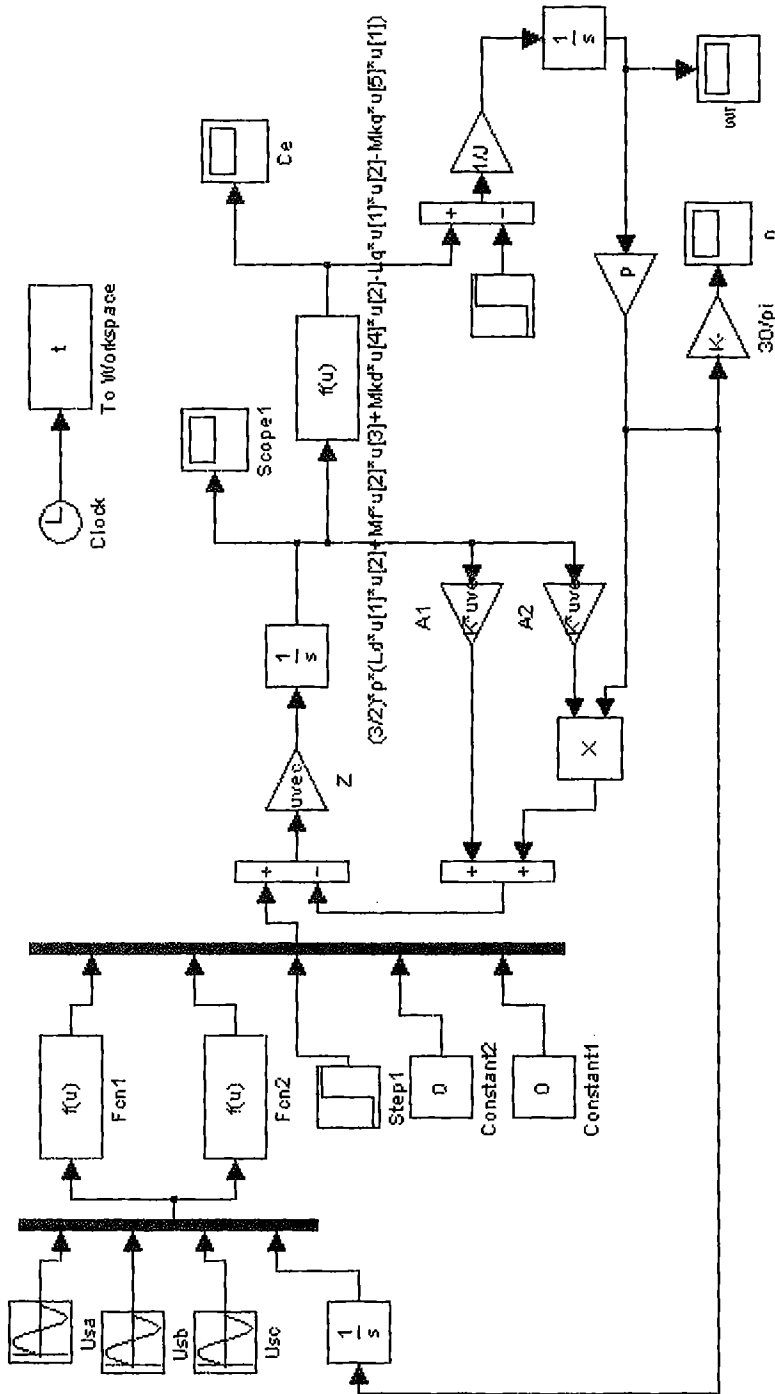
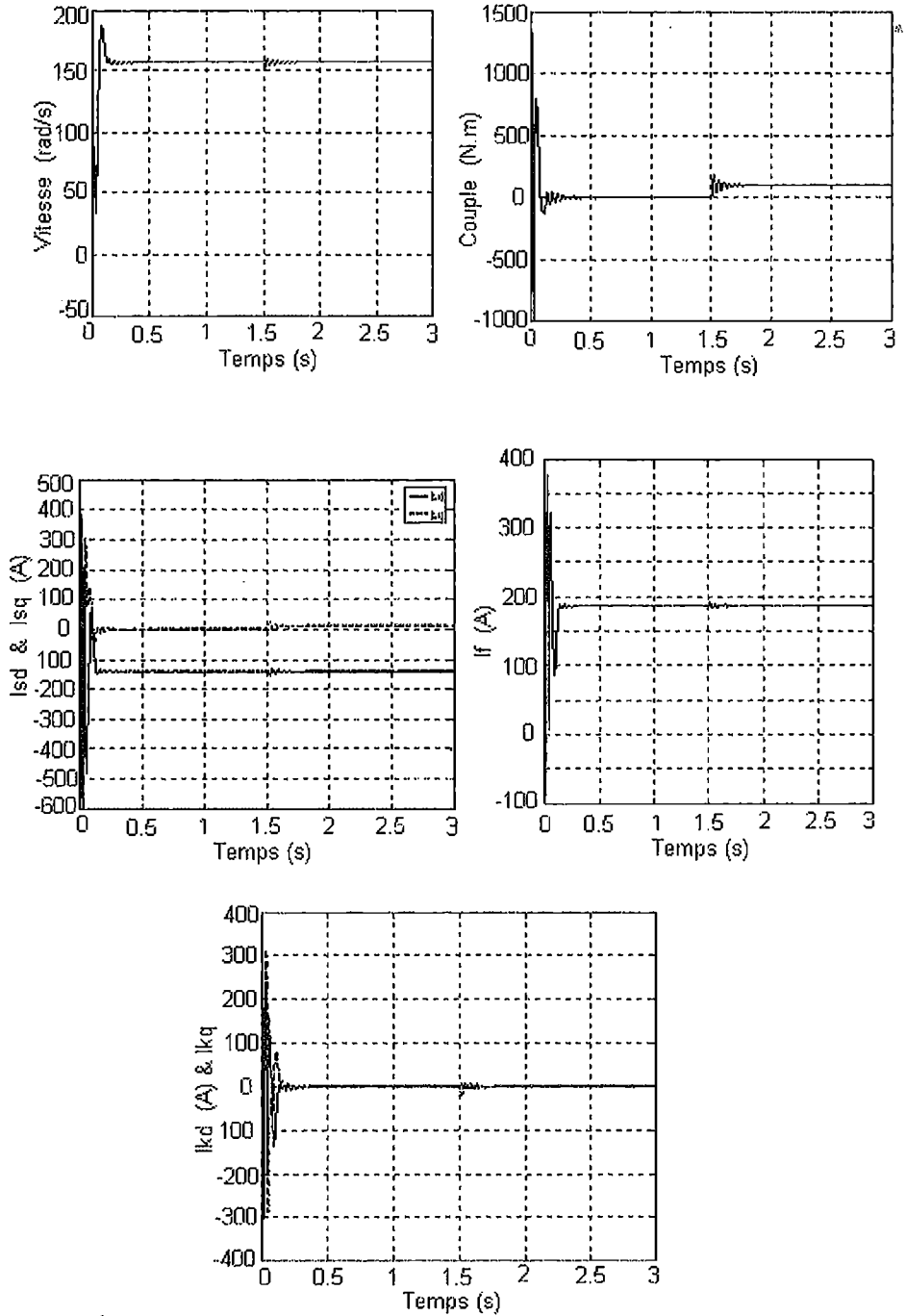
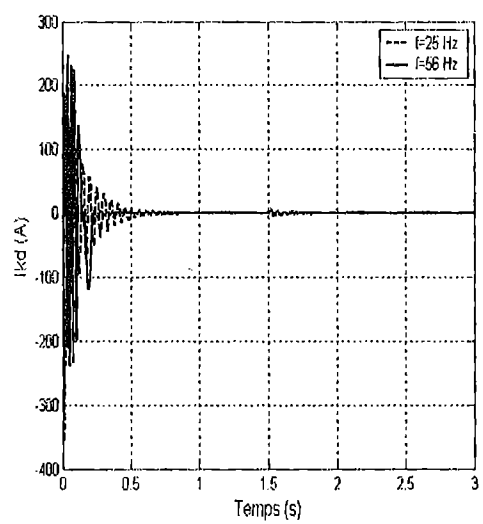
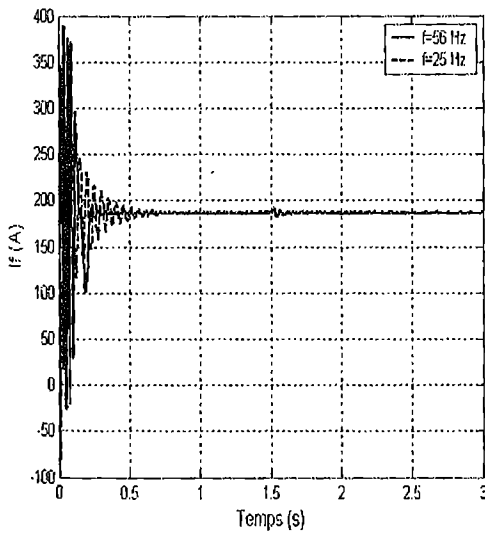
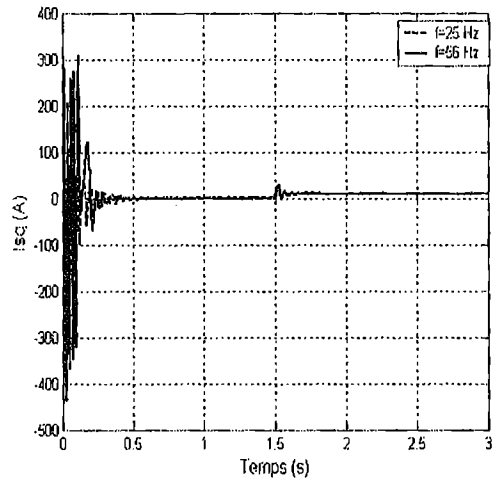
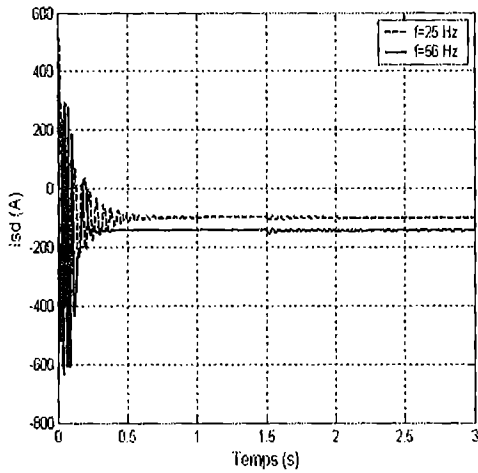
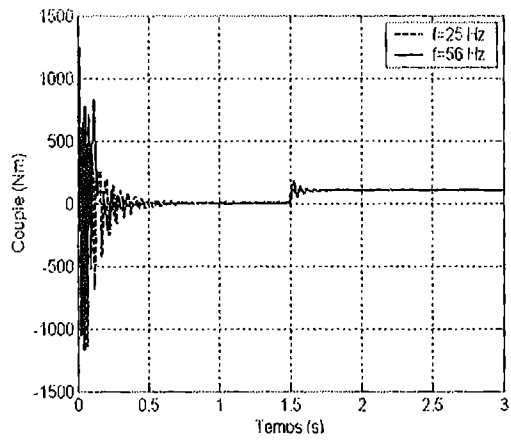
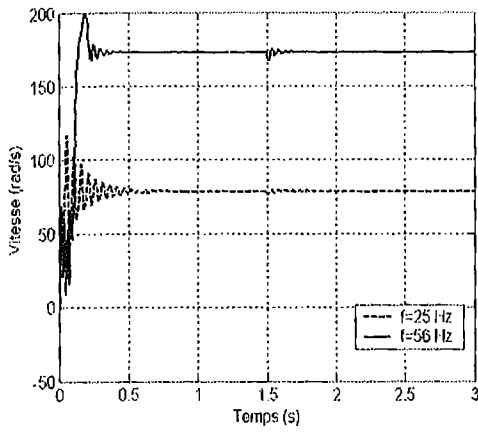


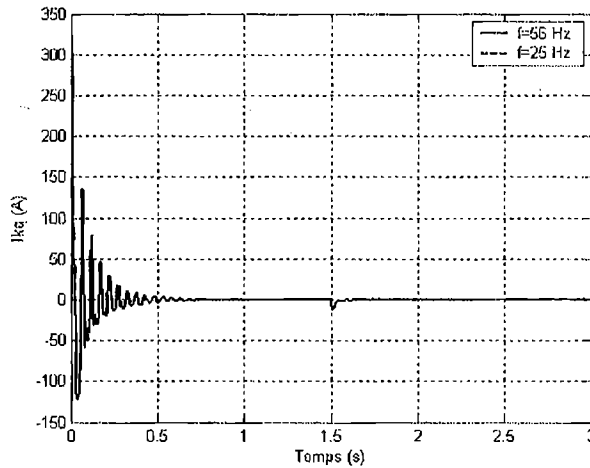
Fig.4.7 Schéma bloc de simulation d'un moteur synchrone avec amortisseurs

Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulations.



a) Démarrage à vide avec introduction d'une charge de 150 N.m à 1.5 s





b) Influence de la variation de la fréquence sur les paramètres de la machine

Fig.4.8 Résultats de simulation de la machine synchrone avec amortisseurs

A travers les différents résultats de simulation, on remarque l'absence des oscillations sur les allures de la vitesse et du couple grâce à la présence des enroulements amortisseurs, (fig.4.8.a).

Dans l'intervalle transitoire, les courants i_{kd} et i_{kq} sont très oscillatoires et ils s'annulent dès que le moteur atteint la vitesse du synchronisme. Ils réagissent à toute perturbation de la vitesse.

Le courant statorique i_{sd} évolue en fonction de la charge. A vide, le courant i_{sq} s'annule dès la fin du régime transitoire. L'application de la charge à $t = 1,5$ s montre une faible perturbation grâce à la présence des amortisseurs.

Dans le cas de la variation de la fréquence (fig.4.8,b), sa diminution entraîne la diminution de la vitesse et l'augmentation du courant i_{sd} . A noter l'augmentation du régime transitoire de tous les paramètres.

Le schéma (fig.4.9) permet de simuler la perte d'une phase de la machine, $i_a = 0$ à $t = 2$ s.

Les résultats de simulation (fig.4.10) montrent une instabilité, pratiquement de tous les paramètres, caractérisée par de très fortes oscillations. La vitesse chute brusquement et continue d'osciller fortement autour d'une valeur assez faible.

Un tel régime est un régime d'avarie qui nécessite l'arrêt immédiat de la machine.

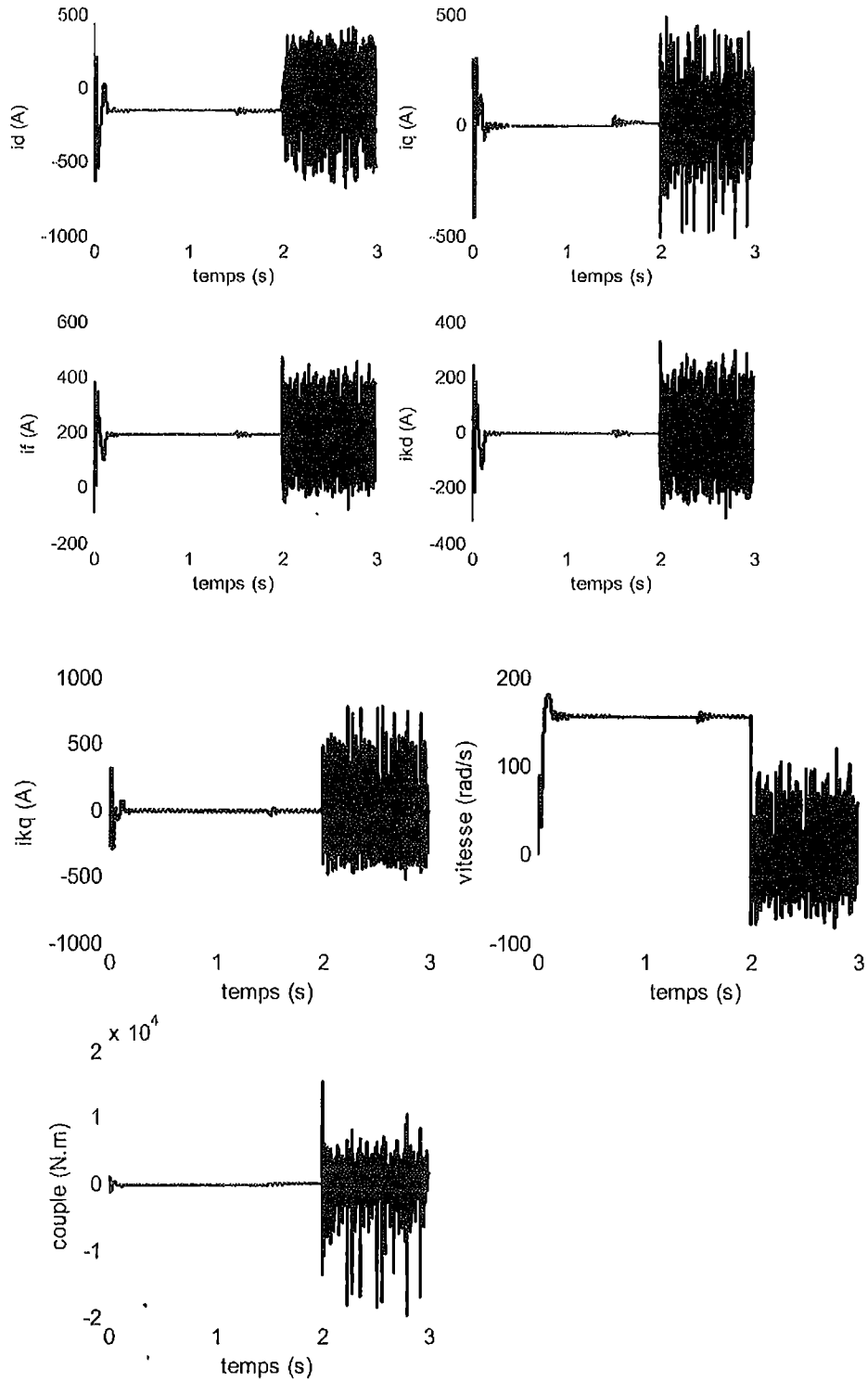


Fig.4.10 Résultats de simulation lors de la perte d'une phase

La figure (4.11) montre les principales caractéristiques lors de la perte d'excitation ($i_f = 0$ à $t = 2\text{ s}$).

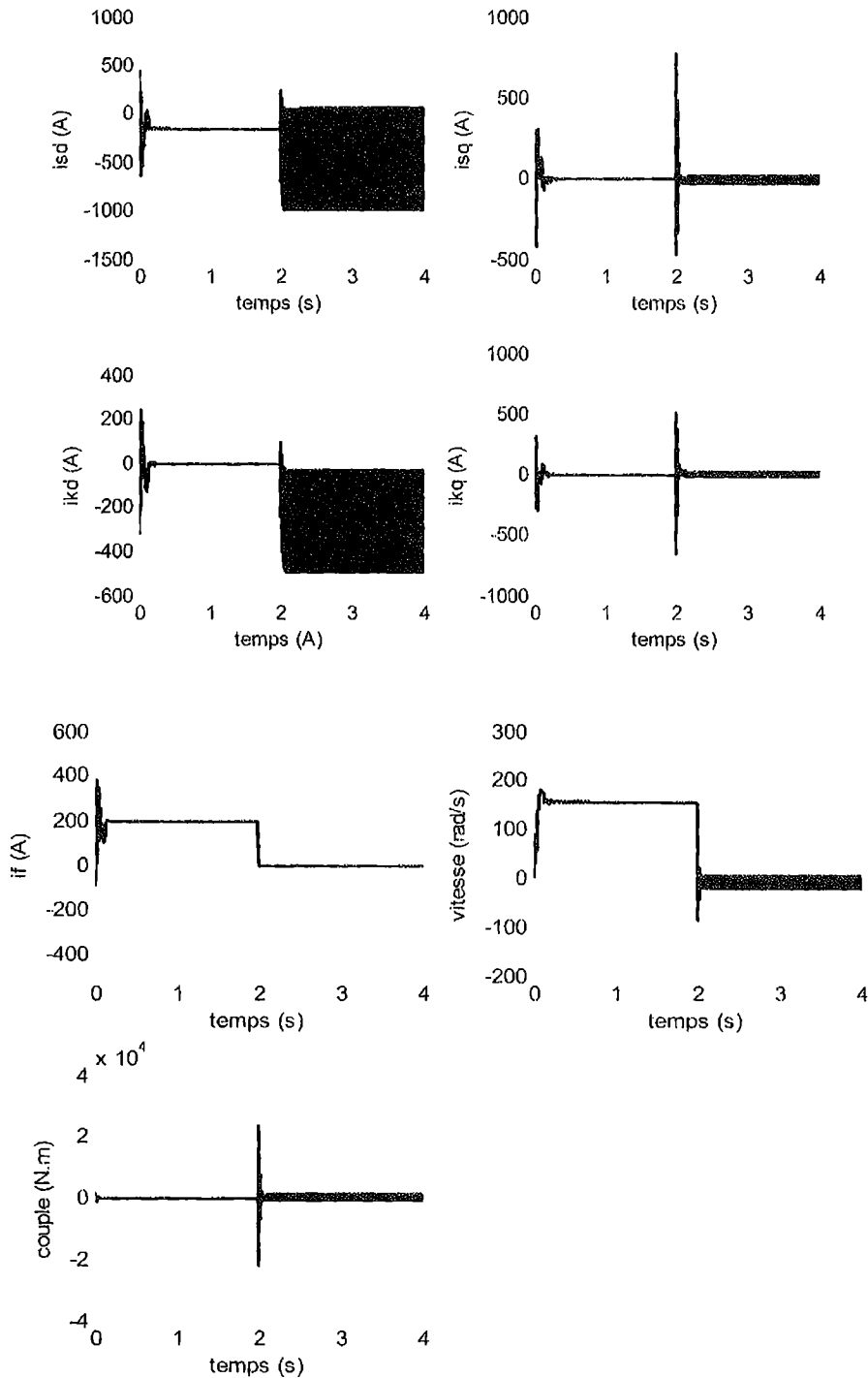


Fig.4.11 Résultats de simulation lors de la perte d'excitation

Paramètres de la machine synchrone avec amortisseurs:

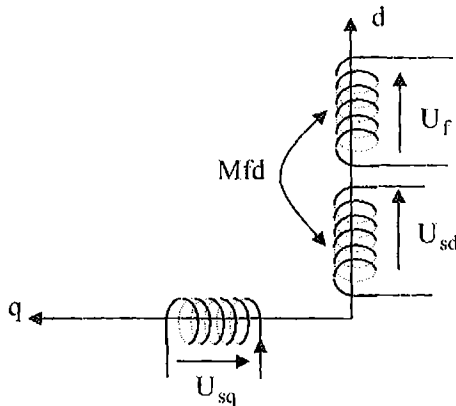
```

Rs=0.2498;
Rf=0.6433;
Rkd=0.45747;
Rkq=0.41637;
Lf=0.030888;
Ld=0.029852;
Lq=0.01487;
Lkd=0.030981;
Lkq=0.015882;
Mf=0.028895;
Mfd=0.028895;
Mkd=0.028895;
Mkq=0.013813;
p=2;
J=0.15;
F=0;
%*****%
A1=[Rs 0 0 0 0;
    0 Rs 0 0 0;
    0 0 Rf 0 0;
    0 0 0 Rkd 0;
    0 0 0 0 Rkq];
%*****%
A2=[0 -Lq 0 0 -Mkq;
    Ld 0 Mf Mkd 0;
    0 0 0 0 0;
    0 0 0 0 0;
    0 0 0 0 0];
%*****%
L=[Ld 0 Mf Mkd 0;
    0 Lq 0 0 Mkq;
    Mf 0 Lf Mfd 0;
    Mkd 0 Mfd Lkd 0;
    0 Mkq 0 0 Lkq];
%*****%
Z=inv(L)

```

3. MODELISATION ET SIMULATION DES GENERATRICES SYNCHRONES SANS AMORTISSEURS

Considérons une machine synchrone à pôles saillants sans amortisseurs ($U_{kd} = U_{kq} = 0$), comme représenté sur la fig. (4.12) :



A partir du modèle de la machine électrique généralisée dans le référentiel rotorique, on peut écrire :

$$\begin{cases} -U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \\ -U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd} \\ U_f = R_f i_f + \frac{d\psi_f}{dt} \end{cases} \quad (4.12)$$

Fig. 4.12 Modèle de la génératrice synchrone

pour les flux:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_d i_{sd} + M_{fd} i_f \\ \psi_{sq} = L_q i_{sq} \\ \psi_f = L_f i_f + M_{fd} i_{sd} \end{cases} \quad (4.13)$$

En tenant compte du système (4.13), le système des tensions devient :

$$\begin{cases} -U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d}{dt} (L_d i_{sd} + M_{fd} i_f) - \omega_r L_q i_{sq} \\ -U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d}{dt} (L_q i_{sq}) + \omega_r (L_d i_{sd} + M_{fd} i_f) \\ U_f = R_f i_f + \frac{d}{dt} (L_f i_f + M_{fd} i_{sd}) \end{cases} \quad (4.14)$$

Mise sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} -U_{sd} \\ -U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & R_s & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & L_q & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

A vide, les courants des phases statoriques sont nuls ($i_{sd} = i_{sq} = 0$), alors le système (4.14) devient :

Dans le cas où la génératrice alimente une charge R-L avec une tension d'excitation $U_f=220V$, le système est de la forme (4.15), avec :

$$\begin{cases} U_{sd} = R_{ch} i_{sd} + L_{ch} \frac{di_{sd}}{dt} \\ U_{sq} = R_{ch} i_{sq} + L_{ch} \frac{di_{sq}}{dt} \end{cases} \quad (4.17)$$

Si on remplace les expressions de U_{sd} , U_{sq} dans le système (4.16), on obtient le système suivant :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_f \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (R_s + R_{ch}) & -\omega_r L_q & 0 \\ \omega_r L_d & (R_s + R_{ch}) & \omega_r M_{fd} \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \\ &+ \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.18)$$

Le système (4.18) peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}^{-1} \left(- \begin{bmatrix} (R_s + R_{ch}) & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + R_{ch}) & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \right. \\ &\quad \left. - \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \right) \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ U_f \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Le système (4.19) est de la forme:

$$\frac{d}{dt} [X] = [A][X] + [B][U]$$

Avec :

$$[A] = -[L]^{-1}[Z] \quad \text{et} \quad [B] = [L]^{-1}$$

$$[X] = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_f \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [U] = \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ U_f \end{bmatrix}$$

$$[Z] = \begin{bmatrix} (R_s + R_{ch}) & 0 & 0 \\ 0 & (R_s + R_{ch}) & 0 \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -L_q & 0 \\ L_d & 0 & M_{fd} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[L]^{-1} = \begin{bmatrix} (L_d + L_{ch}) & 0 & M_{fd} \\ 0 & (L_q + L_{ch}) & 0 \\ M_{fd} & 0 & L_f \end{bmatrix}^{-1}$$

Dans le cas de l'absence des enroulements amortisseurs, l'expression du couple est :

$$C_c = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + M_{fd} i_f i_{sq}) ; \quad (4.20)$$

La figure (4.14) représente le schéma bloc de la génératrice synchrone à pôles saillants fonctionnant en charge.

Paramètres de la machine :

```
Rs=9.9
Lf=29
Ld=0.74
Lq=0.1818
Rf=628
Rch=50
Lch=0.0006
Mfd=4.003
p=2
J=0.001
%*****%
L=[Ld+Lch 0 Mfd;
    0 Lq+Lch 0;
    Mfd 0 Lf]
%*****%
B=inv(L)
%*****%
R1=[Rs+Rch 0 0;
    0 Rs+Rch 0;
    0 0 Rf]
%*****%
R2=[0 -Lq 0;
    Ld 0 Mfd;
    0 0 0]
```

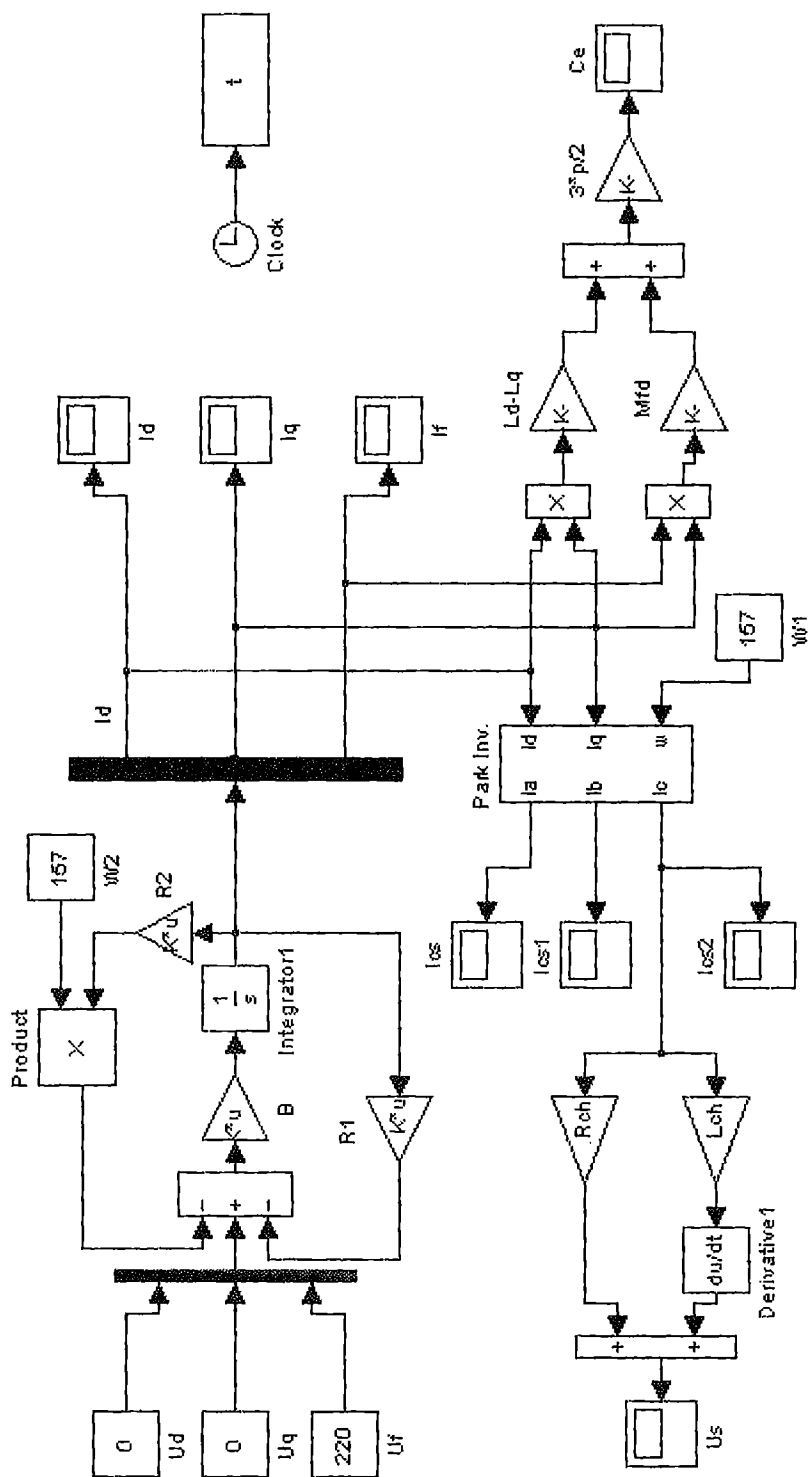


Fig.4.14 Schéma bloc de simulation de la génératrice en charge

1°) A vide

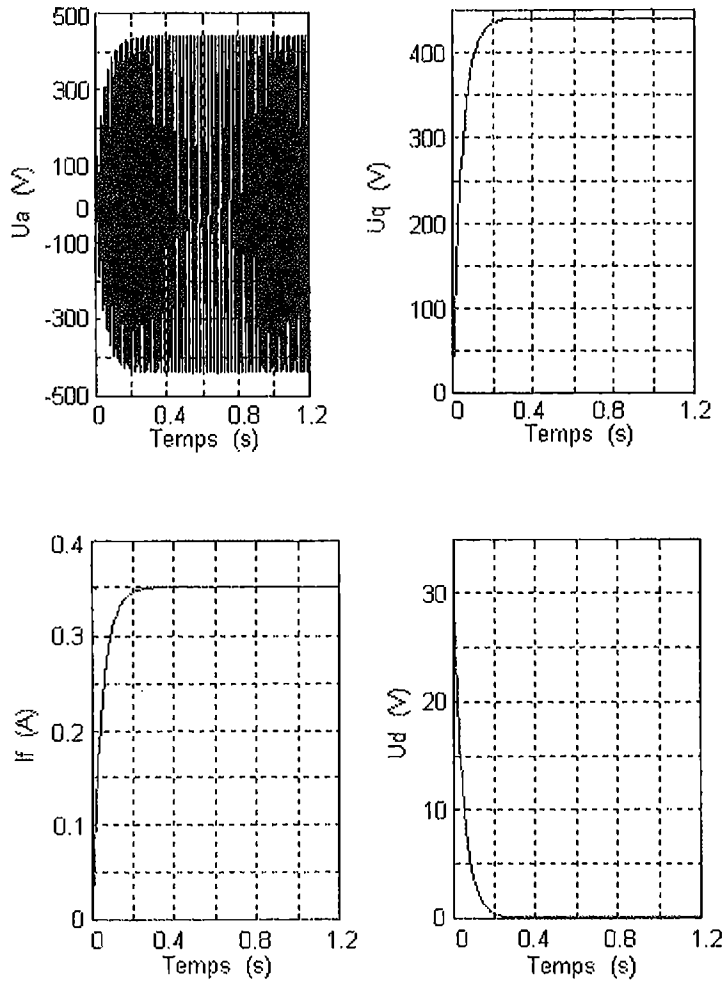


Fig. 4.15 Résultats de simulation de la machine synchrone à pôles saillants à vide

2°) En charge

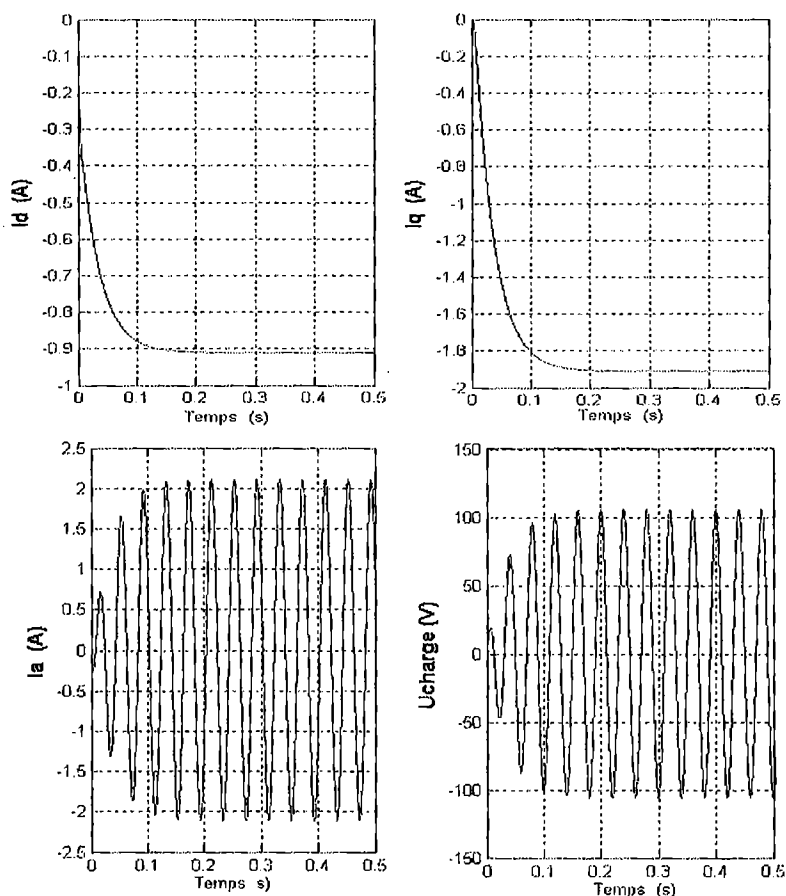


Fig. 4.16 Résultats de simulation de la machine synchrone à pôles saillants en charge

Interprétations des résultats

Les résultats de simulations présentés par les figures (4.15), (4.16) montrent :

- pour une vitesse constante $\omega_r = 157 \text{ rad/s}$, le courant d'excitation s'établit à une valeur de 0.35 A après une période transitoire de 0.3 s .

- à vide, on remarque que la tension U_{sd} , après un pic de 30 V , chute pour s'annuler à $t=1.2 \text{ s}$; alors qu'à l'instant $t=0.3\text{s}$, U_{sq} atteint une valeur établie de 440 V . En charge, le régime transitoire est d'une durée de 0.25s . Les courants i_d et i_q prennent des valeurs négatives de -0.92A et -1.9A respectivement. Le courant et la tension aux bornes de la machine ont des allures sinusoïdales de valeurs établies respectivement à 2.1A et 105V .

Remarque : comme travail supplémentaire, on peut faire varier la tension d'excitation, la vitesse, les résistances statorique et d'excitation, ainsi que le moment d'inertie.

Chapitre V

Modélisation et simulation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

L'augmentation toujours croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif ; ceci grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance.

Le moteur synchrone à aimants permanents est de plus en plus utilisé dans le domaine des vitesses variables. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques ou de terres rares (par exemple du type alnico, samarium cobalt, néodyme fer bore ...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages: induction de saturation élevée, faible désaimantation, densité massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines, [31], [32].

Dans la MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants. Le champ d'excitation créé par les aimants permanents présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques. La MSAP est largement utilisée dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, ...).

Selon les matériaux utilisés dans les aimants, on distingue deux types d'aimants permanents [31], [32]:

- les aimants « rigides » ou durs qui sont bien adaptés aux aimants modernes à cause des caractéristiques linéaires ;

- les aimants « peu rigides » dont les caractéristiques non linéaires et les représentations associées sont plus complexes.

On peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants, (fig. 5.1), [31] :

1- Les alnicos qui sont des alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen;

2- Les ferrites qui sont des composés d'oxyde ferriques et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est importante. Leur faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants;

3- Les composés de cobalt et de terres rares comme le samarium ont d'excellentes performances techniques. Leur champ rémanent et leur excitation coercitive sont élevés. Leur inconvénient reste le coût important.

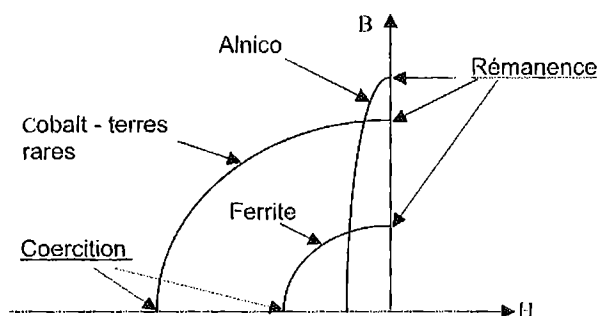


Fig. 5.1. Caractéristiques magnétiques de quelques matériaux

L'utilisation des aimants comme inducteur dans les machines synchrones offre, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres :

- un facteur de puissance et un rendement élevés ;
- une plus grande robustesse par rapport au moteur à courant continu;
- Une puissance massique élevée;
- un développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul ont permis d'apporter des solutions au problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant ainsi l'autopilotage du MSAP;

- une amélioration de la fiabilité due à l'absence de contacts balais-bagues dans ces machines réduit les problèmes de maintenance ;
- une absence de pertes résistives au rotor ;
- une possibilité d'obtenir une excitation sans pertes joules.

Cependant, ils possèdent quelques inconvénients dont les plus importants sont :

- une électronique de commande assez compliquée (nécessité d'un capteur de position) ;
- un coût élevé à cause du prix des aimants ;
- un problème de tenu à la température des aimants ;
- une fabrication plus compliquée que les machines asynchrones à cage d'écurieil et à réductance variable ;
- une structure d'alimentation et de régulation complexe ;
- des ondulations de couple dues aux harmoniques en régime des basses vitesses.

Les caractéristiques principales des machines à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant permanent utilisé. La puissance électrique est directement proportionnelle à la densité d'énergie dans l'entrefer.

Dans la MSAP, le champ du flux rotorique Ψ_r est considéré comme constant, et l'effet de saturation est négligeable suite aux propriétés physiques de l'aimant. Suivant la position géométrique de l'aimant dans la machine, on distingue deux types de machines, [31], [32] :

a) la machine à pôles lisses où l'aimant est monté sur la surface du rotor. L'entrefer effectif large obtenu a pour conséquences d'atténuer les effets de saillance et de réaction d'armature, (fig.5.2a):

b) la machine à pôles saillants où l'aimant est inséré dans la matière du rotor, (fig.5.2b).

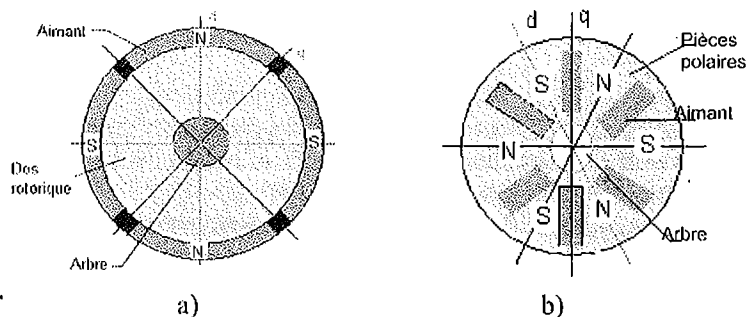


Fig. 5.2. Structures d'inducteurs à aimants dans les machines synchrones
 a) rotor à « aimants déposés »
 b) rotor à « concentration de flux »

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice tournant à la vitesse angulaire ω_s .

Le rotor, dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par des aimants pour produire une force magnétomotrice d'excitation. La présence des aimants permanents élimine la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

1. MODELISATION ET SIMULATION DES MOTEURS SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS

La représentation du MSAP dans le repère de Park (d,q) lié au rotor est indiquée par la figure (5.3).

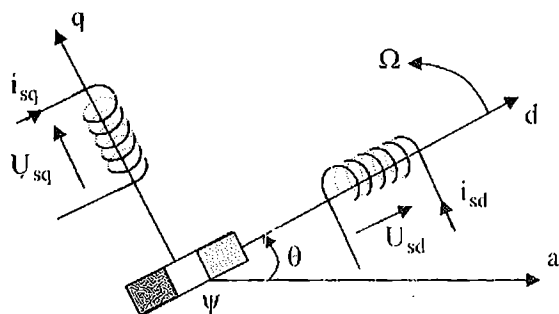


Fig.5.3 Représentation de la MSAP dans le repère de Park

Le modèle du moteur MSAP peut s'écrire:

$$U_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_r \psi_{sq} \tag{5.1}$$

$$U_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_r \psi_{sd}$$

Les expressions du flux :

$$\psi_{sd} = L_d i_{sd} + \psi_r \tag{5.2}$$

$$\psi_{sq} = L_q i_{sq}$$

Où ψ_r - le flux des aimants permanents par pôle.

Les circuits électriques équivalents du MSAP peuvent être représentés comme suit:

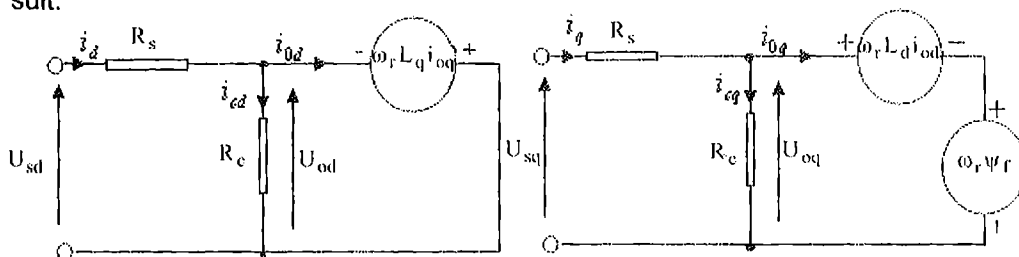


Fig.5.4 Circuits équivalents du MSAP

L'expression du couple peut être déduite à partir de la puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques rotorique et statorique :

$$P(t) = 3/2 (U_{sd} i_{sd} + U_{sq} i_{sq}) \quad ;$$

Après développement et réaménagement, on obtient :

$$C_e = \frac{3}{2} p ((L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} + \Psi_f i_{sq}) \quad (5.3) \text{ a}$$

Celui-ci se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = \frac{3}{2} p \Psi_f i_{sq} \text{ - représente le couple principal ;}$$

$$C_{er} = \frac{3}{2} p (L_d - L_q) i_{sd} i_{sq} \text{ - représente le couple de réluctance variable ;}$$

$$C_e - C_r - F\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \text{ - représente l'équation du mouvement.}$$

A partir des équations précédentes, on peut établir le modèle du MSAP sous forme d'état

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_d} (U_{sd} - R_s i_{sd} + \omega_r L_q i_{sq}) \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_q} (U_{sq} - R_s i_{sq} - \omega_r L_d i_{sd} - \omega_r \Psi_f) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r - F\Omega) \end{cases} \quad (5.4)$$

Le système peut être mis sous forme d'équation d'état :

$$\begin{bmatrix} \dot{X} \end{bmatrix} = [A][X] + [B][U] \quad (5.5)$$

$$\text{Avec : } [X] = [i_{sd} \ i_{sq}]^t \text{ et } [U] = [U_{sd} \ U_{sq} \ \Psi_f]^t$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & \omega_r(L_q/L_d) \\ -\omega_r(L_d/L_q) & -R_s/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & -\omega_r/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{sd} \\ U_{sq} \\ \Psi_f \end{bmatrix}; \quad (5.6)$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -R_s/L_d & 0 \\ 0 & -R_s/L_q \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & L_q/L_d \\ -L_d/L_q & 0 \end{bmatrix} = [A_1] + \omega_r [A_2];$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 1/L_d & 0 & 0 \\ 0 & 1/L_q & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_q \end{bmatrix} = [B_1] + \omega_r [B_2];$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation du moteur alimenté par des tensions sinusoïdales à 50 Hz.

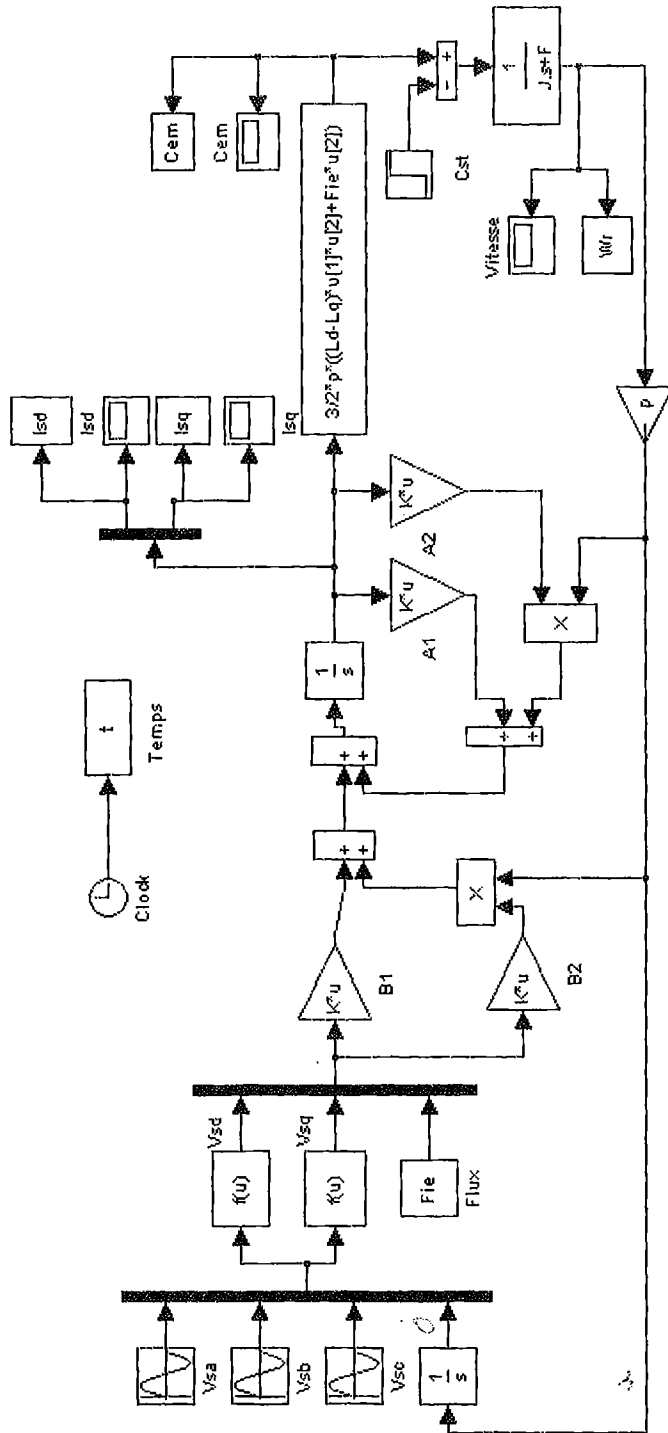


Fig.5.5 Schéma bloc de simulation du MSAP

Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents:

```

Rs=0.6;
Ld=1.4e-3;
Lq=2.8e-3;
J=0.0011;
F=0.0014;
p=4;
Fie=0.12;
%*****%
A1=[-Rs/Ld 0;
    0 -Rs/Lq];
%*****%
A2=[0 Lq/Ld;
    -Ld/Lq 0];
%*****%
B1=[1/Ld 0 0;
    0 1/Lq 0];
%*****%
B2=[0 0 0;
    0 0 -1/Lq];

```

Interprétation des résultats

En pratique, le moteur synchrone à aimants permanents est toujours associé, lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillations dans les caractéristiques de couple et de courants ne sont pas observés.

Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

A vide

Les figures (5.6) et (5.7) montrent le comportement du MSAP lors d'un démarrage à vide. On remarque que la vitesse prend des pics très importants au début puis se stabilise à la vitesse de synchronisme. Ces pics sont dus à l'absence d'enroulements d'amortissements pour la stabilisation de la vitesse au point de synchronisme.

Après un régime transitoire de 0.04 sec, le couple ramène le rotor à la vitesse du synchronisme où il se stabilise au voisinage de zéro puisque il n'y a pas de charge et les frottements sont négligés.

Au démarrage, les courants direct et en quadrature i_d et i_q sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales. Ces pics s'expliquent par une faible f.c.e.m liée à la valeur de la vitesse au démarrage.

En charge

Les figures (5.8) et (5.9) montrent le comportement du MSAP lors de l'application d'une charge de 20Nm. On voit que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge.

A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime à vide. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

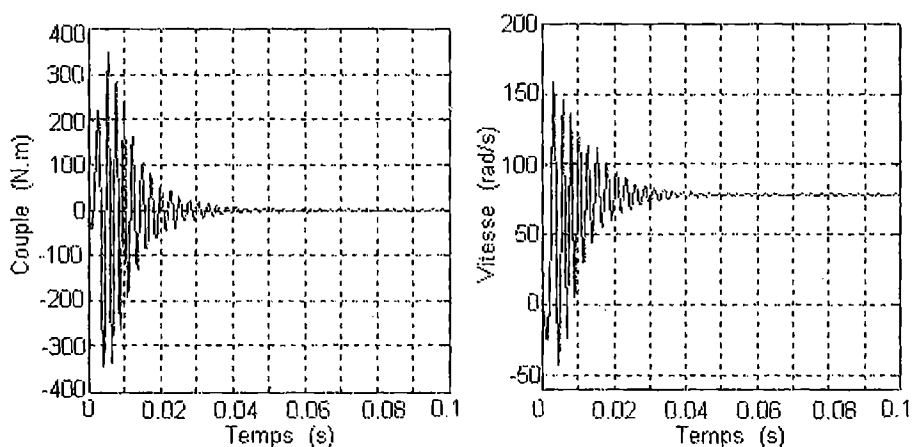


Fig.5.6. Simulation d'un démarrage direct à vide ($C_r = 0$)

$$C_{em} = f(t) \text{ et } \omega = f(t).$$

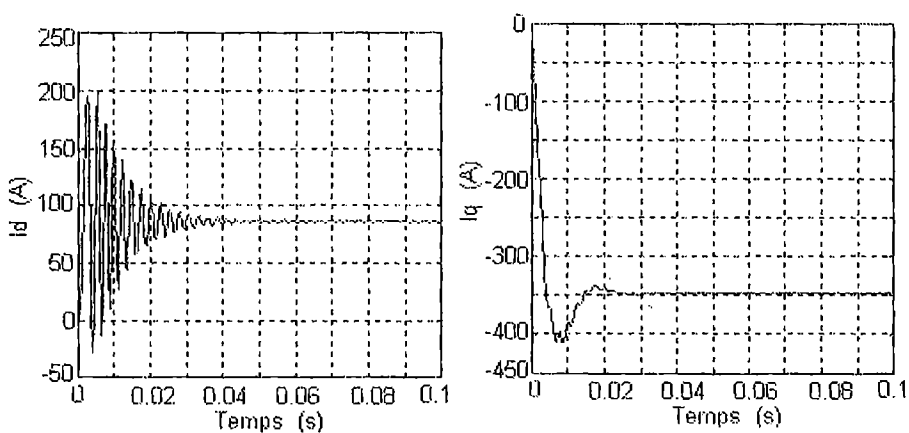


Fig.5.7 Simulation d'un démarrage direct à vide ($C_r = 0$) :

$$i_d = f(t) \text{ et } i_q = f(t).$$

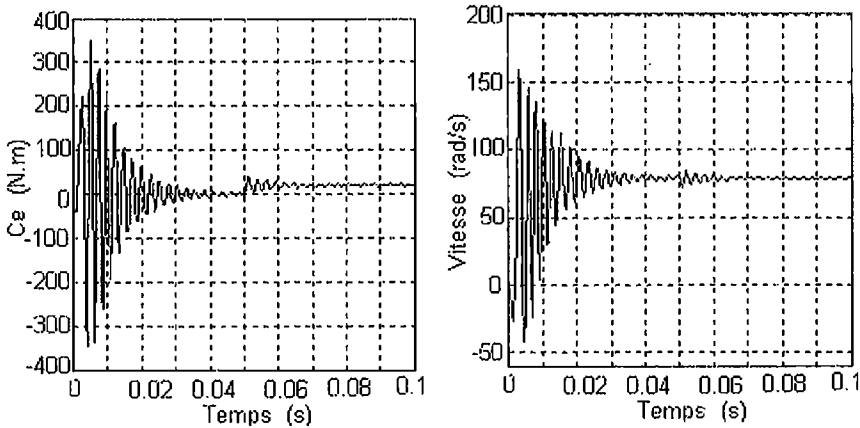


Fig.5.8 Simulation d'un démarrage direct en charge ($C_r = 20 \text{ Nm}$)

$$C_{em} = f(t) \text{ et } \omega = f(t)$$

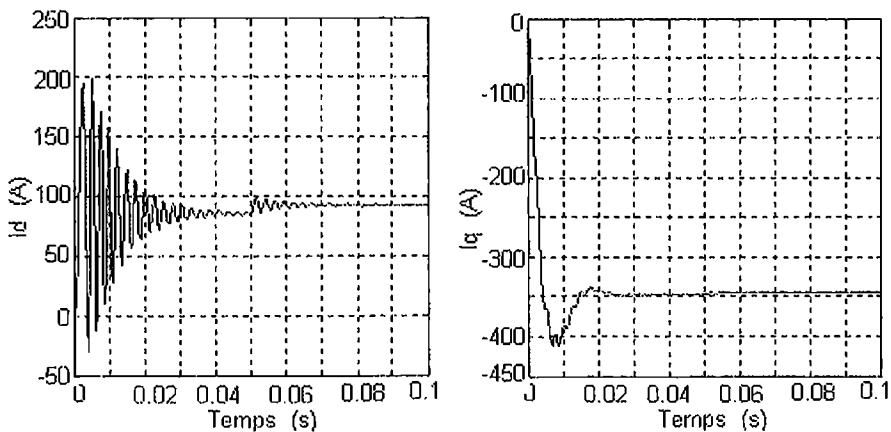


Fig.5.9 Simulation d'un démarrage direct en charge ($C_r = 20 \text{ Nm}$)

$$i_d = f(t) \text{ et } i_q = f(t)$$

2. MODELISATION ET SIMULATION DES GENERATRICES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS, (GSAP), [9].

Le développement des matériaux magnétiques a permis la construction de machines synchrones à aimants permanents à des coûts qui deviennent compétitifs. Les machines de ce type sont à grand nombre de pôles et permettent de développer des couples mécaniques considérables. Il existe plusieurs concepts de machines synchrones à aimants permanents dédiées aux applications éoliennes, des machines de construction standard (aimantation radiale) aux génératrices discoïdes (champ axial), ou encore à rotor extérieur. Le couplage de ces machines avec l'électronique de puissance devient de plus en

plus viable économiquement, ce qui en fait un concurrent sérieux des génératrices asynchrones.

Les systèmes de ce type ont un taux de défaillance faible grâce à la suppression du multiplicateur de vitesse et du système balais-bagues pour les génératrices à aimants (fig.5.10).

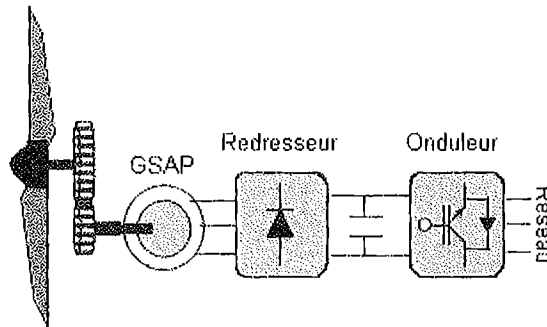
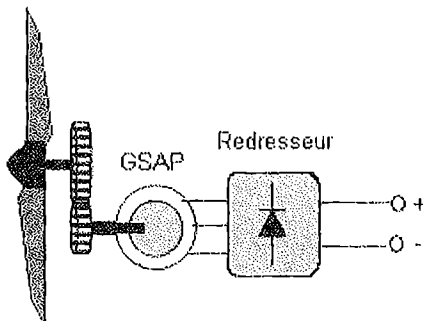


Fig. 5.10. Système éolien basé sur la MSAP

Les problèmes liés à la maintenance sont ainsi minimisés ce qui les rend très attractifs dans les applications éoliennes, en particulier dans les sites d'accès difficile. La présence obligatoire de l'électronique de puissance permet aussi une régulation simple de la vitesse de rotation et, par conséquent, une optimisation énergétique efficace.

Les systèmes de très petite puissance peuvent être simplifiés en choisissant judicieusement les paramètres, particulièrement, ceux de la machine, (fig.5.11). On peut développer ainsi un système éolien à vitesse variable assez performant et à coût minimum.



La GSAP est caractérisée par un couple volumique élevé, une inertie très faible et de faibles inductances. Toutes ces caractéristiques offrent à la génératrice des performances élevées, un rendement important et une meilleure contrôlabilité.

Le modèle de Park pour la GSAP est représenté sur la figure (5.3).

Fig. 5.11. Système éolien à coût minimum

En utilisant la convention génératrice; on inverse le sens des courant i_d et i_q dans le repère de Park et le modèle de la GSAP ainsi obtenu peut s'écrire sous la forme :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sd} = -R_s i_{sd} - L_d \frac{d}{dt} i_{sd} + \omega_r L_q i_{sq} \\ U_{sq} = -R_s i_{sq} - L_q \frac{d}{dt} i_{sq} - \omega_r L_d i_{sd} + \omega_r \Psi_f \\ C_e = \frac{3}{2} p [(L_q - L_d) i_{sd} i_{sq} + i_{sq} \Psi_f] \\ C_m - C_e - F\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \end{array} \right. \quad (5.7)$$

avec : C_m - Le couple moteur appliqué sur la génératrice.

2.1. Fonctionnement à vide

Le fonctionnement à vide est caractérisé par des courants nuls :

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{sd} = 0 \\ i_{sq} = 0 \end{array} \right. \quad (5.8)$$

Les expressions des tensions et celle du couple deviennent:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{sd} = 0 \\ U_{sq} = \omega_r \Psi_f \\ C_e = 0 \end{array} \right. \quad (5.9)$$

Paramètres de la machine :

$R_s = 2.875 \Omega$;
 $L_d = 0.0085 \text{H}$;
 $L_q = 0.0085 \text{H}$;
 $J = 0.008 \text{Kg.m}^2$;
 $p = 4$;
 $\Psi_f = 0.175 \text{Wb}$

Interprétation des résultats

On lance la génératrice à l'aide d'un couple moteur égal à 6.28 Nm. Etant donné que les frottements sont considérés nuls, on constate d'après la figure (5.12) qu'à la vitesse de 78.5 rad/s, les tensions de phases sont parfaitement sinusoïdales avec une valeur crête de 55V et une fréquence de 50Hz.

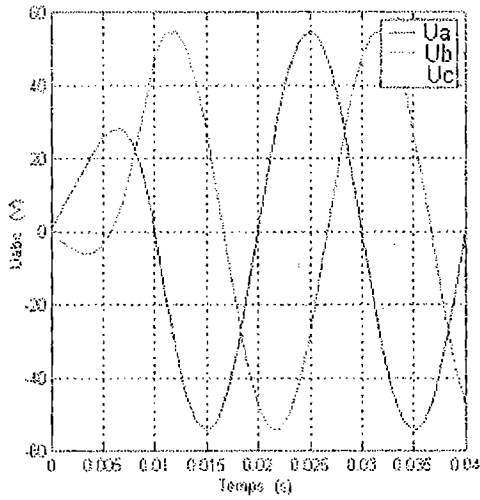


Fig.5.12 Tensions statoriques

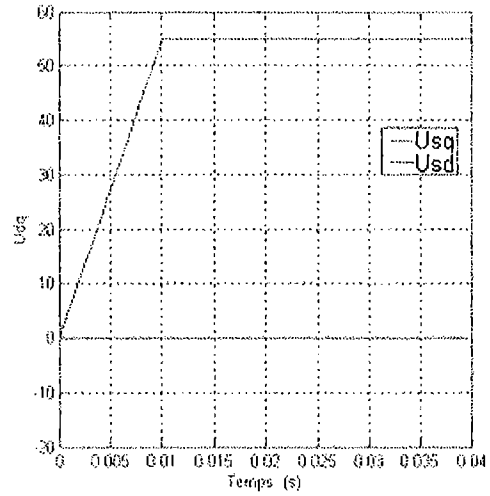


Fig.5.13 Composantes U_{sd} , U_{sq}

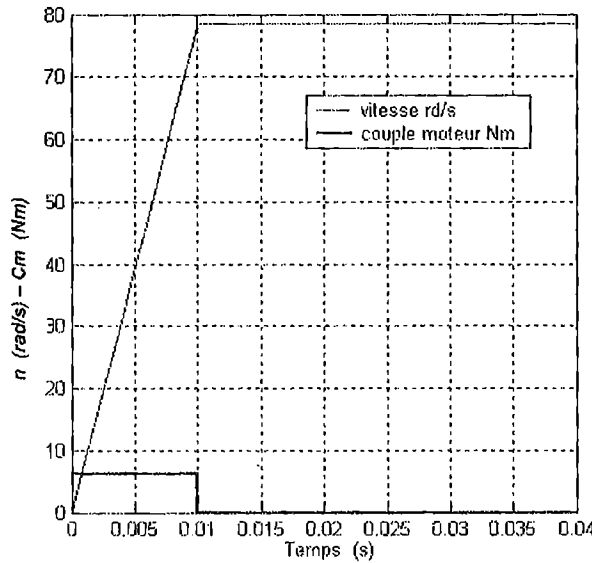


Fig.5.14 vitesse de rotation et couple moteur

2.2. Fonctionnement en charge (R_{ch} , L_{ch})

La génératrice alimente une charge électrique (R_{ch} , L_{ch}). Pour obtenir les tensions et les courants résultant de l'application de cette charge sur la génératrice, on applique les expressions des tensions données par (5.7) :

$$\begin{cases} U_{sd} = -R_s i_{sd} - L_d \frac{d}{dt} i_{sd} + \omega_r L_q i_{sq} \\ U_{sq} = -R_s i_{sq} - L_q \frac{d}{dt} i_{sq} - \omega_r L_d i_{sd} + \omega_r \Psi_f \end{cases}$$

D'autre part, l'application des tensions U_{sd} et U_{sq} sur la charge donne:

$$\begin{cases} U_{sd} = R_{ch} i_{sd} + L_{ch} \frac{d}{dt} i_{sd} - \omega_r L_{ch} i_{sq} \\ U_{sq} = R_{ch} i_{sq} + L_{ch} \frac{d}{dt} i_{sq} + \omega_r L_{ch} i_{sd} \end{cases} \quad (5.10)$$

En remplaçant les expressions de U_{sd} et U_{sq} dans (5.10), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} 0 = -(R_s + R_{ch}) i_{sd} - (L_d + L_{ch}) \frac{d}{dt} i_{sd} + \omega_r (L_q + L_{ch}) i_{sq} \\ 0 = -(R_s + R_{ch}) i_{sq} - (L_q + L_{ch}) \frac{d}{dt} i_{sq} - \omega_r (L_d + L_{ch}) i_{sd} + \omega_r \psi_f \end{cases} \quad (5.11)$$

Ou bien

$$\begin{cases} \frac{d i_{sd}}{dt} = \frac{1}{L_d + L_{ch}} [-(R_s + R_{ch}) i_{sd} + \omega_r (L_q + L_{ch}) i_{sq}] \\ \frac{d i_{sq}}{dt} = \frac{1}{L_q + L_{ch}} [-(R_s + R_{ch}) i_{sq} - \omega_r (L_d + L_{ch}) i_{sd} + \omega_r \psi_f] \end{cases} \quad (5.12)$$

On cherche à obtenir un système d'équations sous forme d'équation d'état:

$$\begin{aligned} \dot{[X]} &= [A][X] + [B][U] \\ [X] &= [i_{sd} \quad i_{sq}]^t, \quad [U] = [0 \quad \psi_f]^t \end{aligned} \quad (5.13)$$

Les équations (5.12) peuvent s'écrire sous la forme matricielle (5.14).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_{ch}}{L_d + L_{ch}} & \omega_r \frac{L_q + L_{ch}}{L_d + L_{ch}} \\ -\omega_r \frac{L_d + L_{ch}}{L_q + L_{ch}} & -\frac{R_s + R_{ch}}{L_q + L_{ch}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_r \psi_f}{L_q + L_{ch}} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

On peut écrire les matrices $[A]$ et $[B]$ sous la forme :

$$[A] = [A_1] + \omega_r [A_2]; \quad [A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s + R_{ch}}{L_d + L_{ch}} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s + R_{ch}}{L_q + L_{ch}} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q + L_{ch}}{L_d + L_{ch}} \\ -\frac{L_d + L_{ch}}{L_q + L_{ch}} & 0 \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

$$[B][U] = \omega_r \frac{1}{L_q + L_{ch}} \begin{bmatrix} 0 \\ \Psi_f \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

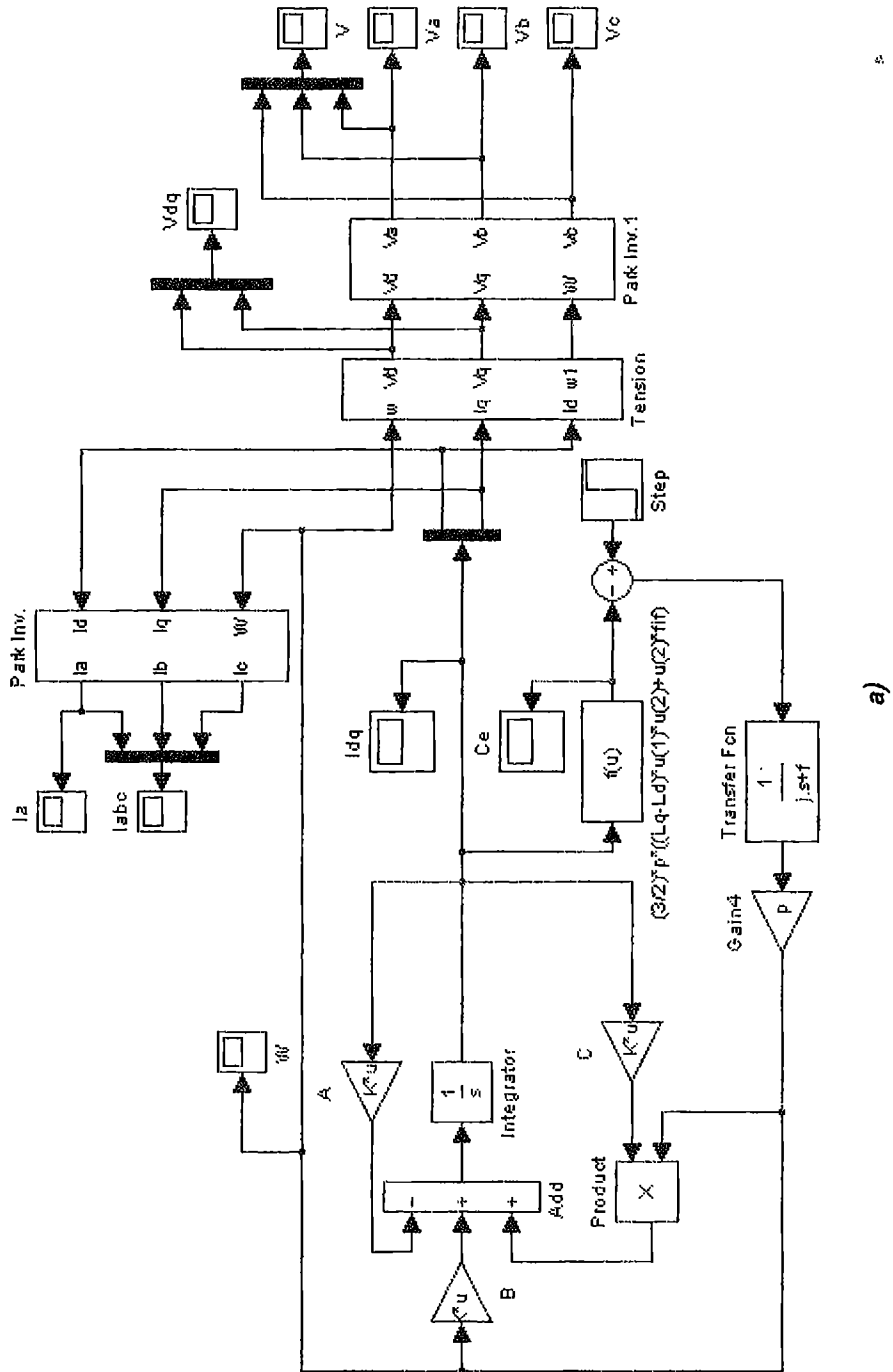
A partir des expressions (5.13 à 5.16) et en faisant appel à l'expression du mouvement, on peut construire le bloc de simulation de la génératrice (fig.5.15).

Paramètres de la machine :

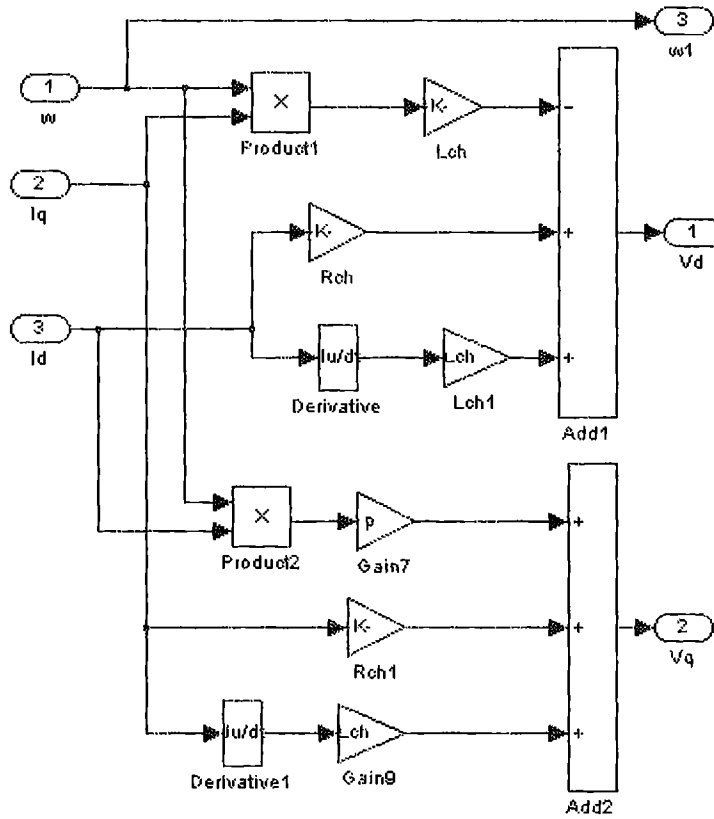
```
Rs=0.895 ;
Ld=0.012 ;
Lq=0.0211 ;
J=0.00141 ;
f=0.001 ;
P=3 ;
Psi_f=0.9 ;
Rch=50 ;
Lch=0.002
%*****%
A1=[(Rs+Rch)/(Ld+Lch),0;
0,(Rs+Rch)/(Lq+Lch)];
A2=[0,(Lq+Lch)/(Ld+Lch);
-(Ld+Lch)/(Lq+Lch),0];
%*****%
B=[0;
fif/(Lq+Lch)];
```

Interprétation des résultats

Pour déduire l'effet de la charge électrique sur le comportement de la génératrice en fonction de la puissance mécanique fournie, deux couples moteurs différents sont appliqués (Fig.5.16). On constate que la vitesse de la génératrice est faible et loin de celle de synchronisme, ce qui se traduit par de faibles tensions et courants représentés sur les figures (5.16a), et (5.16b). Cela s'explique par le fait que le couple moteur appliqué est insuffisant. En diminuant le couple moteur de 6.28Nm, à 4.2Nm, la vitesse mécanique varie de 277rd/s jusqu'à 185rd/s. La tension et le courant diminuent respectivement de 77.17V à 51.6V et de 1.54A à 1.03A. Il est donc clair que la puissance électrique de la charge est directement liée à la puissance mécanique fournie.

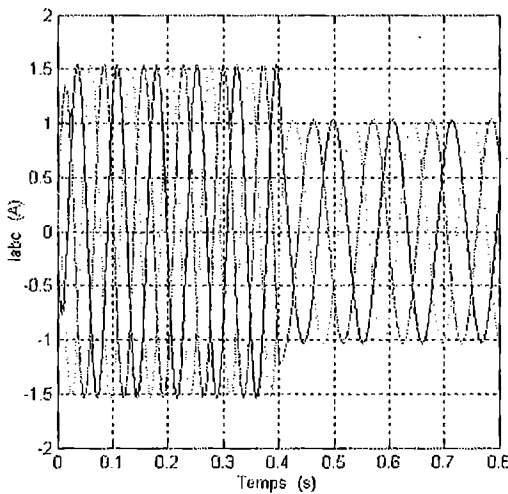


a)

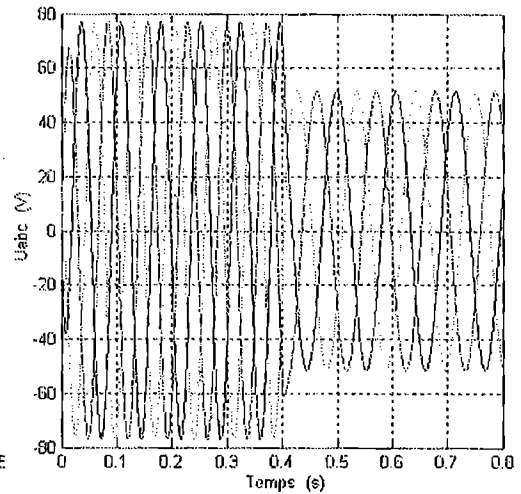


b)

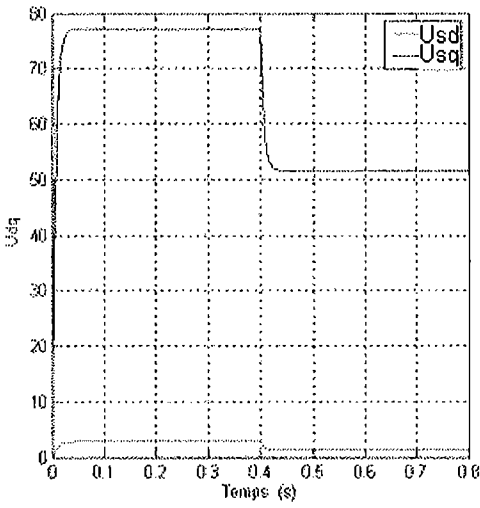
Fig.5.15 Bloc de simulation de la GSAP en charge



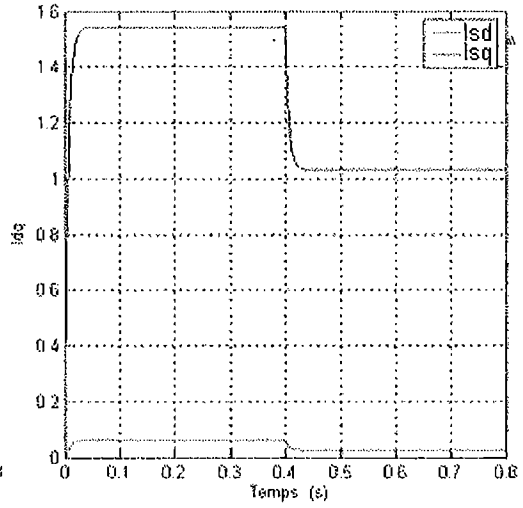
a) Tensions statoriques U_{abc}



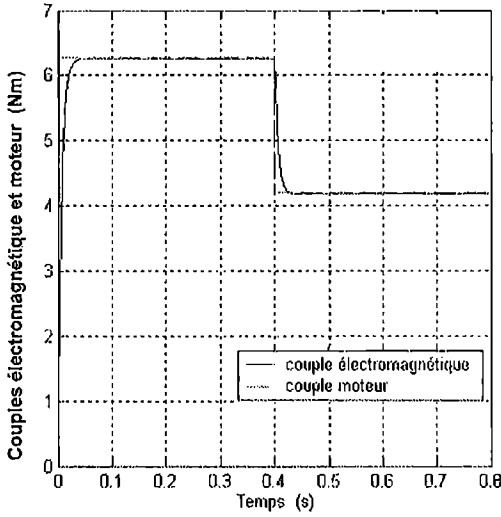
b) Courants statoriques i_{abc}



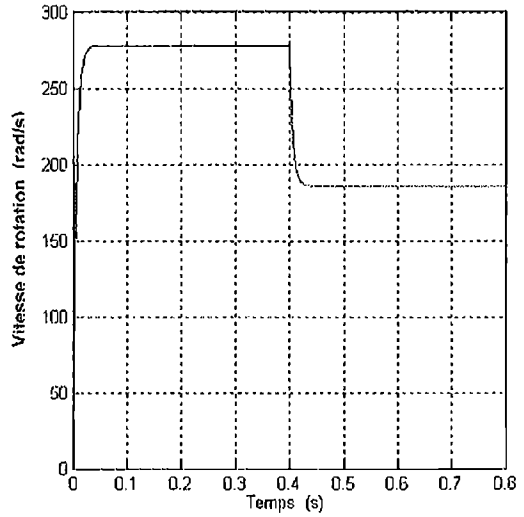
c) Composantes U_{sd} ; U_{sq}



d) Composantes i_{sd} ; i_{sq}



e) Couples électromagnétique et moteur



f) vitesse de rotation

Fig.5.16 Simulation de la GSAP sur une charge

Chapitre VI

Modélisation et simulation des machines asynchrones à double alimentation (MADA)

La machine à double alimentation (MADA) ou "doubly-fed induction machine (DFIM)" est, comme son nom l'indique, une machine triphasée à courant alternatif avec deux enroulements triphasés accessibles, dans lesquels la puissance peut être fournie ou extraite de la machine à travers ces enroulements [11].

Ce type de machines nécessite une seule source d'alimentation alternative qui peut alimenter les deux côtés de la machine et ceci constitue un avantage principal surtout dans les domaines de l'entraînement et de la génération à vitesse variable et où le glissement de la machine à double alimentation peut être modifié au moyen de l'association des convertisseurs de puissances du côté statorique ou rotorique ou bien les deux à la fois.

1. CLASSIFICATION DES MACHINES A DOUBLE ALIMENTATION, MADA, [10]

Les différentes variantes de la machine à double alimentation les plus attractives sont développées comme présenté ci-dessous.

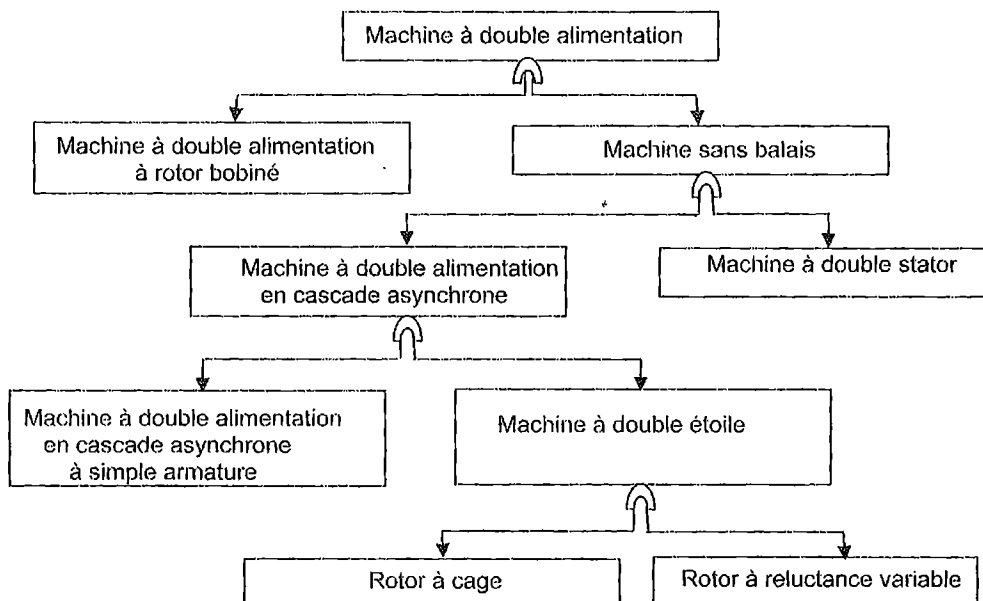


Fig.6.1 Classification des machines électriques à double alimentation

1.1 Machine à double alimentation à rotor bobiné

La machine à double alimentation à rotor bobiné ou standard, est une machine asynchrone ayant un système balais-bagues qui alimente à son tour l'enroulement du rotor. La figure (6.2) illustre le schéma de principe de ce type de machines.

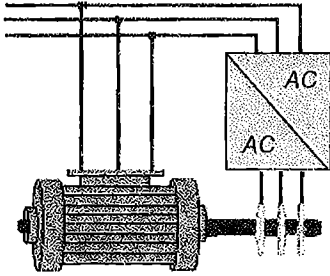


Fig.6.2 Schéma de principe de la MADA à rotor bobiné

Le stator est alimenté directement par le réseau, alors que le rotor est alimenté au moyen d'un convertisseur alternatif-alternatif de sorte que le glissement de la machine devient une grandeur contrôlable. Il faut noter que le convertisseur bidirectionnel indiqué dans la figure peut être un convertisseur indirect (AC/DC/AC) composé d'un redresseur et d'un onduleur ou bien d'un convertisseur direct (AC/AC) cyclo-convertisseur ou convertisseur matriciel.

1.2 Machine à double alimentation en cascade asynchrone

La machine à double alimentation en cascade asynchrone est constituée de deux machines asynchrones avec des rotors bobinés connectés mécaniquement et électriquement, comme le montre la figure (6.3). Le stator de l'une des deux machines est connecté directement au réseau alors que l'autre est connecté au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur AC/AC. Dans ce cas et dès que les tensions rotoriques dans les deux machines deviennent égales, il est possible de piloter l'ensemble du système à travers le stator alimenté par le convertisseur.

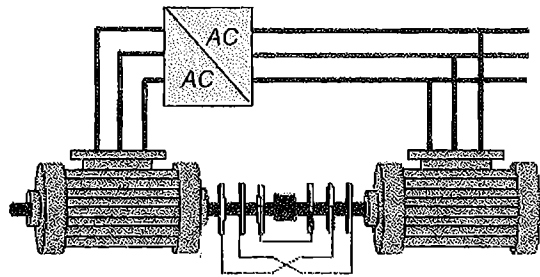


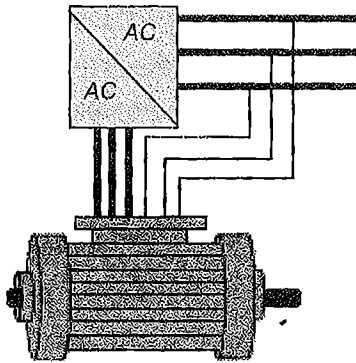
Fig.6.3 Schéma de principe de la machine à double alimentation en cascade asynchrone

Ce type de machines offre aussi la possibilité d'avoir une commande découplée des puissances active et réactive similaire à celle de la machine à double alimentation standard.

1.3 Machine à double alimentation sans balais

Cette machine est une machine asynchrone avec deux enroulements ayant des nombres de pôles différents logés dans un seul stator. L'un des enroulements est alimenté directement par le réseau, alors que l'autre est alimenté au moyen d'un convertisseur AC/AC, figure (6.4).

D'autre part, le rotor de ce type de machines possède un nombre de paires de pôles égal à la somme des deux nombres de paires de pôles des deux enroulements logés dans le stator.



Parmi les types les plus connus de machines à double alimentation sans balais, on trouve la machine à double alimentation à réluctance variable qui consiste en un stator identique à celui de la machine à double alimentation sans balais et un rotor basé sur le principe de la réluctance. Cette machine est caractérisée par un flux d'entrefer pulsant.

Fig.6.4 Schéma de principe de la machine à double alimentation sans balais

2. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MADA

En admettant que l'enroulement statorique de la machine à double alimentation est connecté directement au réseau, que l'enroulement rotorique triphasé est relié à un convertisseur de puissance bidirectionnel à travers un système balais-bagues et que les nombres de pôles du stator et du rotor sont identiques, la vitesse angulaire de rotation du rotor sera définie par:

$$\omega_m = \omega_s \pm \omega_r; \omega_m = p.\Omega \quad (6.1)$$

Le signe positif (+) dans l'équation (6.1) signifie que le champ tournant créé par les enroulements du stator tourne dans le même sens que celui créé par les enroulements du rotor ($\omega_m < \omega_s$), (en régime hypo-synchrone). Le signe négatif (-) signifie que les champs tournants créés par les enroulements du stator et du rotor tournent dans des sens opposés et que la machine fonctionne en régime hyper-synchrone [12].

La relation qui lie la fréquence du stator à celle du rotor est donnée par, [4] ;[11]:

$$f_s = f_r + f_m \quad (6.2)$$

avec f_m - la fréquence de rotation du rotor.

Dans ce cas, le glissement g est défini par :

$$g = \frac{f_r}{f_s} = \frac{\omega_s - \omega_m}{\omega_s} \begin{cases} > 0; \text{régime hypo-synchrone} \\ < 0; \text{régime hyper-synchrone} \end{cases} \quad (6.3)$$

D'après l'équation (6.3), on peut distinguer quatre régimes de fonctionnement de la MADA:

- **Stationnaire ($g=1$)** : le stator est alimenté directement par le réseau avec une fréquence f_s ; par conséquent, le rotor est le siège d'une F.e.m induite avec une fréquence f_r identique à f_s . Dans cette condition, la MADA se comporte comme un transformateur.
- **Hypo-synchrone ($0 < g < 1$)** : en tournant le rotor dans la direction de flux du stator, la fréquence f_r du rotor commence à décroître (6.2). Plus la vitesse du rotor s'approche de celle du synchronisme, plus f_r tend vers 0, plus la tension induite dans le rotor décroît linéairement et prend une valeur très faible qui correspond à la vitesse du synchronisme.
- **Synchrone ($g=0$)**: au point où la vitesse mécanique du rotor atteint la vitesse de synchronisme, la fréquence f_r du rotor s'annule. Dans ce cas, les enroulements du rotor tournent avec la même vitesse que celle du flux statorique; donc le rotor ne voit aucun mouvement relatif par rapport à ce dernier. Par conséquent, il n'y a aucune tension induite dans les enroulements du rotor.
- **Hyper-synchrone ($g < 0$)**: à partir des expressions (6.2) et (6.3), avec davantage d'accélération, le flux rotorique rattrape le flux statorique et la fréquence du rotor devient négative. Le signe négatif signifie que l'ordre de phases du rotor " a_r, b_r, c_r " s'inverse. L'augmentation de la vitesse relative des enroulements du rotor par rapport à celle du flux statorique mène à une augmentation de la tension induite du rotor.

2.1 Modes opérationnels de la MADA

Les puissances (en négligeant les pertes) de la MADA sont exprimées par, [17 ;18]:

$$P_r = -gP_s \quad (6.4)$$

$$P_m = -(1-g)P_s \quad (6.5)$$

avec P_s , P_r et P_m - les puissances respectivement du stator, du rotor et mécanique.

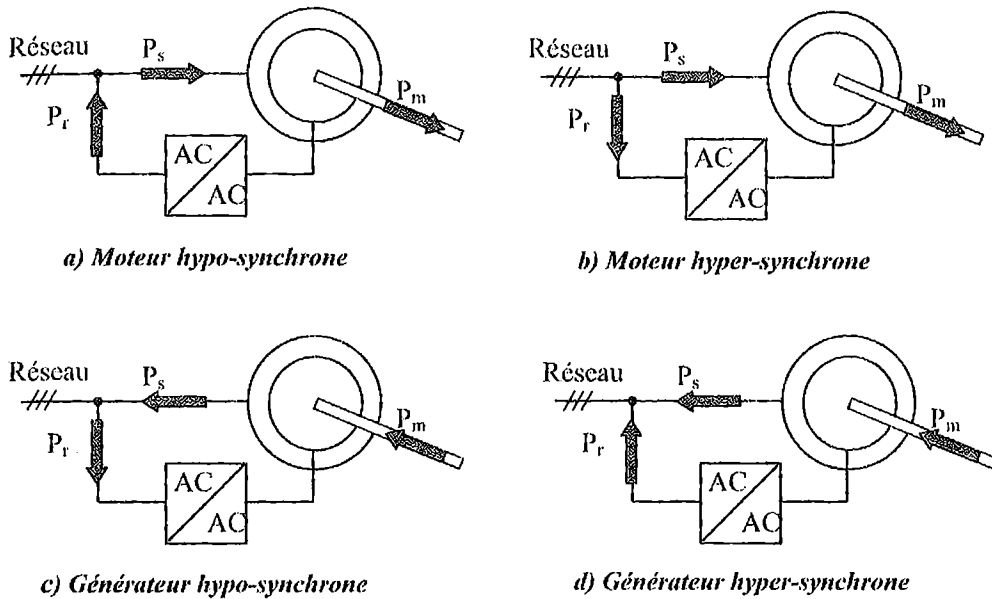


Fig.6.5 Modes et régimes de fonctionnement de la MADA

La figure (6.5) montre bien que, quand la MADA fonctionne en mode moteur et en régime hypo-synchrone, la puissance P_r est fournie par le rotor. Ce régime correspond au mode de récupération d'énergie de glissement (fig.6.5a). Si la vitesse augmente de manière à ce que le moteur fonctionne en régime hyper-synchrone (fig.6.5.b), dans ce cas, la puissance P_r est absorbée par le rotor.

D'autre part, quand la MADA fonctionne en mode générateur, en supposant qu'elle est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse de synchronisme (régime hypo-synchrone), la puissance P_r est absorbée par le rotor de celle-ci, Fig.(6.5.c). Si la vitesse d'entraînement augmente au-delà de la vitesse de synchronisme (régime hyper-synchrone), Fig.(6.5.d), la puissance P_r change de direction et le rotor fournit de la puissance pour une éventuelle récupération.

La figure (6.6), [11], montre l'évolution des puissances mécanique et électrique en fonction de glissement qui sont fournies au rotor de la machine de manière à ce qu'on génère une puissance électrique constante transmise au réseau à travers le stator de celle-ci (MADA en mode générateur). A l'arrêt ($g=1$), la machine se comporte comme un transformateur.

A l'accélération, la puissance mécanique augmente linéairement; par contre la puissance transmise au rotor décroît. Quand la machine atteint sa vitesse de synchronisme ($g=0$), l'écoulement de la puissance se transmet seulement entre le stator et l'axe mécanique. Au-delà de la vitesse de synchronisme, le rotor commence aussi à fournir la puissance au réseau avec une évolution linéaire.

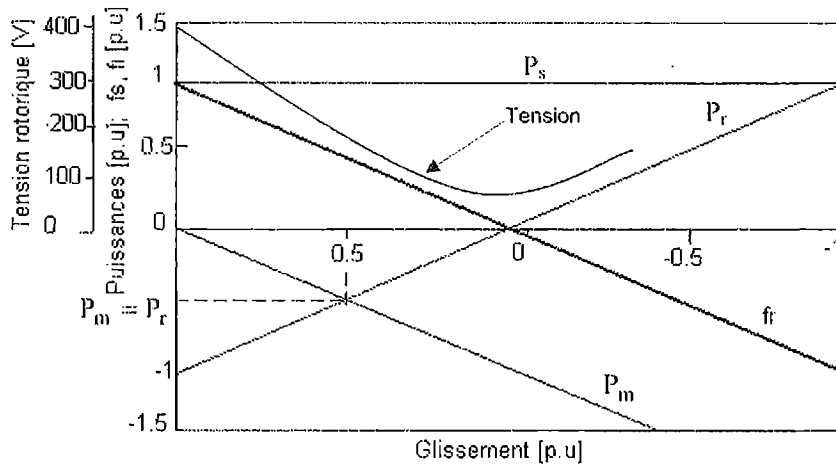


Fig.6.6 Evolution des puissances de la MADA (mode générateur) en fonction du glissement (pertes négligeables, couple constant)

On remarque que pour un glissement $g = 0.5$ les puissances mécanique et rotorique sont égales.

La figure (6.6) montre bien l'avantage d'un système à double alimentation en projetant un système à vitesse variable de manière à ce que la gamme opérationnelle de vitesse soit autour du point de synchronisme; la manipulation de puissance du convertisseur de puissance bidirectionnel peut être considérablement réduite par rapport au système à simple alimentation.

Une gamme de vitesse de $\pm 20\%$ autour du point de synchronisme correspondant à une gamme de glissement de 0.2 à -0.2. Ceci limite la puissance active maximale traitée par le convertisseur à 20% de la puissance du stator [11].

La puissance réactive est définie comme suit:

$$Q_{sr} = Q_s + \frac{Q_r}{|g|} \quad (6.6)$$

Q_s et Q_r représentent les puissances réactives respectivement du stator et du rotor;

Q_{sr} - la somme des puissances réactives requises pour établir le flux de fuite et magnétisant dans la MADA.

Il est clair que la puissance réactive demandée par la MADA est fournie par le stator ou le rotor, ou bien les deux à la fois.

La puissance apparente maximale du rotor S_r est liée à celle du stator S_s par l'expression suivante :

$$S_r = |g_{\max}| S_s \quad (6.7)$$

avec g_{\max} - le glissement maximal pour une gamme de vitesse bien définie.

2.2 Avantages et inconvénients de la MADA, [11];[13]

2.2.1 Avantages de la MADA

Parmi les nombreux avantages offerts par la MADA on peut citer :

- l'accessibilité au rotor et au stator rend la mesure des courants possible, ce qui offre une grande flexibilité et précision au contrôle de flux et du couple électromagnétique;
- les possibilités de reconfiguration grâce à sa double alimentation, ce qui permet à cette dernière de trouver un large domaine d'application;
- une puissance massique légèrement plus élevée que les autres machines de grandes puissances;
- un fonctionnement possible à couple constant au-delà de la vitesse nominale;
- le convertisseur lié au rotor est dimensionné au tiers de la puissance nominale de la machine et dans le cas où cette dernière fonctionne dans une gamme de vitesse proche de celle de synchronisme, les pertes dans les interrupteurs à semi-conducteurs seront faibles. Par conséquent, le rendement obtenu du système machine-convertisseur sera élevé.

2.2.2 Inconvénients de la MADA

On remarque que :

- la MADA est plus volumineuse que la machine à cage d'écurie à cause du système balais –bagues;
- elle nécessite une maintenance périodique.

3. MODELISATION DES MOTEURS ASYNCHRONES A DOUBLE ALIMENTATION

le système d'axes XY lié au champ tournant est recommandé pour étudier les machines à double alimentation, les machines asynchrones, en particulier, les moteurs asynchrones à commande fréquentielle, ainsi que les machines synchrones à double alimentation.

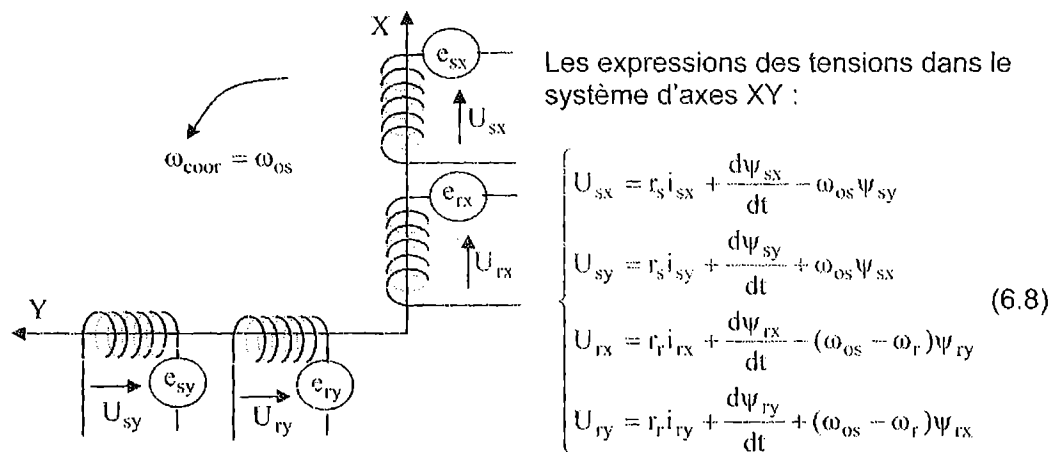


Fig.6.7 Représentation de la machine

sur le plan XY

Les expressions des flux :

$$\begin{cases} \Psi_{sx} = L_s i_{sx} + M_{sr} i_{rx} \\ \Psi_{sy} = L_s i_{sy} + M_{sr} i_{ry} \\ \Psi_{rx} = L_r i_{rx} + M_{rs} i_{sx} \\ \Psi_{ry} = L_r i_{ry} + M_{rs} i_{sy} \end{cases} \quad (6.9)$$

On considère $M_{sr} = M_{rs} = M$.

En remplaçant les flux dans les expressions de tensions, on obtient:

$$\begin{cases} U_{sx} = r_s i_{sx} + L_s \frac{di_{sx}}{dt} + M \frac{di_{rx}}{dt} - \omega_{os} (L_s i_{sy} + M i_{ry}) \\ U_{sy} = r_s i_{sy} + L_s \frac{di_{sy}}{dt} + M \frac{di_{ry}}{dt} + \omega_{os} (L_s i_{sx} + M i_{rx}) \\ U_{rx} = r_r i_{rx} + L_r \frac{di_{rx}}{dt} + M \frac{di_{sx}}{dt} - (\omega_{os} - \omega_r) (L_r i_{ry} + M i_{sy}) \\ U_{ry} = r_r i_{ry} + L_r \frac{di_{ry}}{dt} + M \frac{di_{sy}}{dt} + (\omega_{os} - \omega_r) (L_r i_{rx} + M i_{sx}) \end{cases} \quad (6.10)$$

On peut écrire les expressions précédentes sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} U_{sx} \\ U_{sy} \\ U_{rx} \\ U_{ry} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_{os} L_s & 0 & -\omega_{os} M \\ \omega_{os} L_s & r_s & \omega_{os} M & 0 \\ 0 & -(\omega_{os} - \omega_r) M & r_r & -(\omega_{os} - \omega_r) L_r \\ (\omega_{os} - \omega_r) M & 0 & (\omega_{os} - \omega_r) L_r & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} \quad (6.11)$$

Le système d'équations peut être écrit sous la forme:

$$[U] = [A] * [I] + [L] \frac{d[I]}{dt} \quad (6.12)$$

La matrice $[A]$ peut s'écrire sous forme de trois sous matrices comme suit :

$$[A] = [C] + \omega_r [E] + \omega_{os} [B] ; \quad (6.13)$$

$$[C] = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}; [B] = \begin{bmatrix} 0 & -L_s & 0 & -M \\ L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -M & 0 & -L_r \\ M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix}; [E] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \\ -M & 0 & -L_r & 0 \end{bmatrix}$$

Le système d'équations devient ;

$$[U] = \{ [C] + \omega_r [E] + \omega_{os} [B] \} [I] + [L] \frac{d[I]}{dt} \quad (6.14)$$

Les expressions du couple électromagnétique et du mouvement sont de la forme :

$$C_e = P(\phi_{sx} i_{sy} - \phi_{sy} i_{sx}) \quad \text{où} \quad C_e = \frac{3}{2} PM(i_{rx} i_{sy} - i_{ry} i_{sx}) \quad (6.15)$$

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (6.16)$$

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de simulation de la machine.

Résultats de simulation

En pratique, si la fréquence peut être régulée dans une large plage, il est recommandé de varier la tension dans une marge ne dépassant pas les 25 V.

Pour une fréquence rotorique nominale, on remarque clairement que la stabilité des caractéristiques de la machine asynchrone à double alimentation est obtenue avec des tensions rotoriques relativement basses, fig.(6.10).

Lorsque U_r est relativement importante, le couple augmente en amplitude et présente des oscillations même en régime établi. Aussi, la durée du régime transitoire tend à augmenter. Même si la vitesse de rotation s'établit à sa valeur nominale, la machine à double alimentation présente un problème de démarrage et des oscillations très remarquées des courants statorique et rotorique dus à la composante du couple en fonction de la tension rotorique, fig(6.11).

Aux basses vitesses rotoriques, les caractéristiques du moteur asynchrone se présentent comme des caractéristiques de la machine synchrone absolument rigides. Cependant, au décollage et sous l'effet d'une tension statorique complète, les grandeurs électriques sont excessives ce qui se répercute sur le couple électromagnétique. Le régime établi est stable.

Lorsque la fréquence rotorique est de l'ordre de $3f_n$, l'allure de la caractéristique de vitesse présente de légers pompages en régime permanents. Ces pompages créent un couple pulsatoire qui peut avoir des effets sur les harmoniques du courant statorique. Celui-ci présente des battements en régime établi.

En résumé on peut dire que l'augmentation de la tension agit sur la durée du régime transitoire ; alors que l'augmentation de la fréquence se traduit par l'apparition d'oscillations dans les allures des caractéristiques en régime permanent.

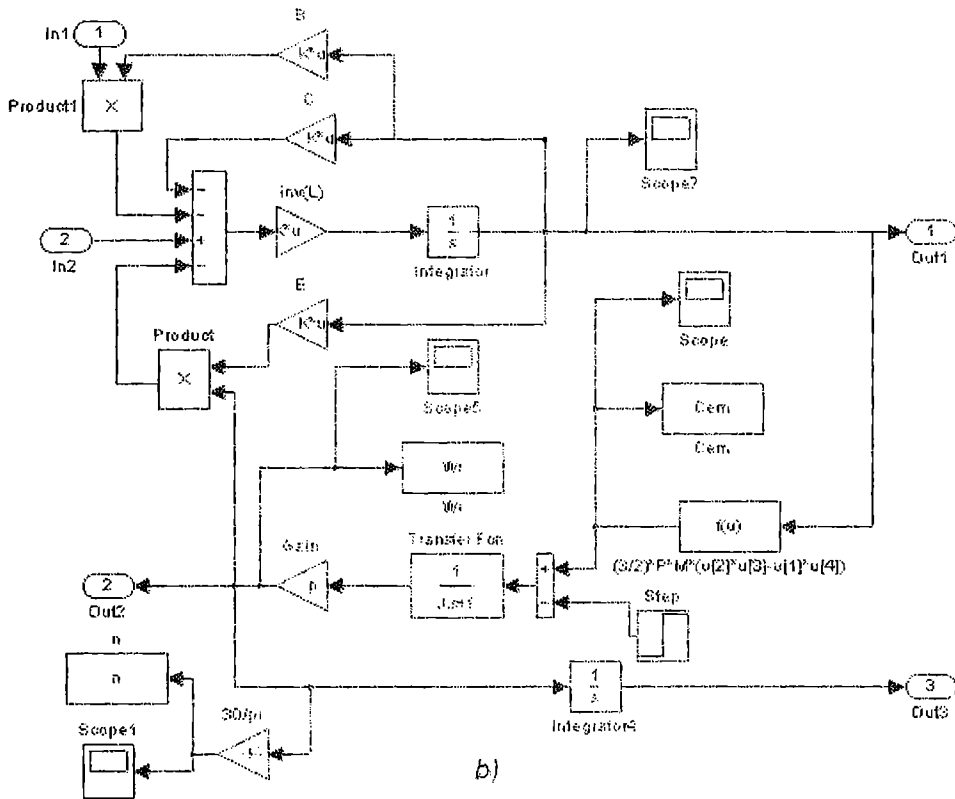


Fig. 6.8 Schéma de simulation de la MADA

Paramètres du moteur à double alimentation :

rs=4.85;rr=3.805;Ls=0.274;Lr=0.274;F=0.008;p=2;J=0.031;M=0.258;Wos=100*pi
 %*****%

L=[Ls 0 M 0
 0 Ls 0 M
 M 0 Lr 0
 0 M 0 Lr]

%*****%

B=[0 -Ls 0 -M
 Ls 0 M 0
 0 -M 0 -Lr
 M 0 Lr 0];

%*****%

C=[rs 0 0 0
 0 rs 0 0
 0 0 rr 0
 0 0 0 rr];

%*****%

E=[0 0 0 0
 0 0 0 0
 0 M 0 Lr
 -M 0 -Lr 0];

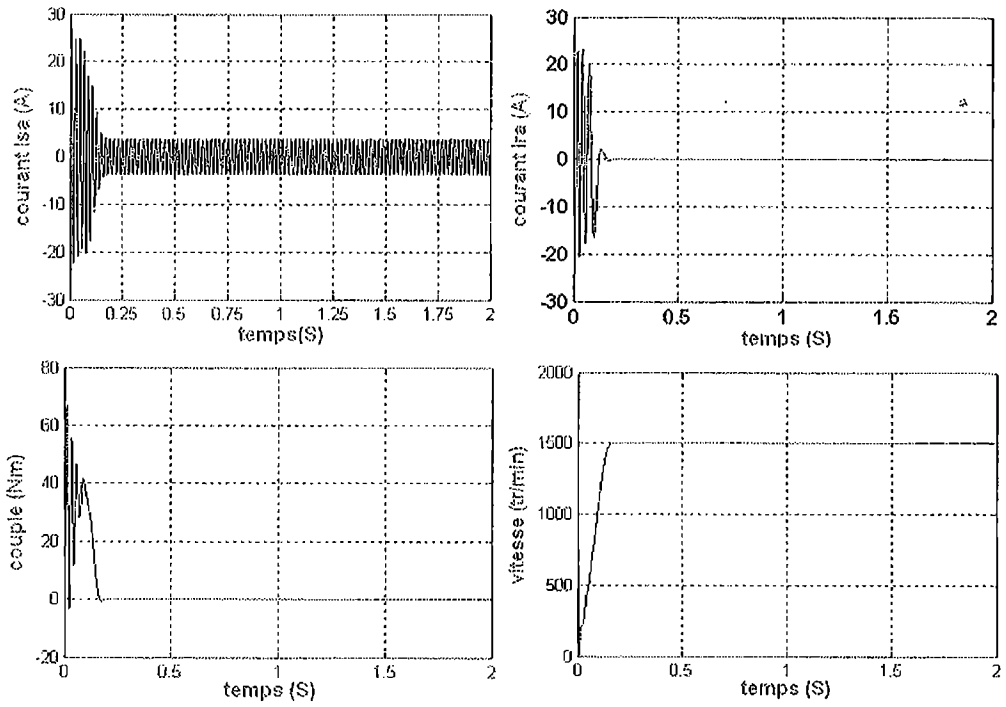


Fig. 6.9 $f_r = f_n = 3\text{Hz}$ pour une tension $U_r = 0$

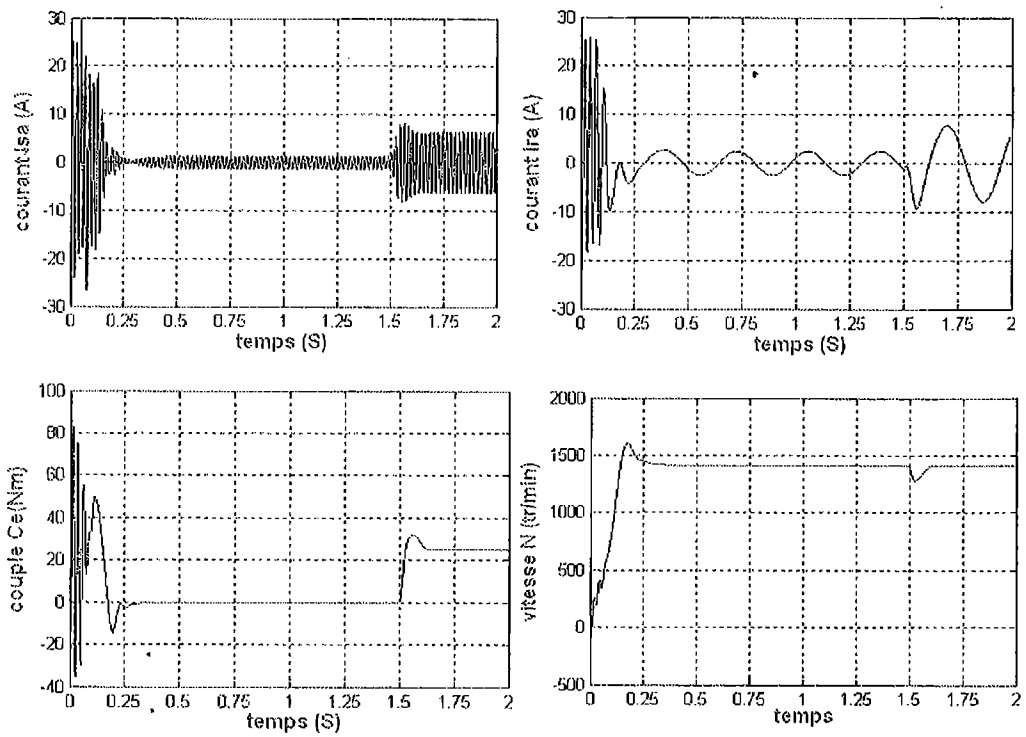


Fig.6.10 $f_r = f_n = 3\text{Hz}$, $U_r = 15\text{V}$ et $C_r = 25\text{Nm}$ à $t = 1.5\text{s}$

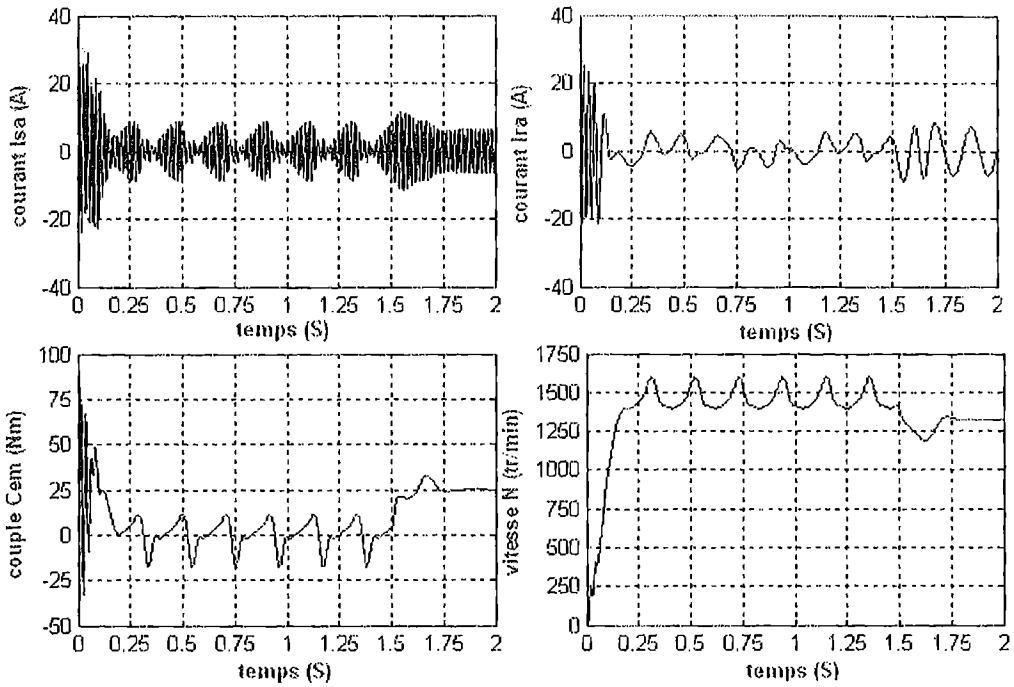


Fig.6.11 $f_r = 3.f_n = 9\text{Hz}$, $U_r = 15\text{V}$ et $C_r = 25\text{Nm}$ à $t = 1.5\text{s}$.

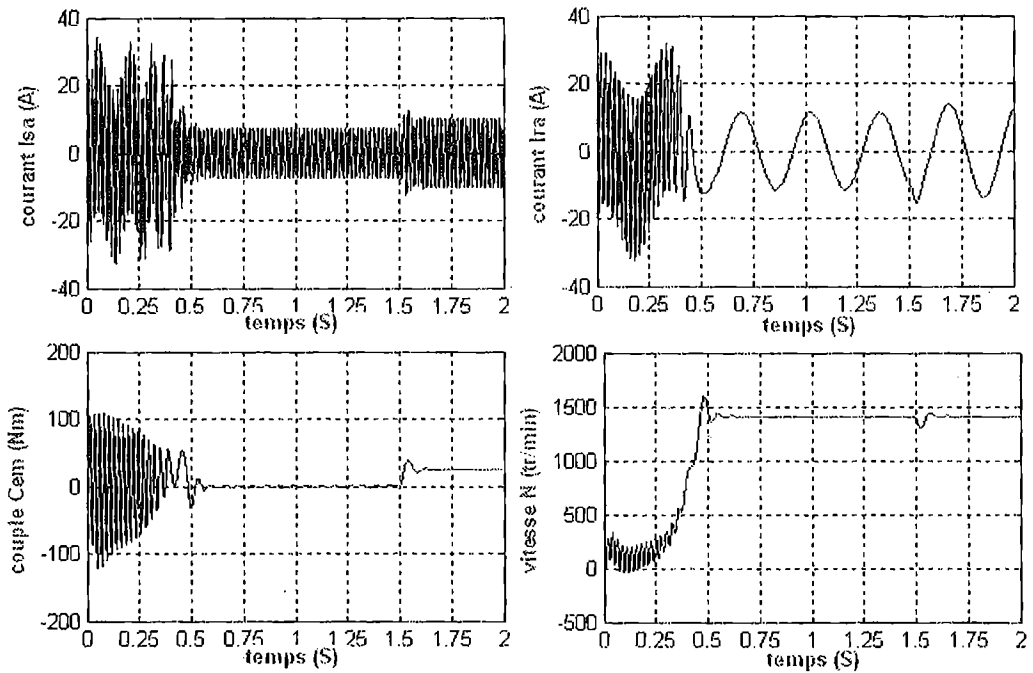


Fig.6.12 $f_r = f_n = 3\text{Hz}$, $U_r = 35\text{V}$ et $C_r = 25\text{Nm}$ à $t = 1.5\text{s}$

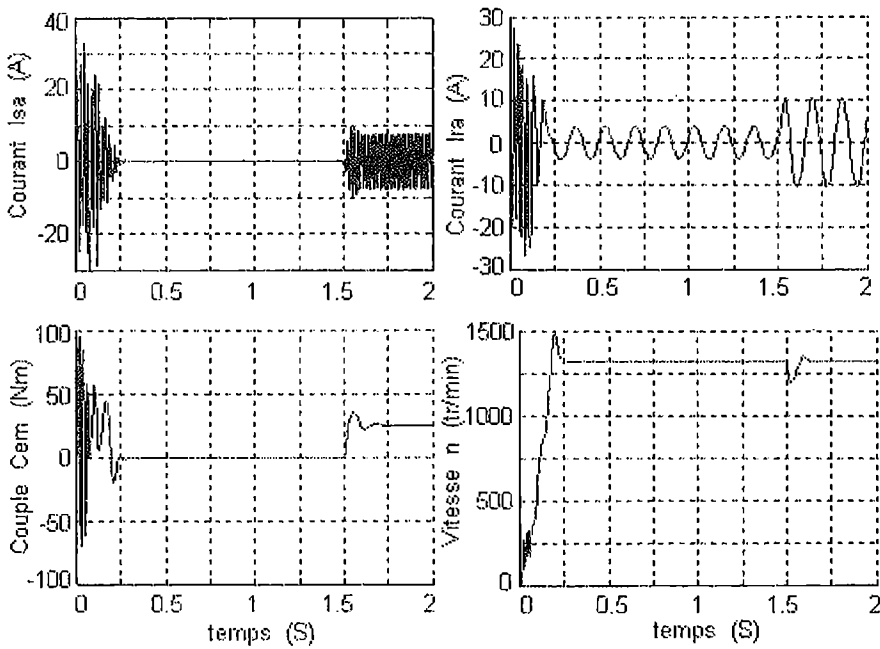


Fig.6.13 $f_c = 2.f_n = 6\text{Hz}$, $U_c = 30\text{V}$ et $C_c = 25\text{Nm}$ à $t = 1.5\text{s}$

4. SYSTEMES EOLIENS DE GENERATION D'ENERGIE A VITESSE VARIABLE

Une éolienne à vitesse variable a pour rôle de convertir l'énergie cinétique du vent en énergie électrique avec un rendement optimisé.

Par conséquent, les différents éléments du système éolien sont conçus pour maximiser cette conversion énergétique. Dans ce but, une bonne adéquation entre les caractéristiques couple/vitesse de la turbine et de la génératrice électrique est indispensable. La figure (6.14), présente la caractéristique de la puissance maximale captée en fonction de la vitesse de la turbine pour différentes vitesses du vent, dans le cas où l'orientation des pales est parfaitement réalisée [10];[14].

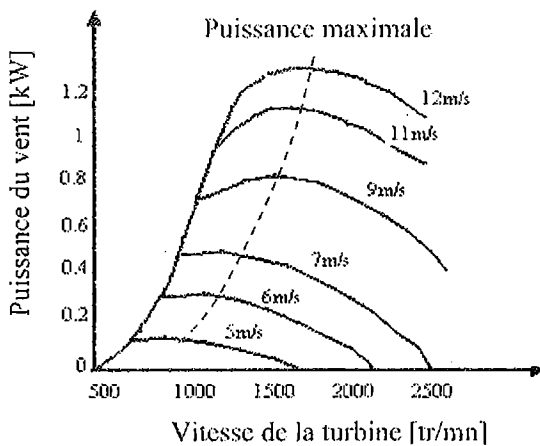


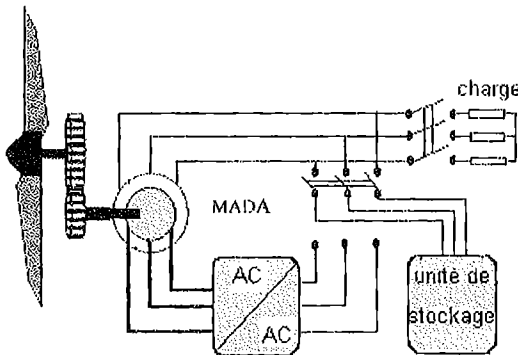
Fig.6.14 Caractéristique puissance-vitesse de la turbine pour différentes vitesses du vent

Il existe deux catégories d'éoliennes :

- les éoliennes autonomes ;
- les éoliennes couplées au réseau électrique.

4.1 Eolienne autonome

Les éoliennes autonomes sont utilisées dans des gammes de puissances de quelques dizaines de Watts à quelques dizaines de kW pour l'alimentation d'appareils électriques d'instrumentation ou d'éclairage.



Les plus petites sont utilisées pour les bateaux, le camping ou les stations météo. Les points communs entre toutes ces éoliennes sont leur faible puissance et leur association à une unité de stockage d'énergie, constituée généralement de batteries d'accumulateur, [10],[15], [16], (Fig.6.15).

Fig.6.15 Eolienne autonome à base de la MADA

4.2 Eolienne connectée au réseau

On rencontre ce type de production décentralisée de plus en plus grâce au développement des primes et autres aides à la production d'énergie électrique propre.

Les puissances de ces éoliennes peuvent varier de 50 kW à 5 MW. On estime que cette puissance augmentera à l'avenir, particulièrement dans des applications en mer. Ces éoliennes fonctionnent en permanence et ont, le plus souvent, besoin d'être raccordées à un réseau puissant afin de minimiser l'impact des fluctuations de la puissance générée par ces dernières.

Actuellement, la majorité des éoliennes installées de puissance supérieure à 1 MW utilise une machine asynchrone pilotée par le rotor.

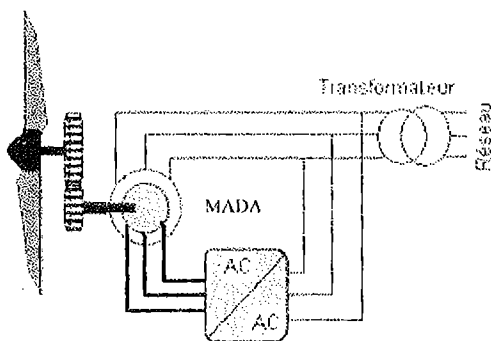


Fig.6.16 Système de génération à vitesse variable à base de la MADA

La figure (6.16) présente le schéma type d'une éolienne à base d'une machine asynchrone à double alimentation connectée directement au réseau par son stator et alimentée par un convertisseur AC/AC au niveau du rotor dimensionné de manière à ce qu'il puisse traiter une puissance rotorique d'environ 30 % de la puissance nominale pour une vitesse d'entraînement autour de celle de synchronisme de la machine considérée.

5. DIFFERENTES CONFIGURATIONS DE L'ASSOCIATION MADA/CONVERTISSEUR DE PUISSANCE, [10]

La MADA offre plusieurs possibilités de reconfiguration avec son association avec les convertisseurs de puissance. Ces configurations dépendent essentiellement du domaine d'application de la MADA. On peut distinguer les configurations ci-dessous.

5.1 MADA avec un convertisseur AC/AC associé au rotor

Cette configuration est largement répandue dans les applications à vitesse variable. Elle consiste à connecter le stator de la MADA directement au réseau, alors que le rotor est alimenté par un convertisseur AC/AC (figure 6.17).

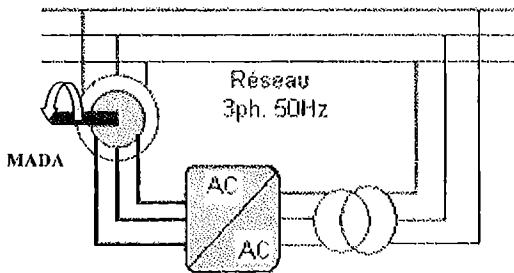


Fig.6.17 Schéma Synoptique de la MADA avec un convertisseur AC/AC au rotor

De plus, cette dernière offre la possibilité d'avoir une commande dé耦lée des puissances active et réactive, de même qu'elle assure un coût d'investissement réduit par rapport aux autres configurations. Ces avantages expriment l'utilisation très vaste de la MADA avec cette configuration dans l'industrie et surtout dans les domaines des éoliennes à vitesse variable.

5.2 MADA avec deux convertisseurs AC/AC

Cette solution consiste à alimenter la MADA par deux convertisseurs AC/AC, l'un au stator et l'autre au rotor (figure 6.18). Cette dernière est généralement plus répandue dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable que ceux de génération d'énergie électrique. Cette configuration offre une plus grande souplesse à la commande que celle considérée précédemment. Elle permet aussi de partager la fréquence de rotation du rotor entre les deux convertisseurs ce qui réduit les pertes fer dans la machine et par conséquent d'augmenter le rendement [13]. De plus, elle présente dans les applications de grandes puissances, de bonnes performances à très basses vitesses pour un fonctionnement sans capteur de vitesse. Elle offre aussi la possibilité de fonctionner en survitesse sans démagnétisation.

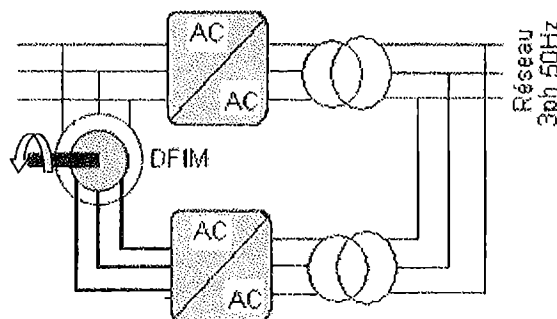


Fig.6.18 Schéma Synoptique de la MADA avec deux convertisseurs AC/AC

6. CONVERTISSEURS DE PUISSANCE ASSOCIES A LA MADA

La méthode la plus simple de contrôle de la vitesse de la MADA en mode moteur consiste à modifier la résistance rotorique. Si on utilise pour cela un rhéostat, on dissipe l'énergie active comme des pertes et on abaisse de façon inacceptable le rendement du système. Les avantages de cette méthode font que la machine peut avoir un démarrage souple avec un maximum de couple sans pic de courant et sans harmoniques, et avec un facteur de puissance élevé. Par conséquent, pour que le procédé soit viable, il faut faire appel à un convertisseur de puissance qui permet la récupération de l'énergie correspondante en la réinjectant dans le réseau dont le but d'améliorer le rendement.

On trouve deux types de convertisseur qui sont utilisés pour contrôler la puissance de glissement, notamment celui proposé par *Kramer* qui consiste à utiliser un convertisseur AC-AC unidirectionnel en régime hypo-synchrone et celui utilisé dans la méthode de *Scherbius* qui emploie un convertisseur bidirectionnel en régimes hypo/hyper synchrone.

Le convertisseur statique est dimensionné pour une puissance rotorique

$$P_{rn} = |g_{\max}| P_{sn} \quad (6.17)$$

avec

P_{sn} .la puissance nominale du stator.

En général, $|g_{\max}| < 0.2$ à 0.3 et diminue avec les grandes puissances avec des valeurs pouvant aller de 0.05 à 0.1 .

Les configurations de convertisseurs de puissances les plus appropriées à la MADA sont mentionnées ci-dessus.

6.1 Redresseur non/et contrôlable associé à un onduleur MLI à thyristors

Si le redresseur à diodes est utilisé du côté rotorique de la machine, l'écoulement de puissance du rotor est unidirectionnel, et se fait de la machine vers le réseau par l'intermédiaire d'un transformateur élévateur. Dans ce cas, la MADA peut fonctionner comme moteur hypo-synchrone ($g > 0$) et comme générateur hyper-synchrone ($g < 0$), c'est-à-dire qu'il y a deux quadrants opérationnels possibles de la MADA. Cependant, il est impossible de faire fonctionner cette dernière en régime de synchronisme ($g=0$). De plus, cette configuration de la MADA présente un taux d'harmoniques élevé du courant au niveau du rotor et du stator et un facteur de puissance modeste du côté réseau [7];[14];[20].

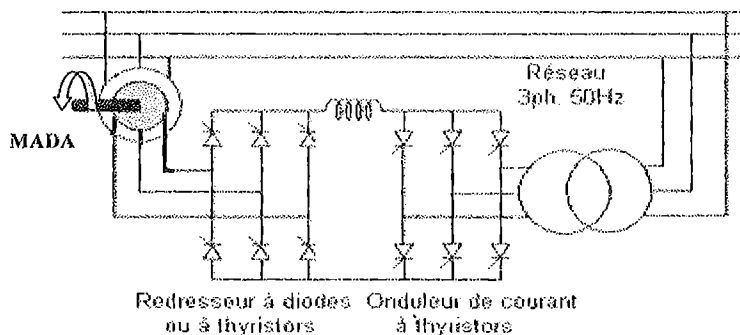


Fig.6.19 Redresseur associé à un onduleur de courant à thyristors

Pour un fonctionnement plus flexible de la MADA, le redresseur de courant du côté rotorique doit être à thyristors pour autoriser l'écoulement de puissance dans les deux sens, ce qui mène à un fonctionnement dans les quatre quadrants. Cette configuration présente aussi un taux d'harmoniques de courant dominant évoluant avec le glissement.

Le convertisseur AC-AC indirect représenté par la figure (6.19) a deux types de commutation soit naturelle ou bien forcée. La commutation forcée peut améliorer la situation en termes de commutation plus rapide et plus sûre ainsi que le facteur de puissance ; cependant, le coût devient important. La présence de la grande bobine de lissage dans le bus continu demeure un inconvénient sérieux.

6.2 Cycloconvertisseur

Dans cette configuration, le convertisseur redresseur/onduleur est remplacé par un cycloconvertisseur de manière à ce que l'écoulement de la puissance de glissement puisse être commandé dans les deux directions. On obtient un fonctionnement dans les quatre quadrants. Dans ce cas, la gamme opérationnelle de la vitesse est limitée à $\pm 50\%$ de la vitesse de synchronisme. La fréquence maximale est de l'ordre de $1/3$ de la fréquence d'entrée à la sortie du cycloconvertisseur avec des redresseurs triphasés à point médian et de l'ordre de $1/2$ de la fréquence d'entrée pour celui avec deux redresseurs en pont triphasé par phase. L'inversion du sens de rotation de la machine n'est pas possible dans ce cas (de même pour la configuration avec redresseur-onduleur), parce que celle-ci nécessite l'inversion de l'ordre des phases de l'alimentation du stator.

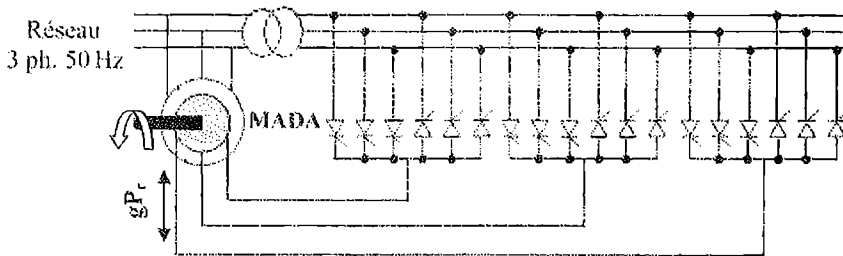


Fig.6.20 Cycloconvertisseur avec redresseurs triphasés à point médian

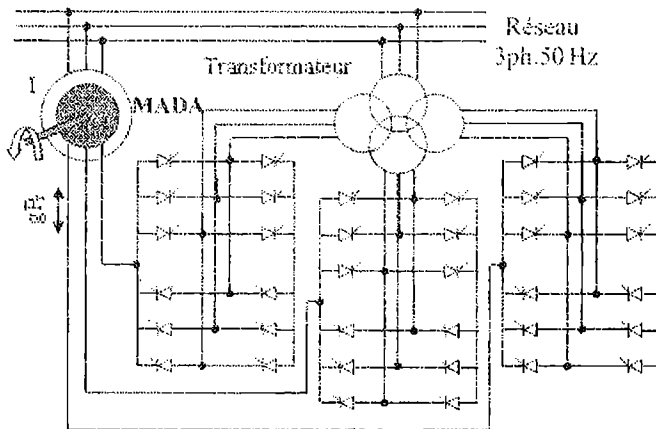


Fig.6.21 Cycloconvertisseur avec deux redresseurs en pont triphasé

Le coût trop cher et la complexité de la commande constituent les principaux inconvénients pour le cycloconvertisseur; cependant celui-ci offre des avantages comme celui du courant rotorique qui est proche de la forme sinusoïdale, engendre des pertes d'harmoniques réduites, et un facteur de puissance totalement contrôlable au niveau du stator [12];[18].

6.3 Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension

Le cycloconvertisseur présenté auparavant peut amener des améliorations considérables aux performances si celui-ci est remplacé par un redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension. Dans ce cas, l'écoulement de puissance de glissement peut être contrôlé dans les deux directions. D'autre part, la fréquence de sortie du côté rotorique ω_2 est limitée seulement par la fréquence de commutation des interrupteurs de puissance qui peuvent être des GTOs, IGBTs, IGCTs (pour des puissances élevées).

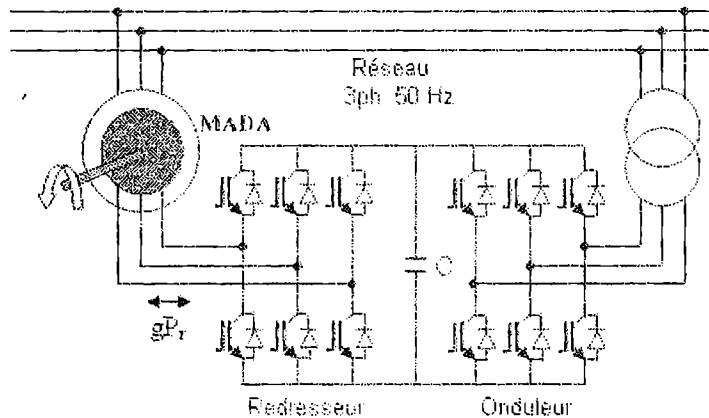


Fig.6.22 Redresseur MLI de courant associé à un onduleur MLI de tension

Le convertisseur à deux niveaux est généralement utilisé aujourd'hui avec des puissances pouvant aller jusqu'à 2 à 3 MW avec des IGBTs et une tension de sortie par ligne de 690 V. La présence d'un grand condensateur dans le bus de tension continu a pour objectif de générer une puissance réactive contrôlable, la haute fréquence de commutation (au-dessus de 1 kHz) permet de décaler les harmoniques du courant dans le côté rotorique et dans le côté réseau vers les hautes fréquences ce qui facilite le procédé de filtrage.

Pour des puissances supérieures à 10 MW et des tensions supérieures à 10 kV, les convertisseurs multi-niveaux AC-AC avec un bus de tension continu sont adoptés pour l'alimentation de la MADA [12];[19].

6.4 Convertisseur Matriciel

Le convertisseur matriciel est une nouvelle génération des convertisseurs directs AC/AC constitué par des interrupteurs de puissance bidirectionnels ultra rapides. Il possède généralement une topologie d'une source de tension. La tension à la sortie de celui-ci est formée par des sections des tensions d'entrée à l'aide de techniques de commande MLI intelligentes. A l'entrée du convertisseur matriciel, on place un filtre LC pour le filtrage des harmoniques [12];[21].

Le convertisseur matriciel offre plusieurs avantages par rapport aux convertisseurs AC/AC présentés précédemment notamment:

- l'absence d'éléments de stockage de puissance (comme dans le cas de l'association redresseur-onduleur), ce qui augmente sa durée de vie;
- un fonctionnement dans les quatre quadrants et dans le domaine des grandes puissances, une commande souple et découplée des puissances active et réactive ; de même qu'il assure un fonctionnement avec un facteur de puissance ajustable;
- ultra rapide;
- un taux d'harmoniques modéré et une fréquence de sortie contrôlable indépendamment de celle de l'entrée;
- Fonctionnement possible avec un facteur de puissance unitaire à l'entrée.

La réalisation pratique du convertisseur matriciel exige des interrupteurs bidirectionnels capables de bloquer la tension et le courant dans les deux directions. Actuellement ces derniers sont réalisés par la combinaison d'interrupteurs comme les IGBTs, MCTs, IGCTs et MOSFETs avec des diodes (fig.6.23), [22].

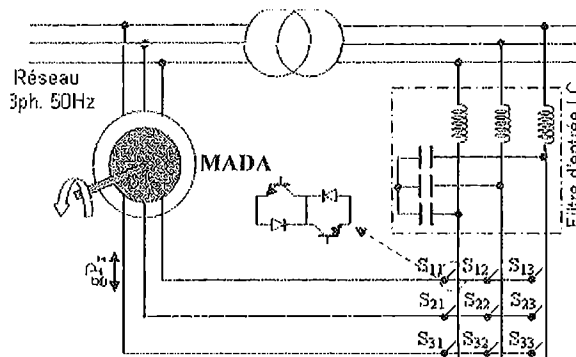


Fig.6.23 Convertisseur matriciel

7. MODELISATION ET SIMULATION DES GENERATEURS A DOUBLE ALIMENTATION (GADA), [10];[23];[27]

Face aux inconvénients présentés par la machine asynchrone à cage d'écurie utilisée en génératrice débitant sur le réseau, l'utilisation d'une machine asynchrone à rotor bobiné (doublement alimentée) semble une meilleur alternative.

La figure (6.24) représente le schéma équivalent de la GADA dans le référentiel de Park généralisé (U,V).

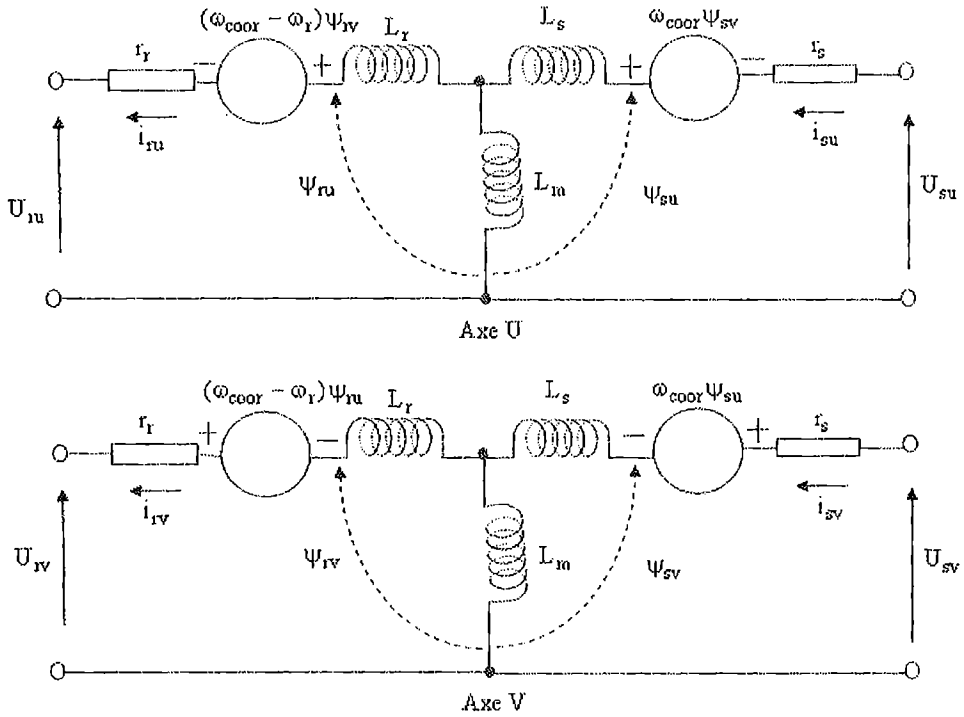


Fig.6.24 Schéma équivalent de la GADA dans le référentiel de Park généralisé

Les expressions des tensions dans le système d'axes XY sont de la forme :

$$\begin{cases} U_{sx} = -r_s i_{sx} + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_{os} \psi_{sy} \\ U_{sy} = -r_s i_{sy} + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_{os} \psi_{sx} \\ U_{rx} = r_r i_{rx} + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_{os} - \omega_r) \psi_{ry} \\ U_{ry} = r_r i_{ry} + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_{os} - \omega_r) \psi_{rx} \end{cases} \quad (6.18)$$

Les expressions des flux dans le même système d'axes:

$$\begin{cases} \psi_{sx} = -L_s i_{sx} + M_{sr} i_{rx} \\ \psi_{sy} = -L_s i_{sy} + M_{sr} i_{ry} \\ \psi_{rx} = L_r i_{rx} - M_{rs} i_{sx} \\ \psi_{ry} = L_r i_{ry} - M_{rs} i_{sy} \end{cases} \quad (6.19)$$

Sachant que $M_{sr} = M_{rs} = M$ et en remplaçant les flux par leurs expressions dans le système d'équations des tensions, on obtient :

$$\begin{cases} U_{sx} = -r_s i_{sx} - L_s \frac{di_{sx}}{dt} + M \frac{di_{rx}}{dt} + \omega_{os} L_s i_{sy} - \omega_{os} M i_{ry} \\ U_{sy} = -r_s i_{sy} - L_s \frac{di_{sy}}{dt} + M \frac{di_{ry}}{dt} - \omega_{os} L_s i_{sx} + \omega_{os} M i_{rx} \\ U_{rx} = r_r i_{rx} + L_r \frac{di_{rx}}{dt} - M \frac{di_{sx}}{dt} - (\omega_{os} - \omega_r) L_r i_{ry} + (\omega_{os} - \omega_r) M i_{sy} \\ U_{ry} = r_r i_{ry} + L_r \frac{di_{ry}}{dt} - M \frac{di_{sy}}{dt} + (\omega_{os} - \omega_r) L_r i_{rx} - (\omega_{os} - \omega_r) M i_{sx} \end{cases} \quad (6.20)$$

Posons $\omega_m = \omega_{os} - \omega_r$.

En mettant le système d'équations précédent sous forme compacte, on obtient :

$$[B][U] = [L] \left[\dot{i} \right] + \omega_m [C][i] + [D][i]$$

Avec

$$[U] = [U_{sx} \ U_{sy} \ U_{rx} \ U_{ry}]^T ; \quad [i] = [i_{sx} \ i_{sy} \ i_{rx} \ i_{ry}]^T \quad \text{et} \quad \left[\dot{i} \right] = \frac{d}{dt} [i]$$

$$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1] ; \quad [L] = \begin{bmatrix} -L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & -L_s & 0 & M \\ -M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_r \end{bmatrix} ; \quad [C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M & 0 & -L_r \\ -M & 0 & L_r & 0 \end{bmatrix} ;$$

$$[D] = \begin{bmatrix} -r_s & \omega_{os} L_s & 0 & -\omega_{os} M \\ -\omega_{os} L_s & -r_s & \omega_{os} M & 0 \\ 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

En mettant le système sous forme d'équation d'état, on obtient :

$$\left[\dot{i} \right] = [L]^{-1} \{ [B][U] - [D][i] - \omega_m [C][i] \}$$

Les expressions respectives du couple et de la vitesse dynamique rotorique sont :

$$C_e = \frac{3}{2} p M (i_{rx} i_{sy} - i_{ry} i_{sx})$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F\Omega = C_m - C_e$$

Où C_m représente le couple d'entraînement.

Paramètres de la génératrice double alimentée

$P_n = 5 \text{ kW}$, $220/380 \text{ V}$, 50 Hz , $N = 1000 \text{ tr/min}$

$P = 3$;

$C_{st} = 2$;

$J = 0.1$;

$r_s = 0.95$;

$r_r = 1.8$;

$w_r = 320$;

$M = 0.082$;

$L_s = 0.094$;

$L_r = 0.088$;

$F = 6.73 \cdot 10^{-3}$;

$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot 50$;

$v_r = 12$;

$f_r = 2$;

$R = 100$; % Charge

% *****%

```
L = [ -Ls  0  M  0 ;
      0  -Ls  0  M ;
      -M  0  Lr  0 ;
      0  -M  0  Lr ];
```

% *****%

$L1 = \text{inv}(L)$;

% *****%

```
D = [ -rs  ws*Ls  0  -ws*M ;
      -ws*Ls  -rs  ws*M  0 ;
      0  0  rr  0 ;
      0  0  0  rr ];
```

% *****%

```
C = [ 0  0  0  0 ;
      0  0  0  0 ;
      0  M  0  -Lr ;
      -M  0  Lr  0 ];
```

% *****%

```
B = [ 1  0  0  0 ;
      0  1  0  0 ;
      0  0  1  0 ;
      0  0  0  1 ];
```

Interprétation des résultats

Les résultats de simulation des différentes grandeurs (tension, courant, ...), ont été obtenues avec une vitesse de rotation fixe et une charge purement résistive de 100Ω .

Les figures (6.26 et 6.28) montrent respectivement l'évolution de la tension et du courant statorique de la GADA. Au démarrage, la tension et le courant générés croient de façon exponentielle, puis se stabilisent respectivement à 218 V et à 2.2 A en régime établi à $t = 0.158 \text{ s}$.

Les figures (6.27 et 6.29) représentent respectivement l'évolution de la tension et du courant rotorique de la GADA. L'allure de la tension rotorique montre que celle-ci évolue de façon sinusoïdale d'amplitude égale à 122 V et périodique de fréquence 2Hz. L'allure du courant rotorique évolue de manière sinusoïdale, d'amplitude constante égale à 9A, et de fréquence identique à celle de la tension rotorique.

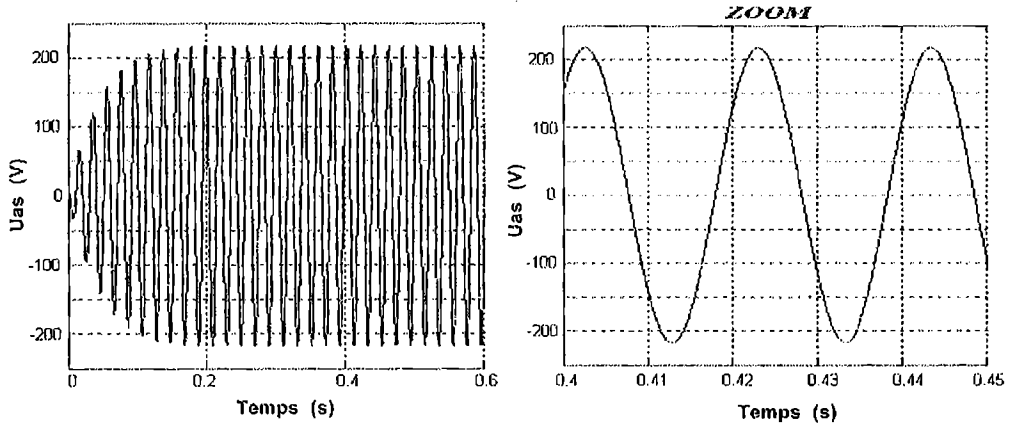


Fig.6.26 Evolution de la tension statorique

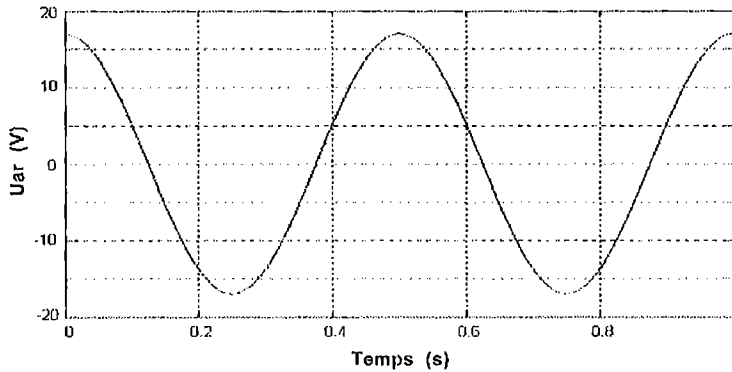


Fig.6.27 Evolution de la tension rotorique

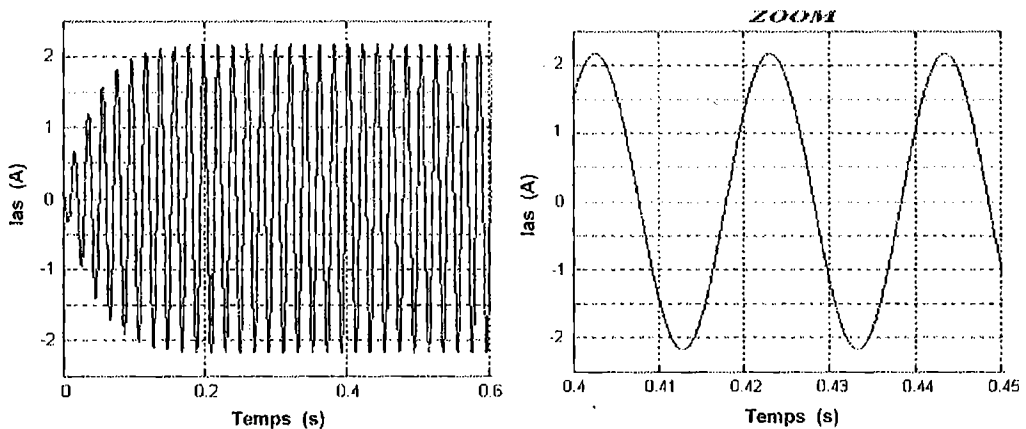


Fig.6.28 Evolution du courant statorique

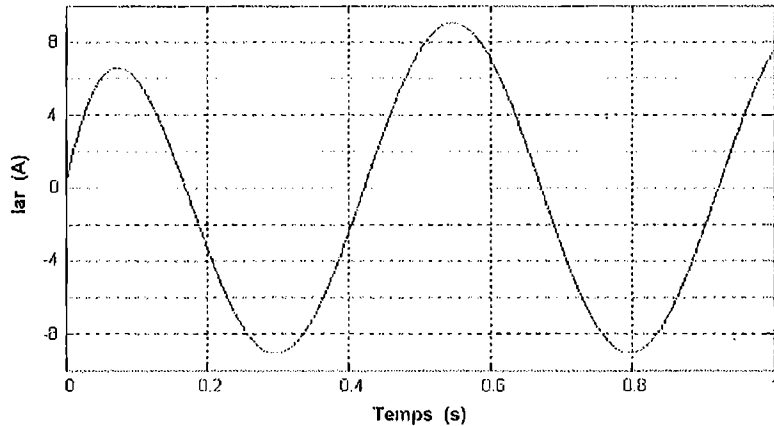


Fig.6.29 Evolution du courant rotorique

8. MODELISATION DES CASCADES A DEUX MACHINES ASYNCHRONES A DOUBLE ALIMENTATION [34]

8.1 Description de la cascade

Sachant bien qu'une grande partie des éoliennes installées de nos jours et des systèmes d'entraînement de grandes puissances sont équipés de machines asynchrones à double alimentation avec de très bonnes performances, ceux-ci restent tributaires de leur inconvénient principal qui est le système bagues-balais. Pour éviter ce problème, on propose de coupler deux machines asynchrones à rotor bobiné en cascade. On désigne par cascade, le couplage de deux machines électriquement et mécaniquement en reliant leurs deux arbres ainsi que leurs phases rotoriques. L'ensemble est appelé - machine asynchrone à double alimentation en cascade (MADAC). Cette association est connue de longue date pour la réalisation de différentiels électriques, de générateurs dans le domaine aéronautique et dans les petites centrales hydroélectriques. Si on alimente la première MADA par son stator, on obtient une structure qui ne nécessite pas de système balais-bagues. Le comportement de cette structure dépend dans une large mesure des nombres de paires de pôles p_1 et p_2 , ainsi que du type de couplage des phases rotoriques direct ou inverse. Les différentes possibilités des nombres de pôles ($p_1 = p_2$; $p_1 > p_2$ et $p_1 < p_2$) donnent lieu à des fonctionnements tout à fait différents.

La figure (6.30) représente le couplage direct de la cascade, ($\lambda = -1$).

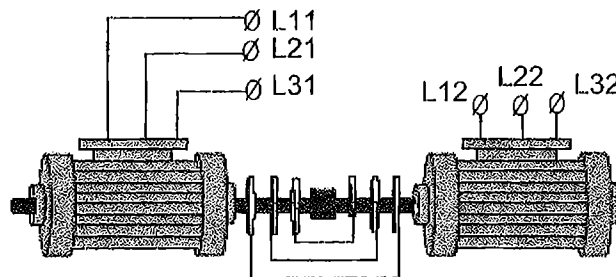


Fig. 6.30 Couplage direct de la cascade

La figure (6.31) représente le couplage inverse, ($\lambda = 1$).

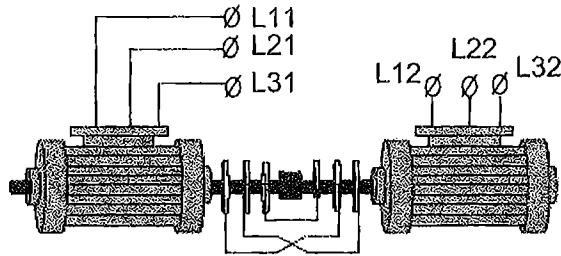


Fig. 6.31 Couplage inverse de la cascade

8.2 Modèle idéalisé de la cascade

Soit une structure composée de deux machines asynchrones à double alimentation couplées en cascade dont l'une est alimentée à travers son stator par un système triphasé de tensions équilibrées. L'enroulement statorique de la seconde machine est connecté en étoile.

Considérons le modèle de cette structure dans le référentiel champ tournant (XY)

Pour la première machine, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{xs1} = R_{s1} I_{xs1} + \frac{d}{dt} \Psi_{xs1} - \omega_{s1} \Psi_{ys1} \\ U_{ys1} = R_{s1} I_{ys1} + \frac{d}{dt} \Psi_{ys1} + \omega_{s1} \Psi_{xs1} \\ U_{xr1} = R_{r1} I_{xr1} + \frac{d}{dt} \Psi_{xr1} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \Psi_{yr1} \\ U_{yr1} = R_{r1} I_{yr1} + \frac{d}{dt} \Psi_{yr1} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \Psi_{xr1} \end{cases} \quad (6.21)$$

Les expressions du flux :

$$\begin{cases} \Psi_{xs1} = L_{s1} i_{xs1} + M_1 i_{xr1} \\ \Psi_{ys1} = L_{s1} i_{ys1} + M_1 i_{yr1} \\ \Psi_{xr1} = L_{r1} i_{xr1} + M_1 i_{xs1} \\ \Psi_{yr1} = L_{r1} i_{yr1} + M_1 i_{ys1} \end{cases}$$

Pour la seconde machine:

$$\begin{cases} U_{xr2} = R_{r2} I_{xr2} + \frac{d}{dt} \Psi_{xr2} - (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \Psi_{yr2} \\ U_{yr2} = R_{r2} I_{yr2} + \frac{d}{dt} \Psi_{yr2} + (\omega_{s1} - \omega_{r1}) \Psi_{xr2} \\ U_{xs2} = R_{s2} I_{xs2} + \frac{d}{dt} \Psi_{xs2} - (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \lambda \omega_{r2}) \Psi_{ys2} \\ U_{ys2} = R_{s2} I_{ys2} + \frac{d}{dt} \Psi_{ys2} + (\omega_{s1} - \omega_{r1} - \lambda \omega_{r2}) \Psi_{xs2} \end{cases} \quad (6.22)$$

Les expressions du flux :

$$\begin{cases} \Psi_{xs2} = L_{s2} i_{xs2} + M_2 i_{xr2} \\ \Psi_{ys2} = L_{s2} i_{ys2} + M_2 i_{yr2} \\ \Psi_{xr2} = L_{r2} i_{xr2} + M_2 i_{xs2} \\ \Psi_{yr2} = L_{r2} i_{yr2} + M_2 i_{ys2} \end{cases}$$

La deuxième machine sera alimentée à travers son rotor

$$\begin{cases} U_{xr1} = \lambda U_{xr2} = U_{xr} \\ U_{yr1} = \lambda U_{yr2} = U_{yr} \end{cases} \quad (6.23)$$

et

$$\begin{cases} i_{xr1} = -\lambda i_{xr2} = i_{xr} \\ i_{yr1} = -\lambda i_{yr2} = i_{yr} \end{cases} \quad (6.24)$$

On pose : $L_r = L_{r1} + L_{r2}$; $R_r = R_{r1} + R_{r2}$; $\omega_{g1} = \omega_{s1} - \omega_{r1}$; $\omega_{g2} = \omega_{s1} - \omega_{r1} - \lambda \omega_{r2}$

Le système d'équations des tensions de la cascade est :

$$\begin{cases} U_{xs1} = R_{s1} I_{xs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{xs1} - \omega_{s1} L_{s1} i_{ys1} + M_1 \frac{d}{dt} i_{xr} - \omega_{s1} M_1 i_{yr} \\ U_{ys1} = R_{s1} I_{ys1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ys1} + \omega_{s1} L_{s1} i_{xs1} + \omega_{s1} M_1 i_{xr} + M_1 \frac{d}{dt} i_{yr} \\ 0 = R_r I_{xr} + L_r \frac{d}{dt} i_{xr} - \omega_{g1} L_r i_{yr} + M_1 \frac{d}{dt} i_{xs1} - \omega_{g1} M_1 i_{ys1} - \lambda M_2 \frac{d}{dt} i_{xs2} + \lambda \omega_{g1} M_2 i_{ys2} \\ 0 = R_r I_{yr} + L_r \frac{d}{dt} i_{yr} + \omega_{g1} L_r i_{xr} + \omega_{g1} M_1 i_{xs1} + M_1 \frac{d}{dt} i_{ys1} - \lambda \omega_{g1} M_2 i_{xs2} - \lambda M_2 \frac{d}{dt} i_{ys2} \\ U_{xs2} = R_{s2} I_{xs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{xs2} - \omega_{g2} L_{s2} i_{ys2} - \lambda M_2 \frac{d}{dt} i_{xr} + \lambda \omega_{g2} M_2 i_{yr} \\ U_{ys2} = R_{s2} I_{ys2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ys2} + \omega_{g2} L_{s2} i_{xs2} - \lambda \omega_{g2} M_2 i_{xr} - \lambda M_2 \frac{d}{dt} i_{yr} \end{cases} \quad (6.25)$$

Le système (6.25) est de la forme:

$$\begin{bmatrix} U_{xs1} \\ U_{ys1} \\ 0 \\ 0 \\ U_{xs2} \\ U_{ys2} \end{bmatrix} = [K][I] + [L] \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{xs1} \\ i_{ys1} \\ i_{xr} \\ i_{yr} \\ i_{xs2} \\ i_{ys2} \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

où

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{s1} & 0 & M_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{s1} & 0 & M_1 & 0 & 0 \\ M_1 & 0 & L_r & 0 & -\lambda M_2 & 0 \\ 0 & M_1 & 0 & L_r & 0 & -\lambda M_2 \\ 0 & 0 & -\lambda M_2 & 0 & L_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\lambda M_2 & 0 & L_{s2} \end{bmatrix};$$

$$[K] = \begin{bmatrix} R_{s1} & -\omega_{s1} L_{s1} & 0 & -\omega_{s1} M_1 & 0 & 0 \\ \omega_{s1} L_{s1} & R_{s1} & \omega_{s1} M_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\omega_{g1} M_1 & R_r & -\omega_{g1} L_r & 0 & \lambda \omega_{g1} M_2 \\ \omega_{g1} M_1 & 0 & \omega_{g1} L_r & R_r & -\lambda \omega_{g1} M_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \lambda \omega_{g2} M_2 & R_{s2} & -\omega_{g2} L_{s2} \\ 0 & 0 & -\lambda \omega_{g2} M_2 & 0 & \omega_{g2} L_{s2} & R_{s2} \end{bmatrix}$$

$$[K] = [A] + \omega_{s1} [B] + \omega_{r1} [C] + \omega_{r2} [D]$$

Si on considère la connexion inverse (λ) :

$$[A] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix};$$

$$[B] = \begin{bmatrix} 0 & -L_{s1} & 0 & -M_1 & 0 & 0 \\ L_{s1} & 0 & M_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -M_1 & 0 & -L_r & 0 & M_2 \\ M_1 & 0 & L_r & 0 & -M_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & M_2 & 0 & -L_{s2} \\ 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} & 0 \end{bmatrix};$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & M_1 & 0 & L_r & 0 & -M_2 \\ -M_1 & 0 & -L_r & 0 & M_2 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & M_2 & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -M_2 & 0 & L_{s2} \\ 0 & 0 & M_2 & 0 & -L_{s2} & 0 \end{bmatrix}$$

L'expression du couple électromagnétique de la cascade est composée des deux couples :

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} \quad (6.27)$$

$$C_e = p_1 M_1 (i_{ys1} i_{xr1} - i_{xs1} i_{yr1}) + p_2 M_2 (i_{ys2} i_{xr2} - i_{xs2} i_{yr2})$$

ou bien en remplaçant les courants i_{xr1} , i_{yr1} , i_{xr2} et i_{yr2} , on obtient dans le cas général :

$$C_e = p_1 M_1 (i_{ys1} i_{xr} - i_{xs1} i_{yr}) + p_2 M_2 (i_{ys2} i_{xr} - i_{xs2} i_{yr}) \quad (6.28)$$

Dans le cas où les machines sont identiques ($p_1 = p_2 = p$ et $M_1 = M_2 = M$), l'expression du couple devient :

$$C_e = pM [i_{xr} (i_{ys1} + i_{ys2}) - i_{yr} (i_{xs1} + i_{xs2})] \quad (6.29)$$

La figure (6.32) représente le schéma bloc de simulation de la cascade avec un couplage inverse.

Paramètres des machines (identiques) [14]:

Rs1=0.012; Rr1=0.021; Ls1=0.0137; Lr1=0.0137;
M1= 0.0135; J1=50; p1=2; F1=0.0071; Us=690;
Rs2=0.012; Rr2=0.021; Ls2=0.0137; Lr2=0.0137;
M2= 0.0135; J2=50; P2=2; F2=0.0071;
J =J1+J2; F=F1+F2;

%*****

L=[Ls1 0 M1 0 0 0;
0 Ls1 0 M1 0 0;
M1 0 Lr1+Lr2 0 -M2 0;
0 M1 0 Lr1+Lr2 0 -M2;
0 0 -M2 0 Ls2 0;
0 0 0 -M2 0 Ls2];

%*****

A=[Rs1 0 0 0 0 0;
0 Rs1 0 0 0 0;
0 0 Rr1+Rr2 0 0 0;
0 0 0 Rr1+Rr2 0 0;
0 0 0 0 Rs2 0;
0 0 0 0 0 Rs2];

%*****

B=[0 -Ls1 0 -M1 0 0;
Ls1 0 M1 0 0 0;
0 -M1 0 -(Lr1+Lr2) 0 M2;
M1 0 (Lr1+Lr2) 0 -M2 0;
0 0 0 M2 0 -Ls2;
0 0 -M2 0 Ls2 0];

%*****

C=[0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0;
0 M1 0 (Lr1+Lr2) 0 -M2;
-M1 0 -(Lr1+Lr2) 0 M2 0;
0 0 0 -M2 0 Ls2;
0 0 M2 0 -Ls2 0];

%*****

D=[0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0;
0 0 0 0 0 0;
0 0 0 -M2 0 Ls2;
0 0 M2 0 -Ls2 0];

Interprétation des résultats

La cascade est réalisée à l'aide de deux machines asynchrones à rotor bobiné de puissance 1,5MW chacune. Les résultats de simulation de la cascade avec l'application d'un couple de charge de 1100Nm à $t=3s$ montrent que le couple électromagnétique de la seconde machine est plus faible, (fig.6.33). Le couple de la cascade est la somme des couples des deux machines. La figure (6.34) montre la tension et le courant du stator de la première machine. Le phénomène

transitoire du courant statorique de la seconde machine est moins accentué en valeur et en temps par rapport à celui de la première machine, (fig.6.35). L'amplitude du courant rotorique de fréquence 25Hz croît avec l'augmentation de la charge, (fig.6.36). La figure (6.37) montre la caractéristique de la vitesse. On remarque qu'elle est équivalente à la somme des nombres de paires de pôles des deux machines ($p = p_1 + p_2$) de valeur égale à 750 tr/min.

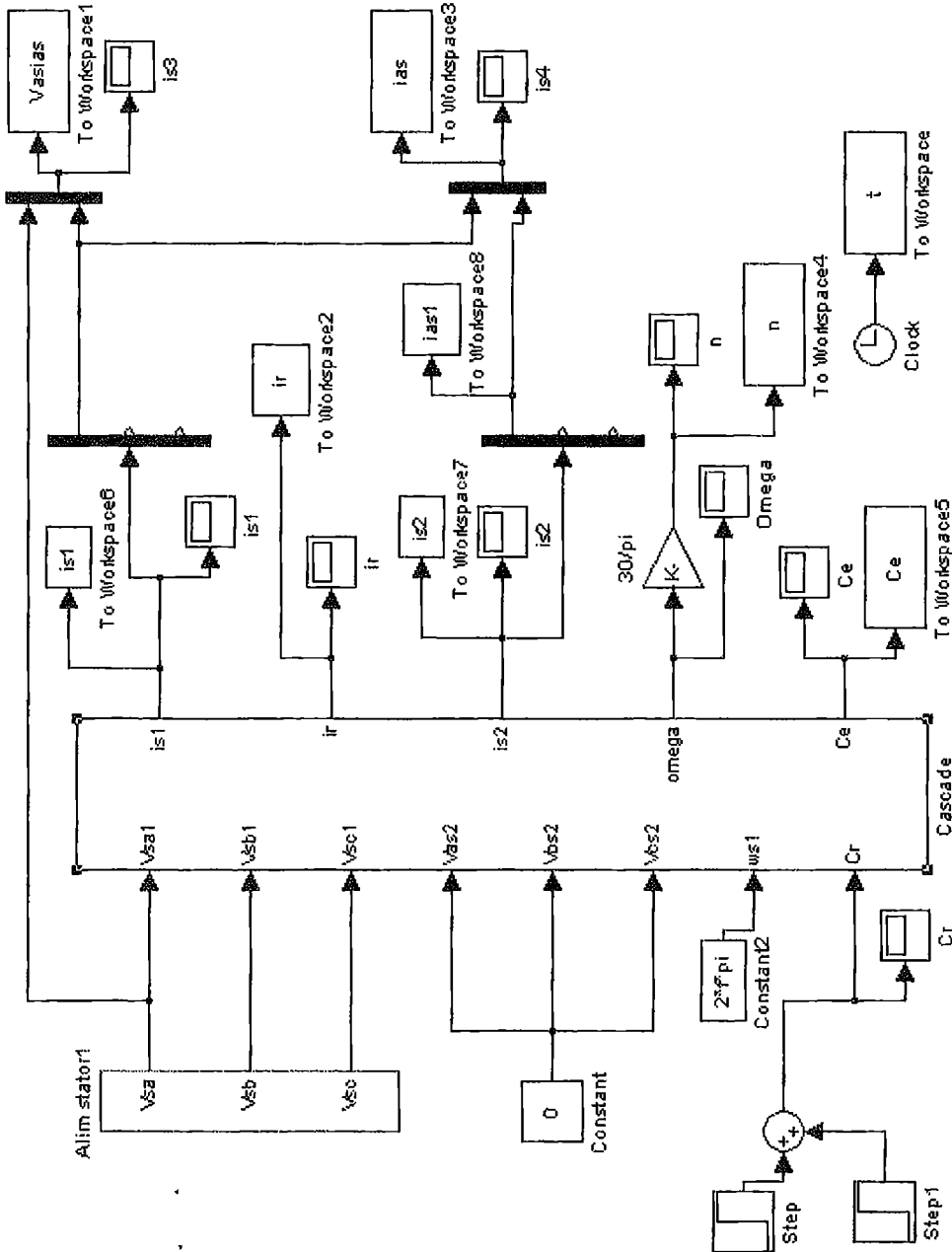


Fig.6.32 Schéma bloc de simulation de la cascade

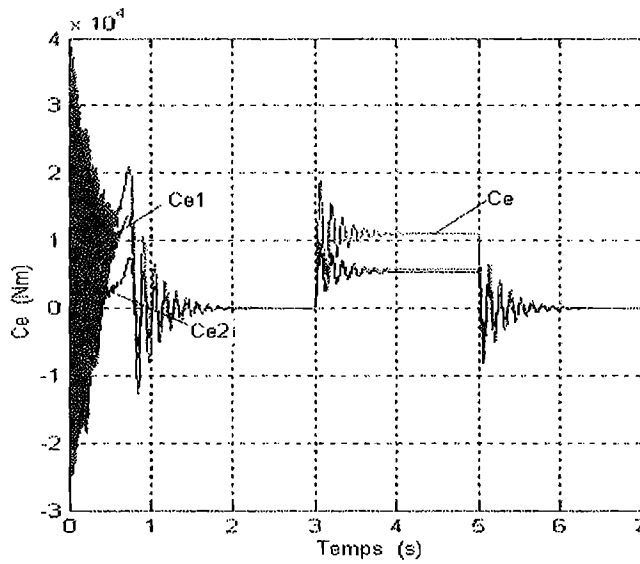


Fig.6.33 Couple de la cascade

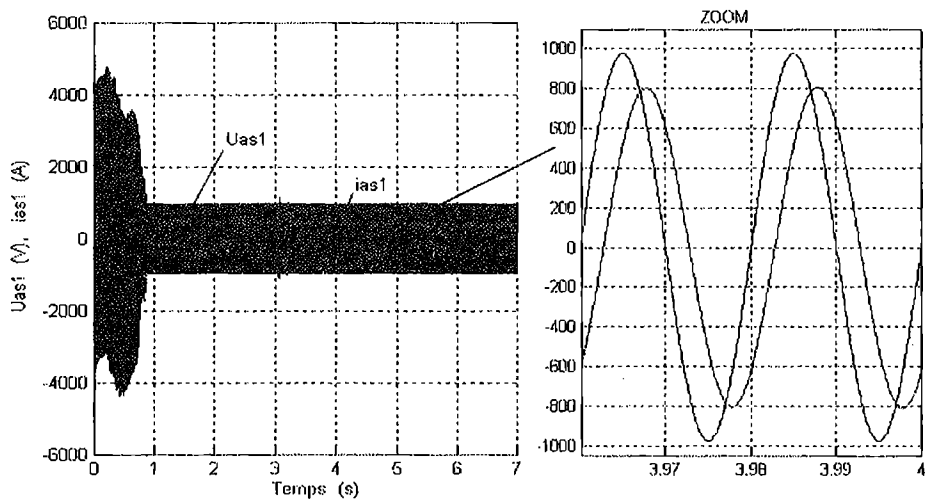


Fig.6.34 Tension et courant du stator

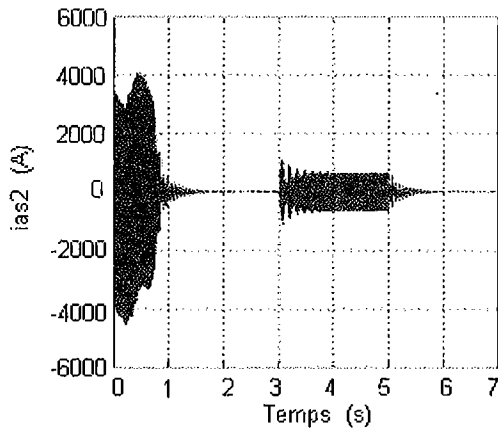
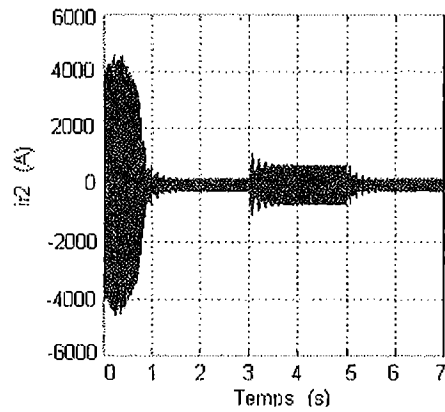
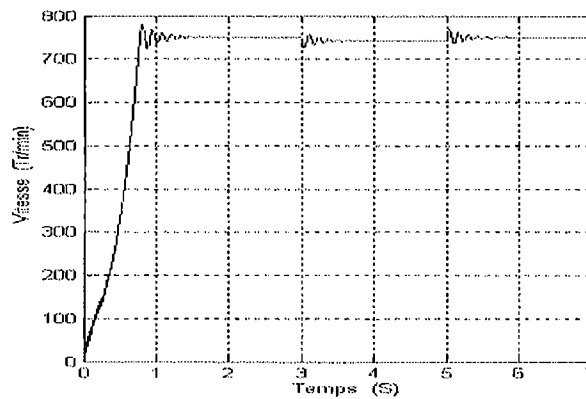
Fig.6.35 Courant i_{as2} (A)Fig.6.36 Courant i_{r2} (A)

Fig.6.37 Vitesse de la cascade

On peut compléter l'étude par:

- a) l'application d'un couple négatif pour pouvoir observer le fonctionnement générateur de la cascade ;
- b) la considération du cas où $p_1 \neq p_2$;
- b) la considération de la connexion directe.

Chapitre VII

Modélisation et simulation des machines électriques double étoile

Depuis plusieurs décennies les machines asynchrones à double étoile ont été utilisées dans beaucoup applications, pour leurs avantages, entre autres :

- La segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur machine de forte puissance avec des composants de calibre réduit ;
- l'amélioration des performances des machines alimentées par des tensions ou des courants de forme rectangulaire (onduleurs fonctionnant en pleine onde) ;
- la diminution des ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques ;
- l'amélioration de la fiabilité en offrant la possibilité de fonctionner correctement en régimes dégradés (une ou plusieurs phases ouvertes) ;
- l'élargissement des possibilités de commande par commutation de la vitesse synchrone, en changeant la séquence des tensions appliquées à la machine ;
- la diminution du contenu harmonique du courant du bus continu lors d'une alimentation par onduleurs.

L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.

La multiplication du nombre des semi-conducteurs complique le système de commande.

La machine asynchrone triphasée à double étoile est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle α et un rotor mobile, (Fig.7.1). Parmi les angles les plus utilisés on trouve le plus souvent $\alpha = 30^\circ$

Chaque stator de la machine asynchrone à double étoile est composé de trois enroulements identiques à p paires de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égale $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré de courants entraînant la création d'un champ tournant le long de l'entrefer.

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques telle que:

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{p}$$

Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identique à celui du stator.

La structure électrique du rotor est de type cage d'écureuil (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines robuste, facile d'emploi et nécessitant un entretien limité.

La machine à double stator est représentée par deux enroulements statoriques $As1, Bs1, Cs1$ et $As2, Bs2, Cs2$ qui sont déphasés de α entre eux, et trois phases rotoriques : Ar, Br, Cr .

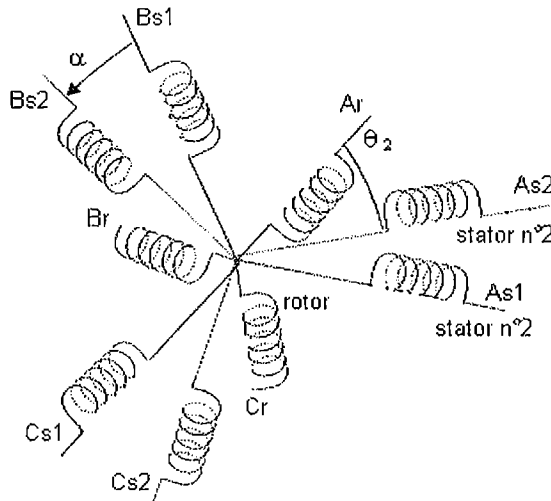


Fig.7.1 Représentation des enroulements statoriques et rotoriques de la machine asynchrone à double étoile

La machine asynchrone à double étoile (MASDE), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices. En plus des hypothèses de la machine généralisée, on admettra que les deux enroulements triphasés statoriques sont équilibrés et identiques, (les six phases ont donc les mêmes caractéristiques électriques).

1. MOTEURS ASYNCHRONES DOUBLE ETOILE (MASDE), [25];[26];[28];[29]

1.1 Modèle du moteur MASDE sur les axes réels.

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} U_{as1} = R_{as1} i_{as1} + \frac{d\psi_{as1}}{dt} \\ U_{bs1} = R_{bs1} i_{bs1} + \frac{d\psi_{bs1}}{dt} \\ U_{cs1} = R_{cs1} i_{cs1} + \frac{d\psi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (7.1)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} U_{as2} = R_{as2} i_{as2} + \frac{d\psi_{as2}}{dt} \\ U_{bs2} = R_{bs2} i_{bs2} + \frac{d\psi_{bs2}}{dt} \\ U_{cs2} = R_{cs2} i_{cs2} + \frac{d\psi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (7.2)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra} i_{ra} + \frac{d\psi_{ra}}{dt} \\ 0 = R_{rb} i_{rb} + \frac{d\psi_{rb}}{dt} \\ 0 = R_{rc} i_{rc} + \frac{d\psi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (7.3)$$

Sous forme matricielle, les systèmes précédents se présentent comme suit:

$$\begin{aligned} [U_{abc,s1}] &= [R_{s1}] [I_{abc,s1}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc,s1}] \\ [U_{abc,s2}] &= [R_{s2}] [I_{abc,s2}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc,s2}] \\ [U_{abc,r}] &= [R_r] [I_{abc,r}] + \frac{d}{dt} [\psi_{abc,r}] \end{aligned} \quad (7.4)$$

avec:

- $R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}$ - la résistance d'une phase du 1^{er} stator ;
- $R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}$ - la résistance d'une phase du 2^{ème} stator ;
- $R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$ - la résistance d'une phase du rotor.

Les flux statoriques et rotoriques en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles son exprimés par les équations suivantes

$$\begin{bmatrix} [\Psi_{s1}] \\ [\Psi_{s2}] \\ [\Psi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1,s1}] & [L_{s1,s2}] & [L_{s1,r}] \\ [L_{s2,s1}] & [L_{s2,s2}] & [L_{s2,r}] \\ [L_{r,s1}] & [L_{r,s2}] & [L_{r,r}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (7.5)$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} (L_{as1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs1} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (7.6)$$

$[L_{s1,s1}]$ - la matrice inductance de l'étoile 1 ;

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} (L_{as2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & (L_{bs2} + L_{ms}) & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & (L_{cs2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

$[L_{s2,s2}]$ - la matrice inductance de l'étoile 2 ;

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} (L_{ar} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & (L_{br} + L_{mr}) & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & (L_{cr} + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (7.8)$$

$[L_{r,r}]$ - la matrice inductance du rotor ;

$$[L_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha + 4\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (7.9)$$

$[L_{s1s2}]$ - la matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et l'étoile 2 ;

$$[L_{s1,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (7.10)$$

$[L_{s1,r}]$ - la matrice inductance mutuelle entre l'étoile 1 et le rotor ;

$$[L_{s2,r}] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (7.11)$$

$[L_{s2,r}]$ - la matrice inductance mutuelle entre l'étoile 2 et le rotor.

$$[L_{s2,s1}] = [L_{s1,s2}]^t; [L_{r,s1}] = [L_{s1,r}]^t; [L_{r,s2}] = [L_{s2,r}]^t$$

$L_{as1} = L_{bs1} = L_{cs1} = L_{s1}$ - l'inductance propre du 1^{er} stator ;

$L_{as2} = L_{bs2} = L_{cs2} = L_{s2}$ - Inductance propre du 2^{eme} stator ;

$L_{ar} = L_{br} = L_{cr} = L_r$ - Inductance propre du rotor ;

L_{ms} - la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} - la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

L_{sr} - la valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

1.2 Modèle biphasé du MASDE

La transformation de Park consiste à transformer le système d'enroulements triphasés statoriques d'axes a, b, c, en un système équivalent à deux enroulements biphasés d'axes U,V créant la même force magnétomotrice.

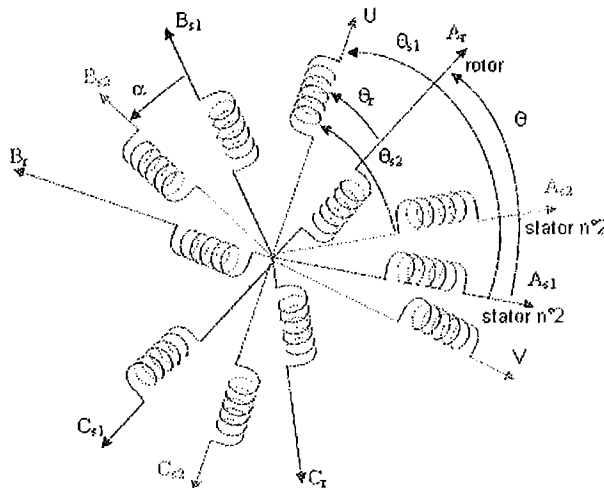


Fig.7.2 Représentation des enroulements de la machine

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[A_{ps1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 4\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (7.12)$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[A_{ps2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha + 4\pi/3) & \cos(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \alpha + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (7.13)$$

La matrice de Park pour le rotor :

$$[A_{pr}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r + 4\pi/3) & -\sin(\theta - \theta_r + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (7.14)$$

La matrice inverse de Park pour l'étoile 1 :

$$[A_{ps1}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 4\pi/3) & -\sin(\theta + 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix}$$

La figure (7.3) représente le modèle biphasé de la MASDE.

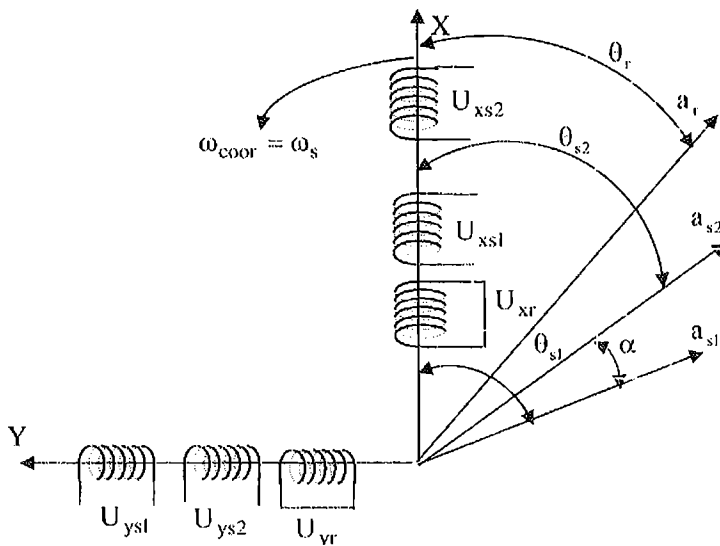


Fig. 7.3 Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE

On choisit le référentiel lié au champ tournant. En appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
[A_{ps1}][U_{s1p}] &= [R_s][A_{ps1}][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\Psi_{s1p}]) \\
[A_{ps2}][U_{s2p}] &= [R_s][A_{ps2}][I_{s2p}] + \frac{d}{dt}([A_{ps2}][\Psi_{s2p}]) \\
0 &= [R_r][A_{pr}][I_{rp}] + \frac{d}{dt}([A_{pr}][\Psi_r])
\end{aligned} \tag{7.15}$$

En multipliant la première expression de (7.15) par $[A_{ps1}]^{-1}$, on obtient:

$$\begin{aligned}
[U_{s1p}] &= [R_s][I_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\Psi_{s1p}]) \\
[U_{s1p}] &= [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\Psi_{s1p}]) \\
[U_{s1p}] &= [R_s][I_{s1p}] + \frac{d}{dt}[\Psi_{s1p}] + [A_{ps1}]^{-1} \frac{d\theta}{dt} \frac{d}{dt}([A_{ps1}][\Psi_{s1p}])
\end{aligned} \tag{7.16}$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$; d'où le résultat final :

On procédant de la même manière pour les deux expressions restantes, on peut écrire :

pour le stator 1 :

$$\begin{bmatrix} U_{xs1} \\ U_{ys1} \\ U_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs1} \\ i_{ys1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{xs1} \\ \Psi_{ys1} \\ \Psi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{xs1} \\ \Psi_{ys1} \\ \Psi_{os1} \end{bmatrix} \tag{7.17}$$

pour le stator 2 :

$$\begin{bmatrix} U_{xs2} \\ U_{ys2} \\ U_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs2} \\ i_{ys2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{xs2} \\ \Psi_{ys2} \\ \Psi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{xs2} \\ \Psi_{ys2} \\ \Psi_{os2} \end{bmatrix} \tag{7.18}$$

Pour le rotor en court-circuit ($U_{ar} = 0$, $U_{br} = 0$, $U_{cr} = 0$):

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Xr} \\ i_{Yr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Psi_{Xr} \\ \Psi_{Yr} \\ \Psi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_{Xr} \\ \Psi_{Yr} \\ \Psi_{or} \end{bmatrix} \tag{7.19}$$

avec : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta_{s2}}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \alpha)}{dt} = \omega_s$, $\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d(\theta_{s1} - \theta)}{dt} = \omega_s - \omega_r = \omega_{gl}$

Ou encore en développant la matrice, avec la composante homopolaire nulle, on obtient le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{xs1} = R_{s1} i_{xs1} + \frac{d\psi_{xs1}}{dt} - \omega_s \psi_{ys1} \\ U_{xs2} = R_{s2} i_{xs2} + \frac{d\psi_{xs2}}{dt} - \omega_s \psi_{ys2} \\ U_{ys1} = R_{s1} i_{ys1} + \frac{d\psi_{ys1}}{dt} + \omega_s \psi_{xs1} \\ U_{ys2} = R_{s2} i_{ys2} + \frac{d\psi_{ys2}}{dt} + \omega_s \psi_{xs2} \\ 0 = R_r i_{xr} + \frac{d\psi_{xr}}{dt} - \omega_{gl} \psi_{yr} \\ 0 = R_r i_{yr} + \frac{d\psi_{yr}}{dt} + \omega_{gl} \psi_{xr} \end{array} \right. \quad (7.20)$$

Après la transformation des flux et des courants, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} [A_{ps1}] [\psi_{s1p}] = [L_{s1s1}] [A_{ps1}] [I_{s1p}] + [L_{s1s2}] [A_{ps2}] [I_{s2p}] + [L_{s1r}] [A_{pr}] [I_{rp}] \\ [A_{ps2}] [\psi_{s2p}] = [L_{s2s1}] [A_{ps1}] [I_{s1p}] + [L_{s2s2}] [A_{ps2}] [I_{s2p}] + [L_{s2r}] [A_{pr}] [I_{rp}] \\ [A_{pr}] [\psi_r] = [L_{rs1}] [A_{ps1}] [I_{s1p}] + [L_{rs2}] [A_{ps2}] [I_{s2p}] + [L_{rr}] [A_{pr}] [I_{rp}] \end{array} \right. \quad (7.21)$$

En multipliant respectivement par : $[A_{ps1}]^{-1}$, $[A_{ps2}]^{-1}$ et $[A_{pr}]^{-1}$ on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{xs1} = L_{s1} i_{xs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{xs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{xs2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{xr} \\ \psi_{xs2} = L_{s2} i_{xs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{xs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{xs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{xr} \\ \psi_{ys1} = L_{s1} i_{ys1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ys1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ys2} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{yr} \\ \psi_{ys2} = L_{s2} i_{ys2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ys2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ys1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{yr} \\ \psi_{xr} = L_r i_{xr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{xr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{xs1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{xs2} \\ \psi_{yr} = L_r i_{yr} + \frac{3}{2} L_{mr} i_{yr} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ys1} + \frac{3}{2} L_{sr} i_{ys2} \end{array} \right. \quad (7.22)$$

On pose : $\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{sr} = \frac{3}{2} L_{mr} = L_m$.

L_m - l'inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, stator 2 et le rotor.

Le système d'équations (7.22) devient:

$$\begin{cases} \Psi_{xs1} = L_{s1}i_{xs1} + L_m(i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \Psi_{xs2} = L_{s2}i_{xs2} + L_m(i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \Psi_{ys1} = L_{s1}i_{ys1} + L_m(i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \\ \Psi_{ys2} = L_{s2}i_{ys2} + L_m(i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \\ \Psi_{xr} = L_r i_{xr} + L_m(i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \Psi_{yr} = L_r i_{yr} + L_m(i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \end{cases} \quad (7.23)$$

L'expression (7.23) se présente sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} \Psi_{xs1} \\ \Psi_{xs2} \\ \Psi_{xr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{xs1} \\ i_{xs2} \\ i_{xr} \end{bmatrix} \quad (7.24)$$

$$\begin{bmatrix} \Psi_{ys1} \\ \Psi_{ys2} \\ \Psi_{yr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ys1} \\ i_{ys2} \\ i_{yr} \end{bmatrix} \quad (7.25)$$

$(L_{s1} + L_m)$, $(L_{s2} + L_m)$ - les Inductances propres cycliques des étoiles 1 et 2 ;
 $(L_r + L_m)$ - l' inductance propre cyclique du rotor.

1.2.1 Puissance instantanée

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation . Ce qui conduit à leur équivalence physique.

$$P_e = [U_s]i [I_s] = U_{as1}i_{as1} + U_{bs1}i_{bs1} + U_{cs1}i_{cs1} + U_{as2}i_{as2} + U_{bs2}i_{bs2} + U_{cs2}i_{cs2} \quad (7.26)$$

Et comme la transformation de park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P_e = U_{xs1}i_{xs1} + U_{xs2}i_{xs2} + U_{ys1}i_{ys1} + U_{ys2}i_{ys2} \quad (7.27)$$

$$P_e = \left\{ \left[\left(R_{s1}i_{xs1} + \frac{d}{dt}\Psi_{xs1} - \omega_s\Psi_{ys1} \right) (i_{xs1}) \right] + \left[\left(R_{s2}i_{xs2} + \frac{d}{dt}\Psi_{xs2} - \omega_s\Psi_{ys2} \right) (i_{xs2}) \right] \right\} + \left\{ \left[\left(R_{s1}i_{ys1} + \frac{d}{dt}\Psi_{ys1} + \omega_s\Psi_{xs1} \right) (i_{ys1}) \right] + \left[\left(R_{s2}i_{ys2} + \frac{d}{dt}\Psi_{ys2} + \omega_s\Psi_{xs2} \right) (i_{ys2}) \right] \right\}$$

$$P_e = [R_{s1}(i_{xs1})^2 + R_{s2}(i_{xs2})^2 + R_{s1}(i_{ys1})^2 + R_{s2}(i_{ys2})^2] + \left[\frac{d}{dt}\Psi_{xs1}i_{xs1} + \frac{d}{dt}\Psi_{xs2}i_{xs2} + \frac{d}{dt}\Psi_{ys1}i_{ys1} + \frac{d}{dt}\Psi_{ys2}i_{ys2} \right] + [\omega_s(\Psi_{xs1}i_{ys1} + \Psi_{xs2}i_{ys2} - \Psi_{ys1}i_{xs1} - \Psi_{ys2}i_{xs2})] \quad (7.28)$$

- le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique, (les pertes fer sont supposées négligeables).

Sachant que:

$$P_e = C_e \omega \quad \text{et} \quad P_e = \omega_s [\Psi_{xs1} i_{ys1} + \Psi_{xs2} i_{ys2} - \Psi_{ys1} i_{xs1} - \Psi_{ys2} i_{xs2}]$$

On peut déduire que :

$$C_e = p [\Psi_{xs1} i_{ys1} + \Psi_{xs2} i_{ys2} - \Psi_{ys1} i_{xs1} - \Psi_{ys2} i_{xs2}] \quad (7.29)$$

En remplaçant les équations des flux dans l'équation du couple on aura :

$$C_e = p \left\{ [L_{s1} i_{xs1} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{rx})] i_{ys1} + [L_{s2} i_{xs2} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr})] i_{ys2} \right\} - p \left\{ [L_{s1} i_{ys1} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr})] i_{xs1} + [L_{s2} i_{ys2} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr})] i_{xs2} \right\}$$

$$C_e = p L_m ((i_{ys1} + i_{ys2}) i_{xr} - (i_{xs1} + i_{xs2}) i_{yr}) \quad (7.30)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\begin{cases} \Psi_{xr} = L_r i_{xr} + L_m (i_{xs1} + i_{xs2} + i_{xr}) \\ \Psi_{yr} = L_r i_{yr} + L_m (i_{ys1} + i_{ys2} + i_{yr}) \end{cases} \quad (7.31)$$

On peut écrire :

$$\begin{cases} i_{xr} = \frac{\Psi_{xr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{xs1} + i_{xs2}) \\ i_{yr} = \frac{\Psi_{yr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r} (i_{ys1} + i_{ys2}) \end{cases} \quad (7.32)$$

En remplaçant i_{rx} et i_{ry} dans l'équation du couple, on obtient:

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Psi_{xr} (i_{ys1} + i_{ys2}) - \Psi_{yr} (i_{xs1} + i_{xs2})]$$

Le couple électromagnétique dans le repère de Park doit être multiplié par 3/2 pour obtenir la grandeur correspondante :

$$C_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\Psi_{xr} (i_{ys1} + i_{ys2}) - \Psi_{yr} (i_{xs1} + i_{xs2})] \quad (7.33)$$

L'équation mécanique de la machine :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - F\Omega$$

1.2.2 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant Ψ_m est la somme des deux flux magnétiques direct Ψ_{mx} et en quadrature Ψ_{my} , d'où

$$\Psi_m = \sqrt{\Psi_{mx}^2 + \Psi_{my}^2} \quad (7.34)$$

Les deux composantes des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{cases} \Psi_{md} = L_m (I_{xs1} + I_{xs2} + I_{xr}) \\ \Psi_{mq} = L_m (I_{ys1} + I_{ys2} + I_{yr}) \end{cases}$$

En introduisant les expressions des flux dans le système d'équations (7.23), on obtient :

$$\begin{cases} \Psi_{xs1} = L_{s1} i_{xs1} + \Psi_{mx} \\ \Psi_{ys1} = L_{s1} i_{ys1} + \Psi_{my} \\ \Psi_{xs2} = L_{s2} i_{xs2} + \Psi_{mx} \\ \Psi_{ys2} = L_{s2} i_{ys2} + \Psi_{my} \\ \Psi_{xr} = L_r i_{xr} + \Psi_{mx} \\ \Psi_{yr} = L_r i_{yr} + \Psi_{my} \end{cases} \quad (7.35)$$

A partir du système précédent, on tire :

$$\begin{cases} i_{xs1} = \frac{\Psi_{xs1} - \Psi_{mx}}{L_{s1}} \\ i_{xs2} = \frac{\Psi_{xs2} - \Psi_{mx}}{L_{s2}} \\ i_{ys1} = \frac{\Psi_{ys1} - \Psi_{my}}{L_{s1}} \\ i_{ys2} = \frac{\Psi_{ys2} - \Psi_{my}}{L_{s2}} \\ i_{xr} = \frac{\Psi_{xr} - \Psi_{mx}}{L_r} \\ i_{yr} = \frac{\Psi_{yr} - \Psi_{my}}{L_r} \end{cases} \quad (7.36)$$

En remplaçant les courants par leur expression dans le système d'équations (7.20), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \frac{d}{dt} \psi_{xs1} = U_{xs1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\psi_{xs1} - \psi_{mx}) + \omega_s \psi_{ys1} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{xs2} = U_{xs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\psi_{xs2} - \psi_{mx}) + \omega_s \psi_{ys2} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{ys1} = U_{ys1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\psi_{ys1} - \psi_{my}) - \omega_s \psi_{xs1} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{ys2} = U_{ys2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\psi_{ys2} - \psi_{my}) - \omega_s \psi_{xs2} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{xr} = -\frac{R_r}{L_r} (\psi_{xr} - \psi_{mx}) + (\omega_s - \omega_r) \psi_{yr} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{yr} = -\frac{R_r}{L_r} (\psi_{yr} - \psi_{my}) - (\omega_s - \omega_r) \psi_{xr}
 \end{array} \right. \quad (7.37)$$

A partir de (7.23), les expressions des flux magnétisants peuvent être présentés sous la forme :

$$\psi_{mx} = \left(\frac{\psi_{s1x}}{L_{s1}} + \frac{\psi_{s2x}}{L_{s2}} + \frac{\psi_{rx}}{L_r} \right) L_a ; \quad (7.38)$$

$$\psi_{my} = \left(\frac{\psi_{s1y}}{L_{s1}} + \frac{\psi_{s2y}}{L_{s2}} + \frac{\psi_{ry}}{L_r} \right) L_a ; \quad (7.39)$$

avec :

$$L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

En remplaçant les flux magnétisants ψ_{mx} et ψ_{my} par leurs expressions dans (7.37), on obtient le nouveau système d'équations :

$$\begin{cases}
 \frac{d}{dt} \psi_{xs1} = U_{xs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \psi_{xs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{xs2} + \omega_s \psi_{ys1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \psi_{xr} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{xs2} = U_{xs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \psi_{xs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{xs1} + \omega_s \psi_{ys2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \psi_{xr} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{ys1} = U_{ys1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \psi_{ys1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{ys2} - \omega_s \psi_{xs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \psi_{yr} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{ys2} = U_{ys2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \psi_{ys2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \psi_{ys1} - \omega_s \psi_{xs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \psi_{yr} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{xr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \psi_{xr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \psi_{xs1} + (\omega_s - \omega_r) \psi_{yr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \psi_{xs2} \\
 \frac{d}{dt} \psi_{yr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \psi_{yr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \psi_{ys1} - (\omega_s - \omega_r) \psi_{xr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \psi_{ys2}
 \end{cases} \quad (7.40)$$

$\frac{L_{s1}}{R_{s1}} = T_{s1}$ - la constante de temps statorique de la première étoile ;

$\frac{L_{s2}}{R_{s2}} = T_{s2}$ - la constante de temps statorique de la deuxième étoile ;

$\frac{L_r}{R_r} = T_r$ - la constante de temps rotorique.

En mettant le système d'équations sous la forme d'équation d'état,

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

avec $X = [\psi_{s1x}, \psi_{s2x}, \psi_{s1y}, \psi_{s2y}, \psi_{rx}, \psi_{ry}]^T$ comme vecteur d'état.

$$U = \begin{bmatrix} U_{s1x} \\ U_{s2x} \\ U_{s1y} \\ U_{s2y} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a - R_{s1}}{L^2_{s1}} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a - R_{s1}}{L^2_{s2}} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & 0 & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a - R_{s1}}{L^2_{s1}} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a - R_{s1}}{L^2_{s2}} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & 0 \\ \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} & \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} & \frac{R_r L_a - R_r}{L^2_r} - \frac{R_r}{L_r} & \frac{R_r L_a - R_r}{L^2_r} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

La matrice A peut être décomposée comme suit :

$$[A] = [A11] + [A12]\omega_s + [A13]\omega_{gl}$$

Telle que :

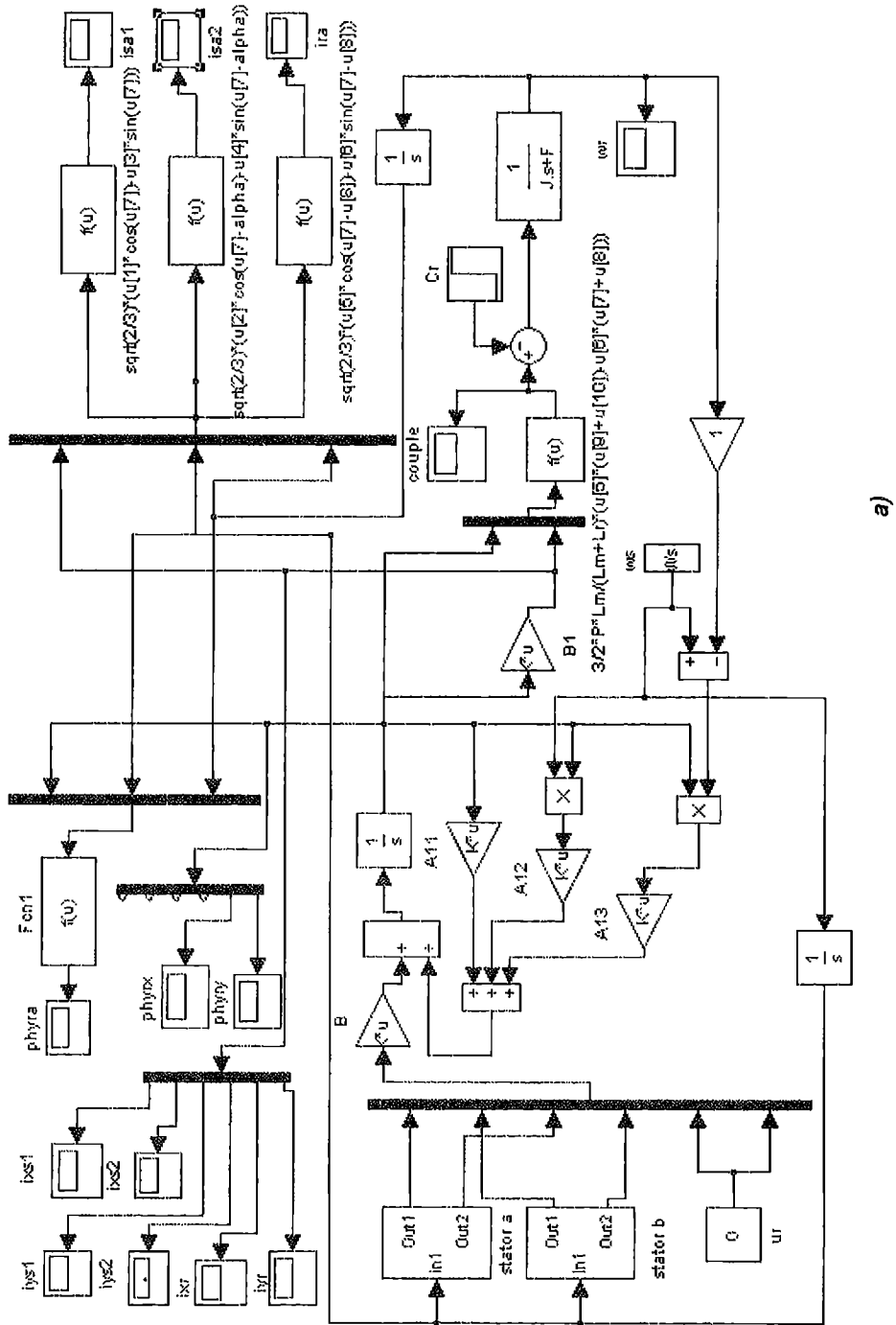
$$A12 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad ; \quad A13 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} ;$$

$$[\psi] = [H][I] ;$$

$$H = \begin{bmatrix} L_{sl} + L_m & L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ L_m & L_{sl} + L_m & 0 & 0 & L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_{s2} + L_m & L_m & 0 & L_m \\ 0 & 0 & L_m & L_{s2} + L_m & 0 & L_m \\ L_m & L_m & 0 & 0 & L_r + L_m & 0 \\ 0 & 0 & L_m & L_m & 0 & L_r + L_m \end{bmatrix}$$

$$A_{11} = \begin{bmatrix} \frac{R_{sl}L_a - R_{sl}}{L^2_{sl}} - \frac{R_{sl}}{L_{sl}} & \frac{R_{sl}L_a}{L_{sl}L_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{sl}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{sl}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L^2_{s2}} - \frac{R_{sl}}{L_{sl}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{sl}L_a - R_{sl}}{L^2_{sl}} - \frac{R_{sl}}{L_{sl}} & \frac{R_{sl}L_a}{L_{sl}L_{s2}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{sl}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L^2_{s2}} - \frac{R_{sl}}{L_{sl}} & \frac{R_{sl}L_a}{L_rL_{sl}} & 0 & 0 \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{sl}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{sl}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{sl}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La figure (7.4) représente le schéma bloc de simulation de la MASDE.



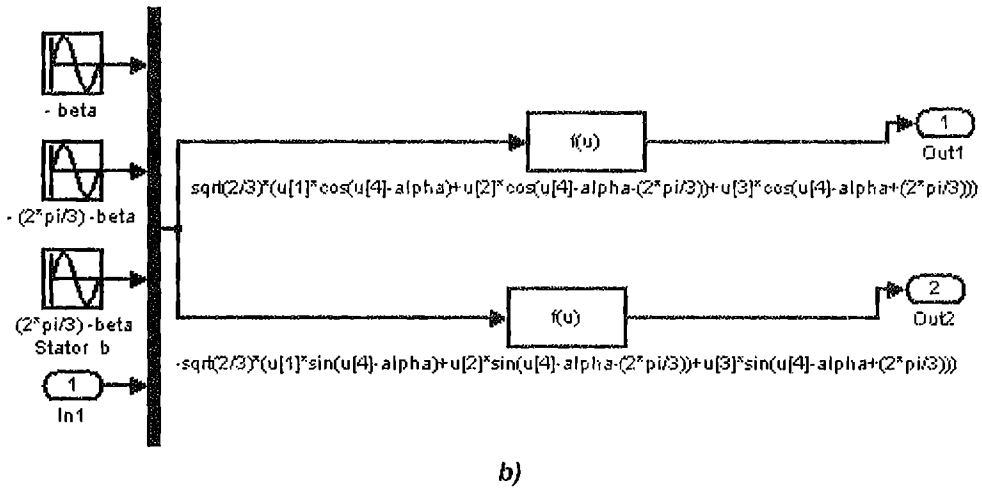


Fig.7. 4 Schéma bloc de simulation de la MASDE

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées exprimées comme suit :

$$\text{Pour le stator 1 : } \begin{cases} U_{sa1} = U_m \cdot \sin(\omega_s t) \\ U_{sb1} = U_m \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_{sc1} = U_m \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} ; \text{ avec } U_m = \sqrt{2} \cdot U_{eff}$$

$$\text{Pour le stator 2 : } \begin{cases} U_{sa2} = U_m \cdot \sin(\omega_s t - \alpha) \\ U_{sb2} = U_m \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \\ U_{sc2} = U_m \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \alpha\right) \end{cases}$$

Résultats de simulation

Les figures ci-dessous montrent les résultats de simulation d'un démarrage à vide de la MASDE alimentée par deux systèmes triphasés de tensions (220V – 50Hz.) suivi de l'application d'une charge de 15Nm à l'instant $t = 3s$.

Lors du démarrage à vide, le couple électromagnétique passe par un régime transitoire. Il présente des oscillations qui atteignent une valeur maximale de 57Nm. Cela est nécessaire pour vaincre l'inertie du moteur, après il revient à une valeur très faible (presque nulle) pour compenser les pertes par frottements et par ventilations.

La vitesse rotorique passe aussi par un régime transitoire d'une durée de 1s qui représente le temps de réponse de la machine, puis elle se stabilise au voisinage de la vitesse du synchronisme.

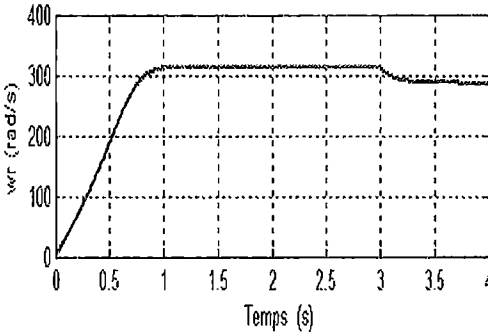


Fig.7.5 Vitesse de rotation

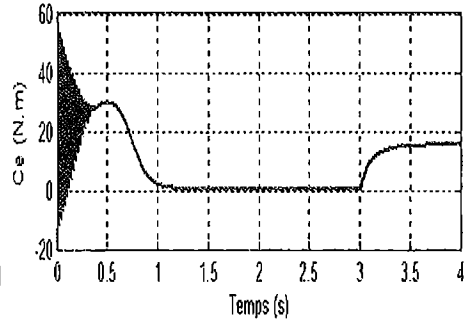


Fig.7.6 Couple électromagnétique

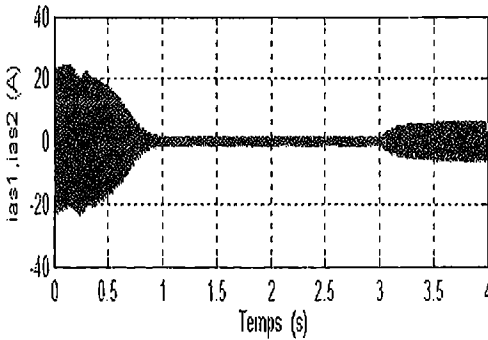


Fig.7.7 Courant statorique réel

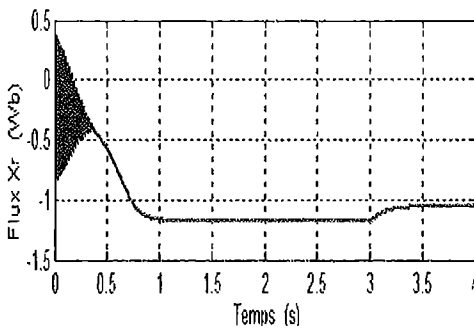
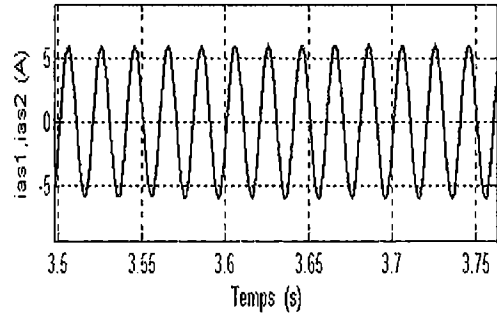


Fig.7.8a Flux rotorique direct

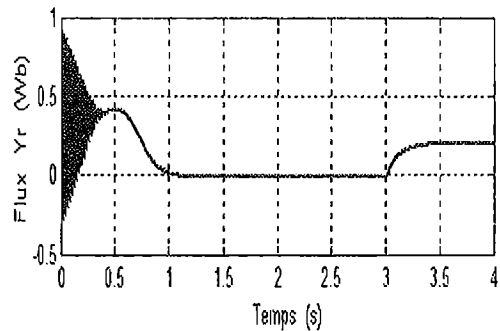


Fig.7.8b Flux rotorique en quadrature

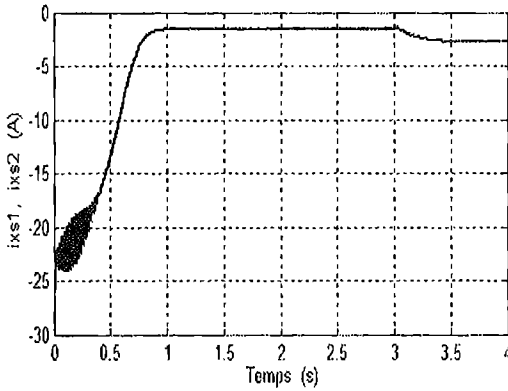


Fig.7.9a Courant statorique direct

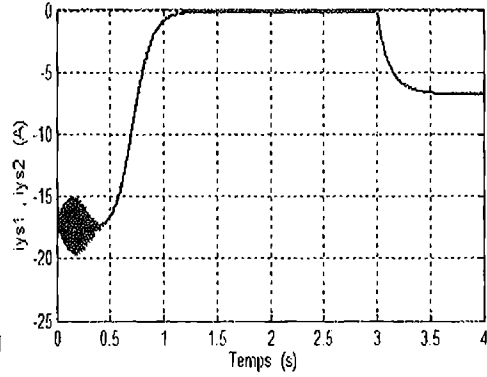


Fig.7.9b Courant statorique en quadrature

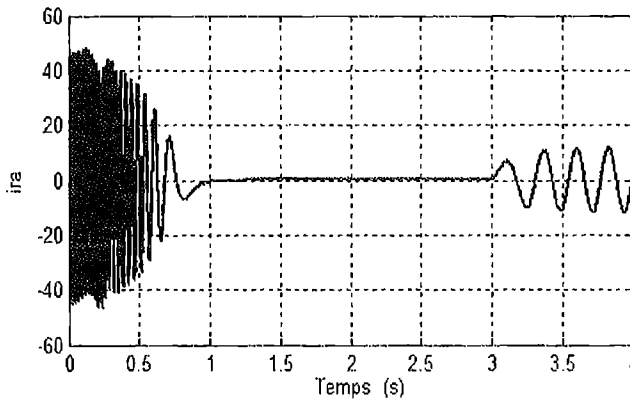


Fig.7.9c Courant rotorique réel

Au démarrage, les courants statoriques des étoiles 1 et 2 i_{as1} et i_{as2} passent par un régime transitoire dont les valeurs chocs sont 4 à 5 fois le courant nominal de la machine. Leurs valeurs sont de l'ordre de 25A pour permettre au couple électromagnétique de vaincre l'inertie de la machine. Puis ils diminuent et prennent une forme sinusoïdale au régime permanent pour atteindre la valeur de 1,3A. A noter que les deux étoiles ont les mêmes paramètres.

Les flux rotoriques direct et en quadrature passent aussi par un régime transitoire oscillatoire et puis se stabilisent. Le flux ψ_{xr} oscille dans la zone négative et se stabilise à la valeur $-1,05\text{Wb}$; par contre le flux ψ_{yr} oscille dans la zone positive et tend vers une valeur nulle.

Pour les deux courants statoriques d'axe X, ils ont la même forme, sont de signe négatif et se stabilisent à la valeur $-1,6\text{A}$. Sur l'axe Y, on constate qu'ils ont la même forme et que les valeurs de ces courants en régime établi sont presque nulles.

L'application d'une charge à la machine à l'instant $t = 3\text{s}$ provoque une perturbation qui sera compensée par l'accroissement de couple électromagnétique, il atteint une valeur établie de 15,28Nm. Le courant du

stator augmente et tend vers une valeur de $5,9A$. Pour la vitesse, on constate qu'elle chute jusqu'à 287 rd/s . A l'instant $t = 3s$, le courant i_{xs1} prend la valeur de $-2,8A$, alors que i_{ys1} la valeur de $-6,8A$. Les deux composantes du flux rotorique sont directement affectées, le flux direct passe de $-1,2 \text{ Wb}$ à 1 Wb ; quant au flux en quadrature, il passe de 0 à $0,2 \text{ Wb}$, ce qui traduit le fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et les flux rotoriques d'autre part.

L'étude de l'influence du changement de l'angle de déphasage des tensions d'alimentation β sur le comportement de la machine montre que les meilleures performances sont obtenues avec la configuration $\alpha = \beta = 30^\circ$.

Paramètres de la machine :

$$R_{s1}=3.72; R_{s2}=R_{s1};$$

$$R_r=2.12;$$

$$L_{s1}=0.022; L_{s2}=L_{s1};$$

$$L_r=0.006;$$

$$L_m=0.3672;$$

$$L=1/L_{s2}+1/L_{s1}+1/L_r+1/L_m;$$

$$L_a=1/L;$$

$$f_s=50;$$

$$\omega_s=2\pi f_s;$$

$$\beta=\pi/6;$$

$$P=1;$$

$$J=0.0662;$$

$$F=0.001;$$

$$\alpha=\pi/6;$$

$$B=[1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$A_{11}=[(R_{s1}L_a/(L_{s1}^2))-(R_{s1}/L_{s1}) \ (R_{s1}L_a)/(L_{s1}L_{s2}) \ 0 \ 0 \ (R_{s1}L_a)/(L_rL_{s1}) \ 0;$$

$$(R_{s2}L_a)/(L_{s1}L_{s2}) \ (R_{s2}L_a)/(L_{s2}^2)-(R_{s1}/L_{s1}) \ 0 \ 0 \ (R_{s2}L_a)/(L_rL_{s2}) \ 0;$$

$$0 \ 0 \ (R_{s1}L_a/(L_{s1}^2))-(R_{s1}/L_{s1}) \ (R_{s1}L_a)/(L_{s1}L_{s2}) \ 0 \ (R_{s1}L_a)/(L_rL_{s1});$$

$$0 \ 0 \ (R_{s2}L_a)/(L_{s1}L_{s2}) \ (R_{s2}L_a)/(L_{s2}^2)-(R_{s1}/L_{s1}) \ 0 \ (R_{s2}L_a)/(L_rL_{s2});$$

$$(R_rL_a)/(L_rL_{s1}) \ (R_rL_a)/(L_rL_{s1}) \ 0 \ 0 \ (R_rL_a/(L_r^2))-(R_r/L_r) \ 0;$$

$$0 \ 0 \ (R_rL_a)/(L_rL_{s1}) \ (R_rL_a)/(L_rL_{s2}) \ 0 \ (R_rL_a/(L_r^2))-(R_r/L_r)];$$

$$A_{12}=[0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0;$$

$$-1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ -1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$A_{13}=[0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0;$$

$$0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0];$$

$$\begin{aligned}
 &0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0; \\
 &0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1; \\
 &0 \ 0 \ 0 \ 0 \ -1 \ 0]; \\
 H = &[Ls1+Lm \ Lm \ 0 \ 0 \ Lm \ 0; \\
 &Lm \ Ls1+Lm \ 0 \ 0 \ Lm \ 0; \\
 &0 \ 0 \ Ls2+Lm \ Lm \ 0 \ Lm; \\
 &0 \ 0 \ Lm \ Ls2+Lm \ 0 \ Lm; \\
 &Lm \ Lm \ 0 \ 0 \ Lr+Lm \ 0; \\
 &0 \ 0 \ Lm \ Lm \ 0 \ Lr+Lm];
 \end{aligned}$$

2. GENERATRICES ASYNCHRONES DOUBLE ETOILE,

[27];[28];[29]

Les investigations de ces deux dernières décennies montrent la viabilité technique et économique d'employer un nombre de phases plus que trois dans la transmission. La recherche dans ce contexte est toujours à ses débuts, pourtant quelques résultats importants ont été rapportés dans la littérature indiquant la faisabilité générale des systèmes multi-phasés. Cependant, les utilisations pratiques de la machine multiphasée en générateur dans la production d'énergie renouvelable, telles que l'énergie éolienne et l'énergie hydraulique n'ont pas été rapportées jusqu'ici. En attendant la maîtrise de son modèle et de ses caractéristiques reste une nécessité.

La génératrice asynchrone double étoile (GASDE), (système multi-phasé type), comme la génératrice asynchrone à cage (GAS), n'engendre pas sa propre énergie d'excitation. Pour cela, il faudra lui apporter cette énergie et stabiliser sa tension de sortie et sa fréquence à travers des condensateurs connectés aux bornes du stator.

La figure (7.10) représente le schéma de la GASDE auto-amorçée.

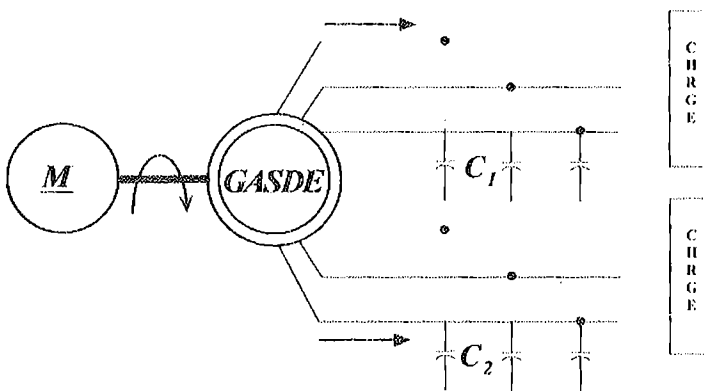


Fig.7.10. Schéma représentatif de la GASDE auto-amorçée

2.1 Modèle biphasé de la GASDE dans le référentiel généralisé

La figure (7.11) représente le schéma équivalent de la GASDE dans le référentiel de Park généralisé (U, V) tournant à la vitesse ω_{coor} .

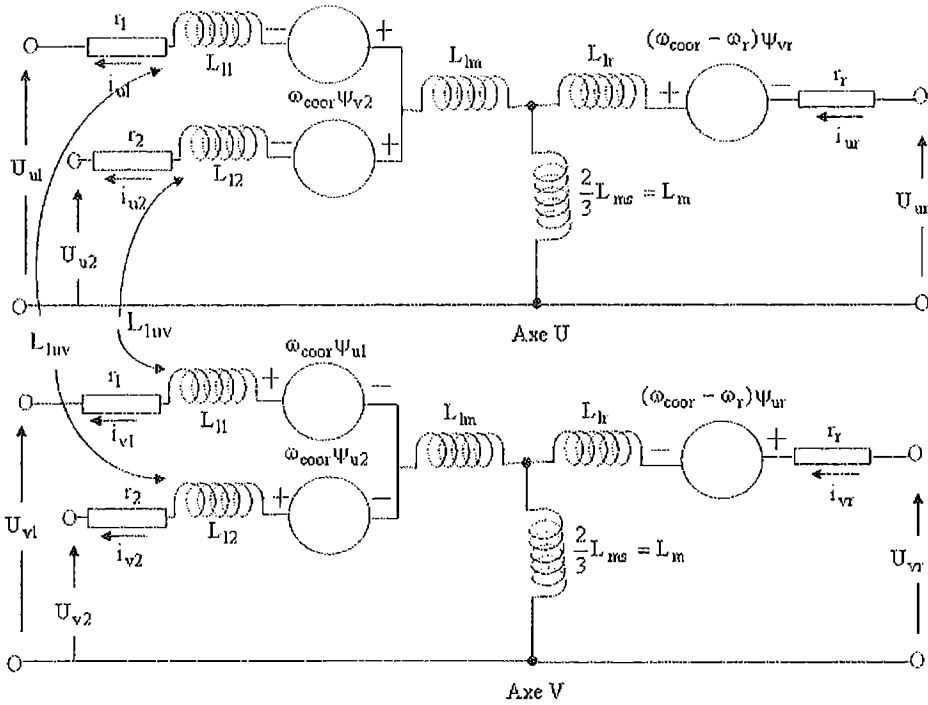


Fig.7.11. Schéma équivalent de la GASDE

2.1 Modèle biphasé de la GASDE lié au champ tournant

Les systèmes d'équations différentielles de la GASDE dans le référentiel de Park X,Y sont donnés par :

$$\left\{ \begin{array}{l}
 U_{xs1} = -r_1 i_{xs1} + \frac{d\psi_{xs1}}{dt} - \psi_{ys1} \omega_s \\
 U_{ys1} = -r_1 i_{ys1} + \frac{d\psi_{ys1}}{dt} + \psi_{xs1} \omega_s \\
 U_{xs2} = -r_2 i_{xs2} + \frac{d\psi_{xs2}}{dt} - \psi_{ys2} \omega_s \\
 U_{ys2} = -r_2 i_{ys2} + \frac{d\psi_{ys2}}{dt} + \psi_{xs2} \omega_s \\
 U_{xr} = 0 = r_r i_{xr} + \frac{d\psi_{xr}}{dt} - \psi_{yr} (\omega_s - \omega_r) \\
 U_{yr} = 0 = r_r i_{yr} + \frac{d\psi_{yr}}{dt} + \psi_{xr} (\omega_s - \omega_r)
 \end{array} \right. \quad (7.41)$$

Les expressions des flux statoriques et rotoriques :

$$\begin{cases} \Psi_{xs1} = -L_{s1}i_{xs1} - L_m(i_{xs1} + i_{xs2}) - L_{xy}i_{ys2} + L_{mx}(-i_{xs1} - i_{xs2} + i_{xr}) \\ \Psi_{ys1} = -L_{s1}i_{ys1} - L_m(i_{ys1} + i_{ys2}) + L_{xy}i_{xs2} + L_{my}(-i_{ys1} - i_{ys2} + i_{yr}) \\ \Psi_{xs2} = -L_{s2}i_{xs2} - L_m(i_{xs1} + i_{xs2}) + L_{xy}i_{ys1} + L_{mx}(-i_{xs1} - i_{xs2} + i_{xr}) \\ \Psi_{ys2} = -L_{s2}i_{ys2} - L_m(i_{ys1} + i_{ys2}) - L_{xy}i_{xs1} + L_{mx}(-i_{ys1} - i_{ys2} + i_{yr}) \\ \Psi_{xr} = -L_r i_{xr} + L_{mx}(-i_{xs1} - i_{xs2} + i_{xr}) \\ \Psi_{yr} = -L_r i_{yr} + L_{my}(-i_{ys1} - i_{ys2} + i_{yr}) \end{cases} \quad (7.42)$$

Les inductances cycliques de saturation sont données par:

$$L_{mx} = L_m + \frac{i_{mx}}{i_{my}} L_{xy} = L \cos^2 \mu + L_m \sin^2 \mu \quad (7.43)$$

$$L_{my} = L_m + \frac{i_{my}}{i_{mx}} L_{xy} = L \sin^2 \mu + L_m \cos^2 \mu \quad (7.44)$$

avec :

$$\cos \mu = \frac{i_{mx}}{|i_m|} \quad (7.45)$$

$$\sin \mu = \frac{i_{my}}{|i_m|} \quad (7.46)$$

Les inductances cycliques totales statoriques et rotoriques selon les axes X et Y sont exprimées par :

$$\begin{cases} L_{xs1} = L_{s1} + L_{mx} \\ L_{ys1} = L_{s1} + L_{my} \\ L_{xs2} = L_{s2} + L_{mx} \\ L_{ys2} = L_{s2} + L_{my} \\ L_{xr} = L_r + L_{mx} \\ L_{yr} = L_r + L_{my} \end{cases} \quad (7.47)$$

A partir de (3.48), l'inductance cyclique d'intersaturation dans le repère XY est :

$$L_{xy} = \frac{i_{mx} i_{my}}{|i_m|} \frac{dL_m}{d|i_m|} = \frac{i_{mx} i_{my}}{|i_m|^2} (L - L_m) \quad (7.48)$$

L est l'inductance dynamique donnée par la relation suivante :

$$L = \frac{d|\Psi_m|}{d|i_m|} \quad (7.49)$$

L_m est l'inductance de magnétisation:

$$L_m = \frac{\Psi_m}{i_m} \quad (7.50)$$

Il en résulte à partir des équations (7.43)-(7.47) que sous les conditions magnétiques linéaires

$$L_{xy} = 0, L_{mx} = L_{my} = L_m, L_{xs1} = L_{ys1}, L_{xs2} = L_{ys2} \text{ et } L_{xr} = L_{yr}$$

L'expression du courant de magnétisation est exprimée par:

$$i_m = \sqrt{(-i_{xs1} - i_{xs2} + i_{xr})^2 + (-i_{ys1} - i_{ys2} + i_{yr})^2} \quad (7.51)$$

La relation du couple électromagnétique de la génératrice est donnée par

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r + L_m} [(i_{ys1} + i_{ys2}) \Psi_{xr} - (i_{xs1} + i_{xs2}) \Psi_{yr}] \quad (7.52)$$

La vitesse rotorique dynamique:

$$\frac{J}{P} \frac{d\omega_r}{dt} = C_m - C_e - F\Omega$$

En remplaçant le système d'équations (7.42) dans (7.41) et en mettant tout sous forme compacte, on obtient :

$$[B][U] = [L] \left[\overset{\circ}{i} \right] + \omega_{gl} [C][i] + [D][i] \quad (7.53)$$

Avec : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$;

$$[U] = [U_{xs1} \ U_{ys1} \ U_{xs2} \ U_{ys2} \ 0 \ 0]^T ; \quad [i] = [i_{xs1} \ i_{ys1} \ i_{xs2} \ i_{ys2} \ i_{xr} \ i_{yr}]^T$$

$$\text{et } [B] = \text{diag} [1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0]$$

[L], [C] et [D] sont respectivement données par les matrices suivante où

L_{xs1} , L_{ys1} sont définies comme suit :

$$L_{xs1} = L_m + L_{mx} \text{ et } L_{ys1} = L_m + L_{my}$$

En mettant (7.53) sous forme d'état, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \dot{\phi} \\ i \end{bmatrix} = [L]^{-1} \{ [B][U] - \omega_{gl} [C][I] - [D][I] \}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} -(L_{s1} + L_{xsl}) & 0 & -L_{xsl} & -L_{xy} & L_{mx} & 0 \\ 0 & -(L_{s1} + L_{ysl}) & L_{xy} & -L_{ysl} & 0 & L_{my} \\ -L_{xsl} & L_{xy} & -(L_{s2} + L_{xsl}) & 0 & L_{mx} & 0 \\ -L_{xy} & -L_{ysl} & 0 & -(L_{s2} + L_{ysl}) & 0 & L_{my} \\ -L_{mx} & 0 & -L_{mx} & 0 & L_r + L_{mx} & 0 \\ 0 & -L_{my} & 0 & -L_{my} & 0 & L_r + L_{my} \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{my} & 0 & L_{my} & 0 & L_r + L_{my} \\ -L_{mx} & 0 & -L_{mx} & 0 & L_r + L_{mx} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} -\dot{\eta}_1 & \omega_s(L_{s1} + L_{ysl}) & -\omega_s L_{xy} & \omega_s L_{ysl} & 0 & -\omega_s L_{my} \\ -\omega_s(L_{s1} + L_{xsl}) & -\dot{\eta}_1 & -\omega_s L_{xsl} & -\omega_s L_{xy} & \omega_s L_{mx} & 0 \\ \omega_s L_{xy} & \omega_s L_{ysl} & -f_2 & \omega_s(L_{s2} + L_{xsl}) & 0 & -\omega_s L_{my} \\ -\omega_s L_{xsl} & \omega_s L_{xy} & -\omega_s(L_{s2} + L_{xsl}) & -f_2 & \omega_s L_{mx} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}$$

2.2 Modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE à vide

La modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE se résume par les équations des tensions aux bornes des condensateurs données selon le système d'axes généralisé suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{xs1} = \frac{1}{C_1} i_{xc1} + \omega_s U_{ys1} \\ \frac{d}{dt} U_{ys1} = \frac{1}{C_1} i_{yc1} - \omega_s U_{xs1} \\ \frac{d}{dt} U_{xs2} = \frac{1}{C_2} i_{xc2} + \omega_s U_{ys2} \\ \frac{d}{dt} U_{ys2} = \frac{1}{C_2} i_{yc2} - \omega_s U_{xs2} \end{cases} \quad (7.54)$$

Où i_{xc1} , i_{yc1} , i_{xc2} et i_{yc2} représentent les courants d'excitation selon les axes X et Y, étoile 1, 2.

C_1 , C_2 sont les condensateurs d'excitation aux bornes des étoiles 1 et 2 .
Dans le cas d'un fonctionnement à vide, on a

$$\begin{cases} i_{xs1} = i_{xc1} \\ i_{ys1} = i_{yc1} \\ i_{xs2} = i_{xc2} \\ i_{ys2} = i_{yc2} \end{cases} \quad (7.55)$$

2.3 Simulation de la GASDE en régime saturé

Pour tenir compte de la saturation du circuit magnétique de la machine, on doit introduire la courbe de magnétisation qui est généralement obtenue par expérimentation et approximée par un polynôme d'interpolation.

Les variations de l'inductance de magnétisation L_m et de l'inductance dynamique L en fonction du courant de magnétisation $|i_m|$ sont représentées par la figure (7.12).

Pour la simulation, il suffit d'introduire la non-linéarité du circuit magnétique au modèle de la GASDE et de les implanter sous l'environnement Matlab/Simulink comme dans le cas de la GAS.

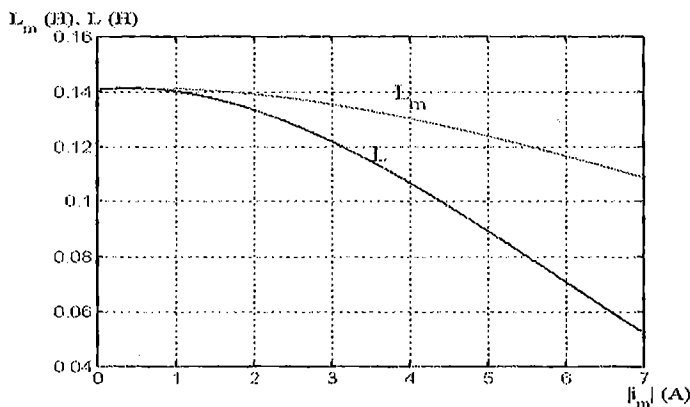


Fig.7.12. Evolution de l'inductance de magnétisation et de l'inductance dynamique en fonction du courant de magnétisation

$$[D] = \begin{bmatrix} -\dot{\eta}_1 & \omega_s (L_{s1} + L_{ysl}) & -\omega_s L_{xy} & \omega_s L_{ysl} & 0 & -\omega_s L_{xy} \\ -\omega_s (L_{s1} + L_{xsl}) & -\dot{\eta}_1 & -\omega_s L_{xsl} & -\omega_s L_{xy} & 0 & 0 \\ \omega_s L_{xy} & \omega_s L_{ysl} & -f_2 & \omega_s (L_{s2} + L_{xsl}) & \omega_s L_{rx} & 0 \\ -\omega_s L_{xsl} & \omega_s L_{xy} & -\omega_s (L_{s2} + L_{zsl}) & -f_2 & 0 & -\omega_s L_{xy} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & f_r & 0 \\ 0 & 0 & -\omega_s (L_{s2} + L_{zsl}) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

2.2 Modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE à vide

La modélisation de l'auto-amorçage de la GASDE se résume par les équations des tensions aux bornes des condensateurs données selon le système d'axes généralisé suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{xs1} = \frac{1}{C_1} i_{xc1} + \omega_s U_{ys1} \\ \frac{d}{dt} U_{ys1} = \frac{1}{C_1} i_{yc1} - \omega_s U_{xs1} \\ \frac{d}{dt} U_{xs2} = \frac{1}{C_2} i_{xc2} + \omega_s U_{ys2} \\ \frac{d}{dt} U_{ys2} = \frac{1}{C_2} i_{yc2} - \omega_s U_{xs2} \end{cases} \quad (7.54)$$

Où i_{xc1} , i_{yc1} , i_{xc2} et i_{yc2} représentent les courants d'excitation selon les axes X et Y, étoile 1, 2.

C_1 , C_2 sont les condensateurs d'excitation aux bornes des étoiles 1 et 2 .
Dans le cas d'un fonctionnement à vide, on a

$$\begin{cases} i_{xs1} = i_{xc1} \\ i_{ys1} = i_{yc1} \\ i_{xs2} = i_{xc2} \\ i_{ys2} = i_{yc2} \end{cases} \quad (7.55)$$

2.3 Simulation de la GASDE en régime saturé

Pour tenir compte de la saturation du circuit magnétique de la machine, on doit introduire la courbe de magnétisation qui est généralement obtenue par expérimentation et approximée par un polynôme d'interpolation.

Les variations de l'inductance de magnétisation L_m et de l'inductance dynamique L en fonction du courant de magnétisation $|i_m|$ sont représentées par la figure (7.12).

Pour la simulation, il suffit d'introduire la non-linéarité du circuit magnétique au modèle de la GASDE et de les implanter sous l'environnement Matlab/Simulink comme dans le cas de la GAS.

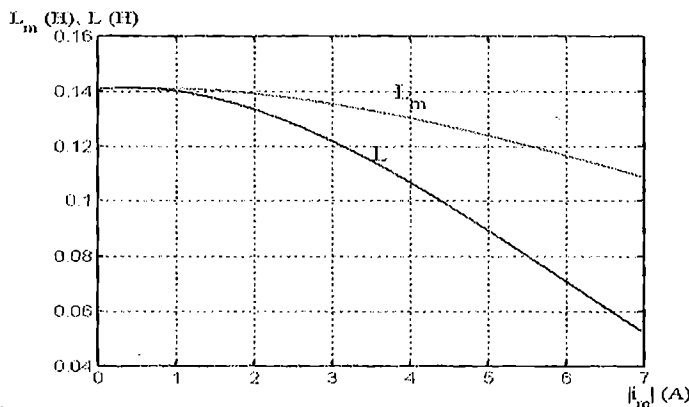


Fig.7.12. Evolution de l'inductance de magnétisation et de l'inductance dynamique en fonction du courant de magnétisation

L'inductance de magnétisation L_m en fonction de i_m peut être approximée par le polynôme d'interpolation suivant, [25] :

$$L_m = 0.1406 + 0.0014i_m + 0.0012i_m^2 + 0.00005i_m^3$$

Le schéma bloc de simulation est illustré par la figure (7.13).

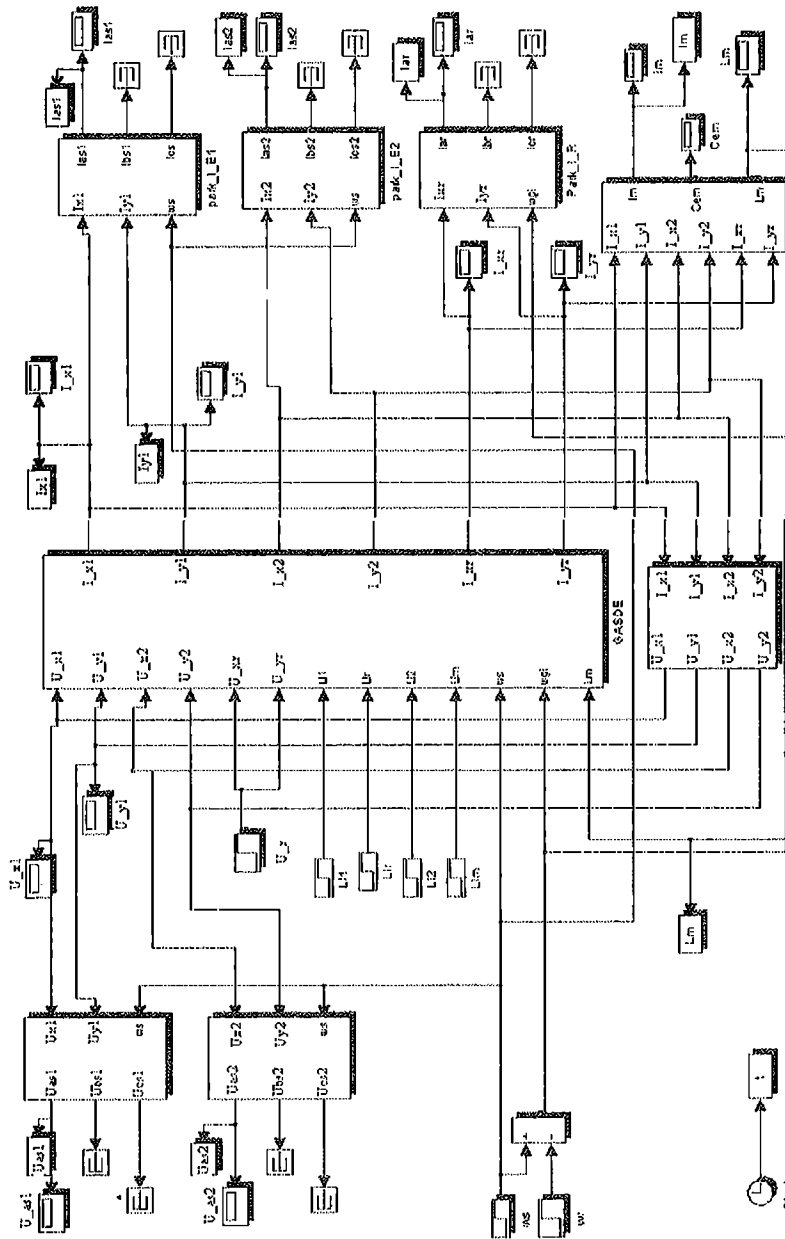


Fig.7.13. Schéma bloc de simulation de la GASDE

Paramètres de la machine:

$$r_1 = r_2 = 1.9\Omega; r_r = 2.1\Omega; L_{s1} = L_{s2} = 0.0132\text{H};$$

$$L_r = 0.0132\text{H}; L_m = 0.011\text{H}; n = 1500\text{tr/min}; J = 0.038\text{kg.m}^2.$$

Interprétation des résultats

La simulation sous Matlab/Simulink de la GASDE a permis d'obtenir différentes grandeurs (tension, courant, ...), tout en considérant la vitesse de rotation fixe et égale à 157.5 rd/s. Dans cette application, la valeur de la capacité d'excitation shunt est considérée égale à $C_1 = C_2 = 40\mu\text{F}$.

Les figures (7.14), (7.15), (7.16) et (7.17) représentent respectivement l'évolution des tensions et des courants statoriques (étoiles 1 et 2) en fonctionnement à vide de la génératrice asynchrone double étoile. Au démarrage, les tensions et les courants générés par les deux étoiles croissent de façon exponentielle, puis se stabilisent respectivement à 224V et à 2.8A en régime totalement établi à $t=2.25\text{s}$, (fig.7.18). On constate que l'évolution des tensions et des courants statoriques suivent la forme d'évolution du courant de magnétisation.

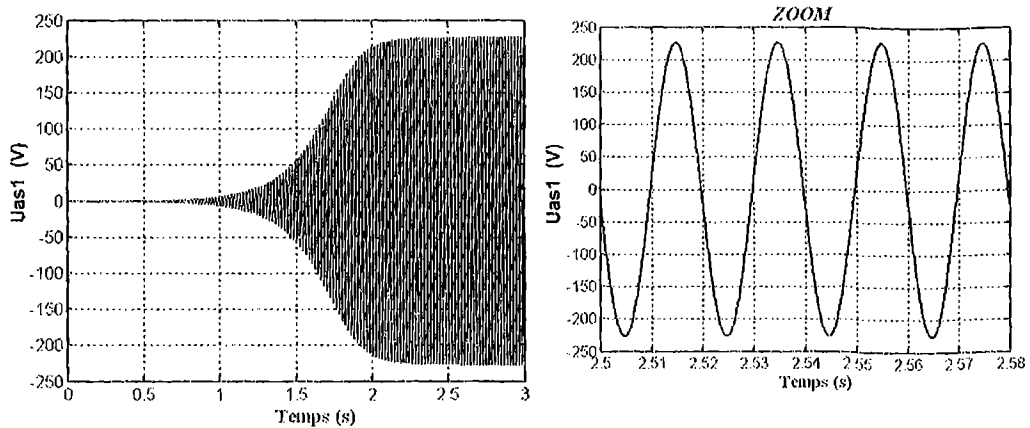


Fig.7.14. Evolution de la tension d'auto-amorçage de l'étoile 1

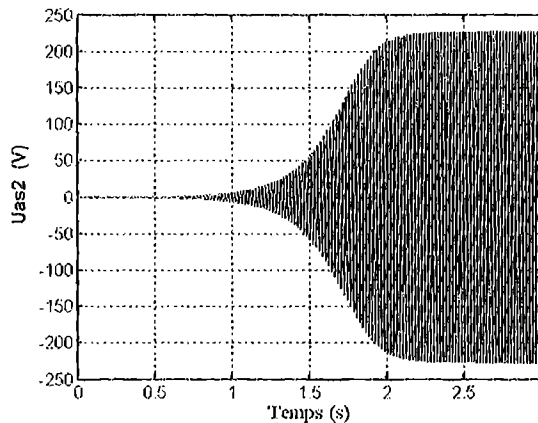


Fig.7.15. Evolution de la tension d'auto-amorçage de l'étoile 2

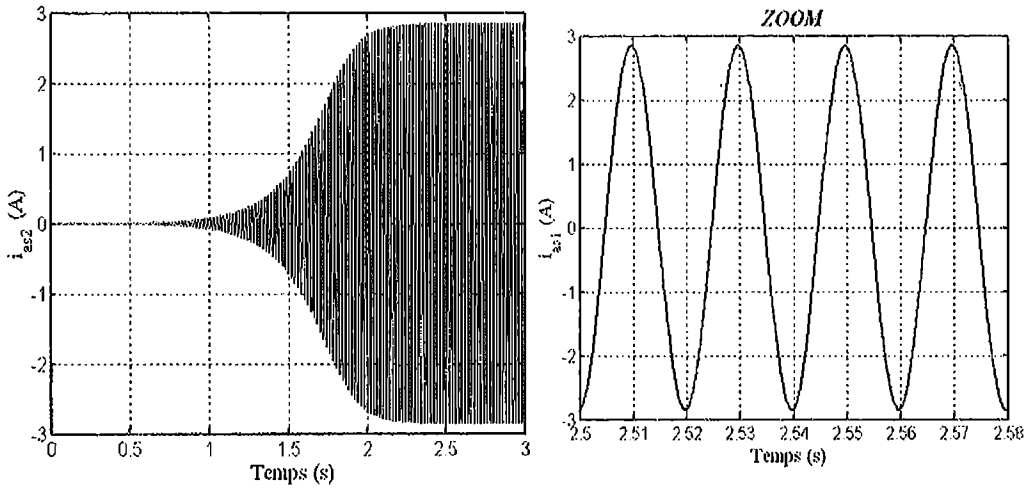


Fig.7.16. Evolution du courant de ligne statorique (étoile 1)

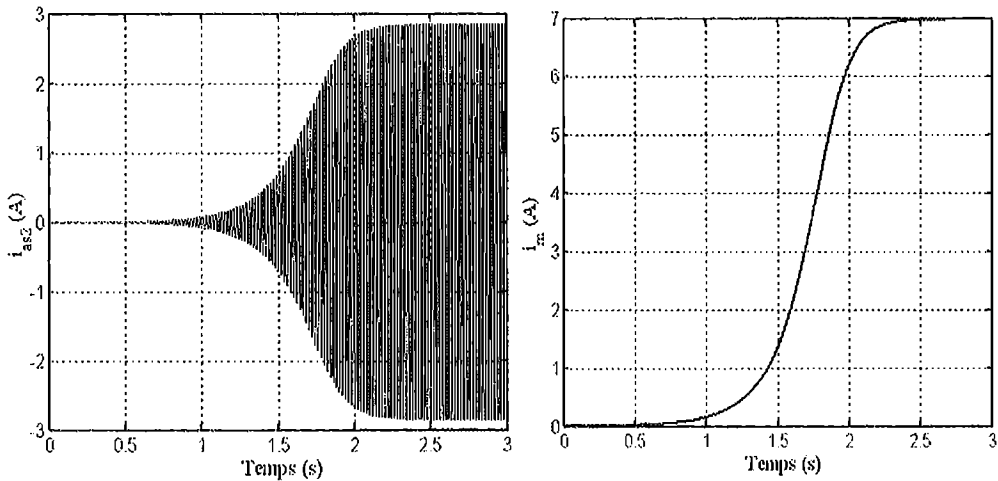


Fig.7.17. Courant de ligne statorique (étoile 2)

Fig.7.18. Courant de magnétisation (étoile 2)

2.4 Simulation de l'auto-amorçage en charge résistive-inductive (RL)

Le principe de l'auto-amorçage en charge reste le même qu'à vide et se fait de la même manière que pour la GAS, sauf que les expressions de l'excitation sont exprimées différemment. Sachant que les charges aux bornes de la génératrice sont connectées en étoile, les expressions dans le repère de Park généralisé (X,Y) sont :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{xs1} = \frac{1}{C_1} (i_{xs1} - i_{xs1ch}) + \omega_s U_{ys1} \\ \frac{d}{dt} i_{xs1ch} = \frac{1}{L_{ch1}} (U_{xs1} - R_{ch1} i_{xs1ch}) + \omega_s i_{ys1ch} \end{cases} \quad (7.56)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{ys1} = \frac{1}{C_1} (i_{ys1} - i_{ys1ch}) - \omega_s U_{xs1} \\ \frac{d}{dt} i_{ys1ch} = \frac{1}{L_{ch1}} (U_{ys1} - R_{ch1} i_{ys1ch}) + \omega_s i_{xs1ch} \end{cases} \quad (7.57)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{xs2} = \frac{1}{C_2} (i_{xs2} - i_{xs2ch}) + \omega_s U_{ys2} \\ \frac{d}{dt} i_{xs2ch} = \frac{1}{L_{ch2}} (U_{xs2} - R_{ch2} i_{xs2ch}) + \omega_s i_{ys2ch} \end{cases} \quad (7.58)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} U_{ys2} = \frac{1}{C_2} (i_{ys2} - i_{ys2ch}) - \omega_s U_{xs2} \\ \frac{d}{dt} i_{ys2ch} = \frac{1}{L_{ch2}} (U_{ys2} - R_{ch2} i_{ys2ch}) + \omega_s i_{xs2ch} \end{cases} \quad (7.59)$$

Où :

$$\begin{cases} i_{x1sh} = i_{xs1} - i_{xs1ch} \\ i_{y1sh} = i_{ys1} - i_{ys1ch} \\ i_{x2sh} = i_{xs2} - i_{xs2ch} \\ i_{y2sh} = i_{ys2} - i_{ys2ch} \end{cases}$$

Interprétation des résultats

Dans cette application, la vitesse de rotation est fixe et maintenue égale à 157,5rd/s. La valeur de la capacité d'excitation est de 40 μ F. Les charges $R_{ch1} = R_{ch2} = 200 \Omega$, et $L_{ch1} = L_{ch2} = 500$ mH sont appliquées à $t = 3$ s.

L'insertion de la charge, comme dans le cas de la GAS, engendre des diminutions au niveau de l'ensemble des caractéristiques de la GASDE par rapport à celles observées en fonctionnement à vide, qui sont de 35% au niveau de la tension statorique (fig.7.19), de 35% du courant statorique (fig.7.20) et de 42% du courant de magnétisation (fig.7.21). Les causes de ces diminutions sont les mêmes que celles de la génératrice asynchrone classique (démagnétisation de la machine et manque d'énergie réactive nécessaire d'une part pour la magnétisation de la machine, et d'autre part pour l'alimentation de la charge, en particulier celle inductive qui est consommatrice de l'énergie

réactive, et c'est aux condensateurs d'excitation de satisfaire et de partager l'énergie qu'ils produisent entre les deux consommatrices de la puissance réactive). La figure (7.22) montre l'évolution des courants aux bornes des charges, qui se stabilisent à 0.72A (les deux étoiles sont identiques).

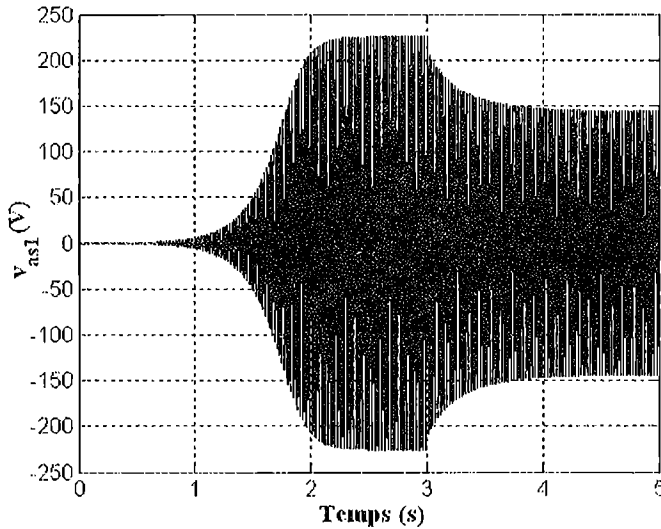


Fig.7.19. Tension statorique (phase 1 de l'étoile 1) en charge RL

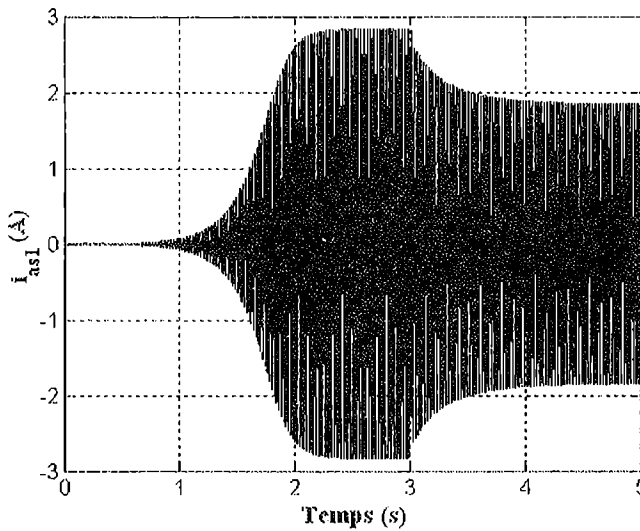


Fig.7.20. Courant statorique (phase 1 de l'étoile 1) en charge RL

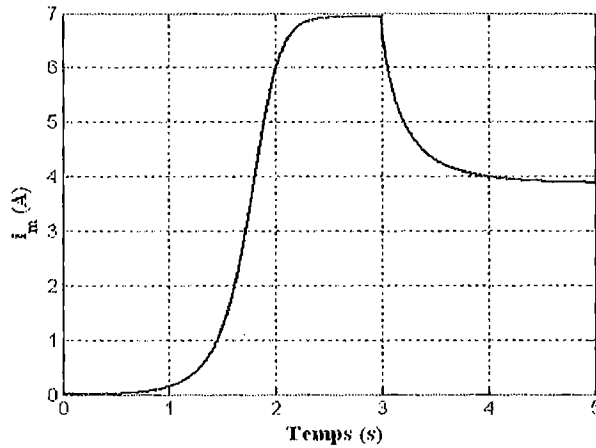


Fig.7.21. Evolution du courant de magnétisation en charge RL

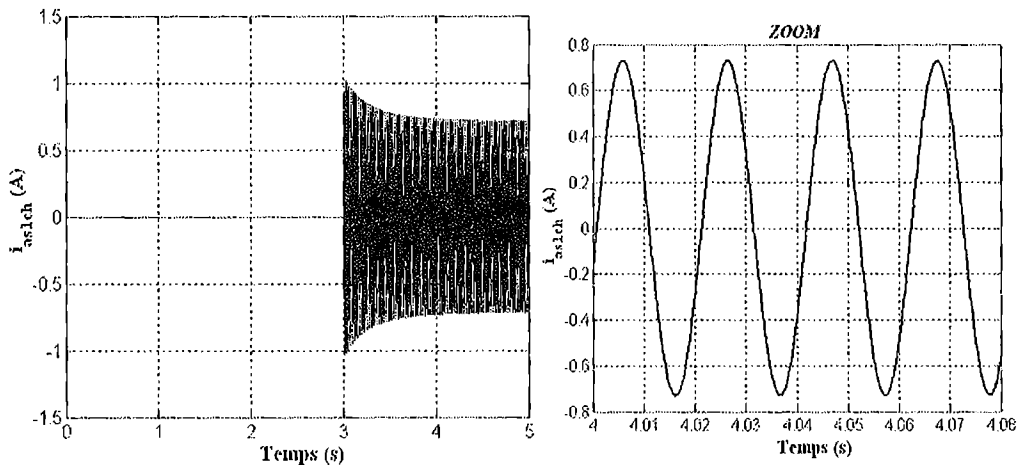


Fig.7.22. Evolution du courant de charge (phase 1 de l'étoile 1)

3. MODELISATION ET SIMULATION DE L'ASSOCIATION MACHINE-CONVERTISSEUR

L'onduleur est un convertisseur statique du domaine de l'électronique de puissance. Il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative. Il fonctionne en commutation forcée. Il est conçu généralement à base de transistors (IGBT, GTO, MOSFET ...). Sa commande peut être réalisée par une commande adjacente ou par la technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI). L'onduleur est formé de trois branches indépendantes où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est présenté comme une paire

réactive, et c'est aux condensateurs d'excitation de satisfaire et de partager l'énergie qu'ils produisent entre les deux consommatrices de la puissance réactive). La figure (7.22) montre l'évolution des courants aux bornes des charges, qui se stabilisent à 0.72A (les deux étoiles sont identiques).

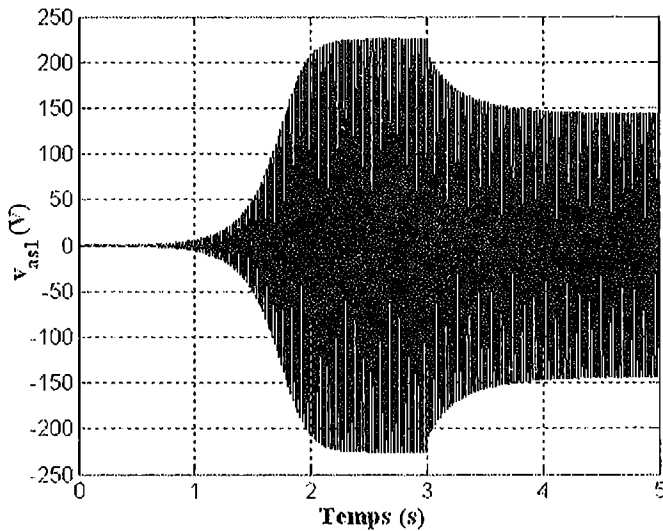


Fig.7.19. Tension statorique (phase 1 de l'étoile 1) en charge RL

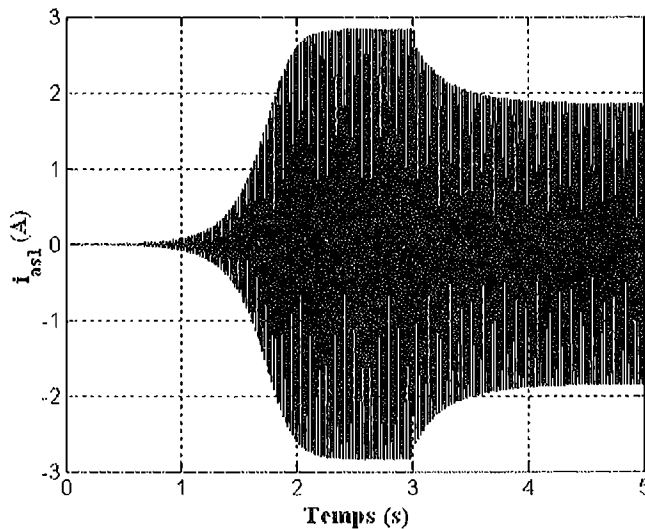


Fig.7.20. Courant statorique (phase 1 de l'étoile 1) en charge RL

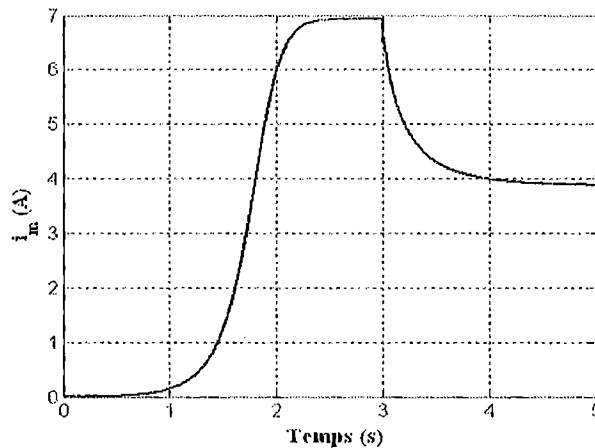


Fig.7.21. Evolution du courant de magnétisation en charge RL

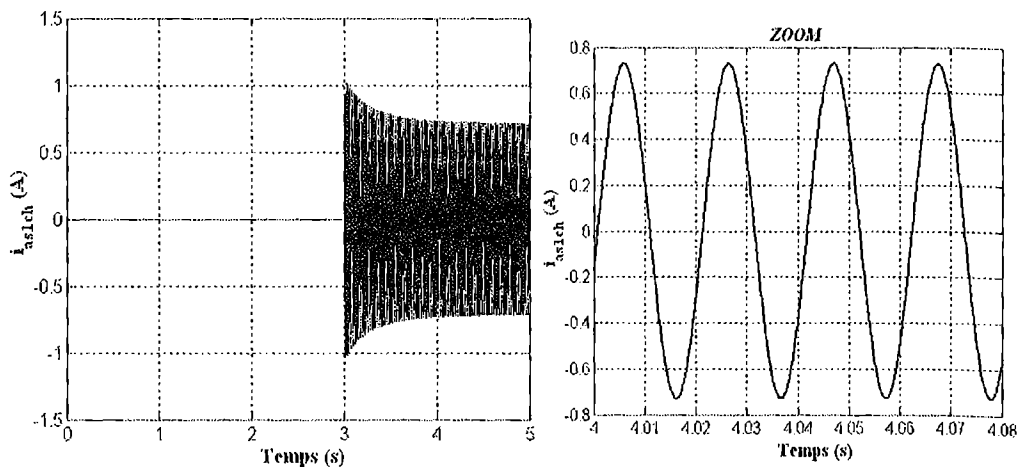


Fig.7.22. Evolution du courant de charge (phase 1 de l'étoile 1)

3. MODELISATION ET SIMULATION DE L'ASSOCIATION MACHINE-CONVERTISSEUR

L'onduleur est un convertisseur statique du domaine de l'électronique de puissance. Il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative. Il fonctionne en commutation forcée. Il est conçu généralement à base de transistors (IGBT, GTO, MOSFET ...). Sa commande peut être réalisée par une commande adjacente ou par la technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI). L'onduleur est formé de trois branches indépendantes où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est présenté comme une paire

transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante :

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé (} K_i \text{ conduit, } \overline{K_i} \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert (} K_i \text{ bloqué, } \overline{K_i} \text{ conduit)} \end{cases} \quad (7.60)$$

La figure (7.23) représente le schéma de l'onduleur triphasé, [28].

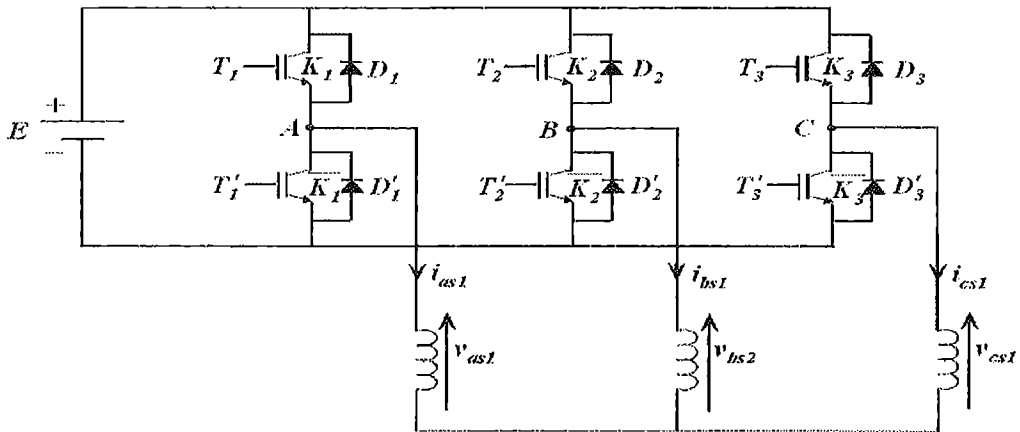


Fig.7.23 Schéma de principe de l'onduleur triphasé

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{as1} - v_{bs1} = E(f_1 - f_2) \\ v_{bc} = v_{bs1} - v_{cs1} = E(f_2 - f_3) \\ v_{ca} = v_{cs1} - v_{as1} = E(f_3 - f_1) \end{cases} \quad (7.61)$$

Les tensions simples constituent un système équilibré tel que :

$$v_{as1} + v_{bs1} + v_{cs1} = 0 \quad (7.62)$$

La résolution des équations (7.61) et (7.62) donne :

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (7.63)$$

3.1 Commande par modulation sinus-triangle

La MLI sinus –triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$v_{ks2,ref} = V_m \sin[2\pi f t - 2(j-1)\frac{\pi}{3}] \quad (7.64)$$

avec : $k = a, b, c$; $j = 1, 2, 3$

L'équation de la porteuse est donnée par:

$$v_p(t) = \begin{cases} V_{pm}[4\frac{t}{T_p} - 1] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm}[-4\frac{t}{T_p} + 3] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (7.65)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants:

- l'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation f_p sur la fréquence de référence (f) ;
- le coefficient de réglage en tension (r) égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence U_m à la valeur crête de l'onde de modulation U_{pm} .

La base de la commande MLI est déterminée par la comparaison entre les deux signaux (référence et la porteuse) pour déterminer les instants des impulsions des bases des transistors qui sont effectués par l'algorithme suivant :

$$\begin{aligned} \text{Si } v_{as1ref} \geq v_p(t) &\Rightarrow f_1 = 1 \quad \text{si non } f_1 = 0 \\ \text{Si } v_{bs1ref} \geq v_p(t) &\Rightarrow f_2 = 1 \quad \text{si non } f_2 = 0 \\ \text{Si } v_{cs1ref} \geq v_p(t) &\Rightarrow f_3 = 1 \quad \text{si non } f_3 = 0 \end{aligned}$$

La figure représente le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle, où $r=0,8$ et $m=21$

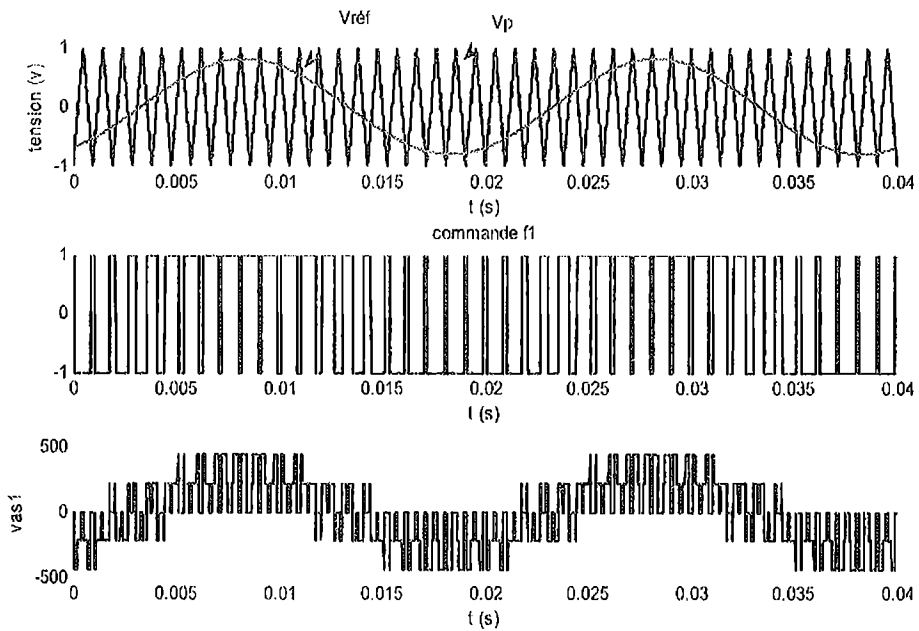


Fig.7.24 Principe de la commande MLI

3.2 Association de la MASDE à deux onduleurs de tension

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique.

La figure ci-dessous représente l'association de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension.

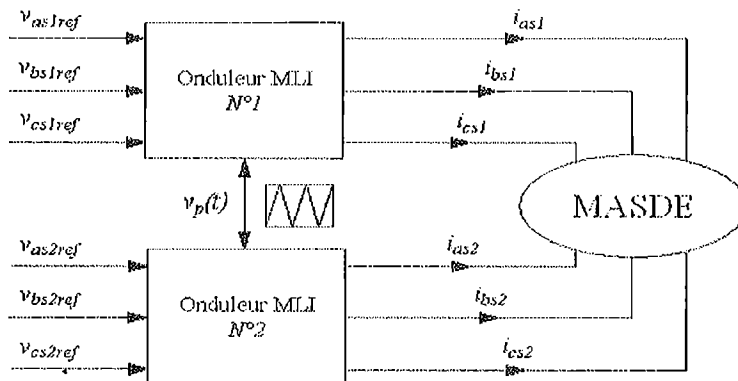


Fig.7.26 Association de la MADSE à deux onduleurs de tension

Les tensions pour :

le premier stator

$$\begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \quad (7.66)$$

le second stator

$$\begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_4 \\ f_5 \\ f_6 \end{bmatrix} \quad (7.67)$$

Les tensions de références sinusoïdales sont :

Pour la première étoile

$$\begin{cases} V_{refa1} = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_{refb1} = V_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{refc1} = V_m \sin(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases}$$

Pour la seconde étoile, il suffit de remplacer dans le système précédent $2\pi f t$ par $(2\pi f t - \alpha)$ et l'indice 1 par 2.

La figure (7.26) représente le schéma bloc de l'onduleur de tension avec transformation de Park.

Les paramètres des machines sont les mêmes que ceux utilisés pour le cas moteur ; de plus: $E = 340$; $V_r = 220 \cdot \sqrt{2}$, $f = f_s = 50\text{Hz}$.

Les résultats de simulation du système sont représentés sur la figure (7.27).

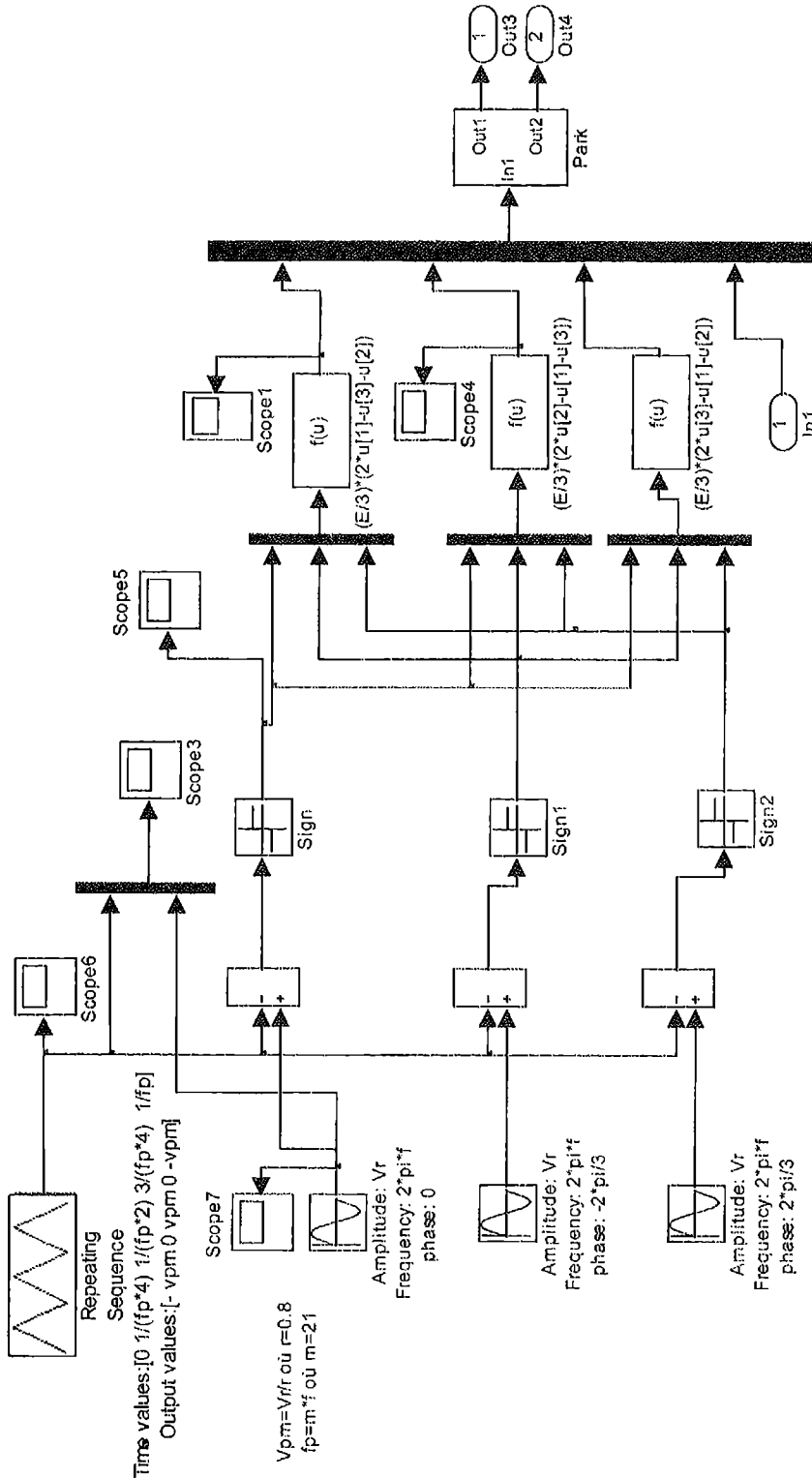
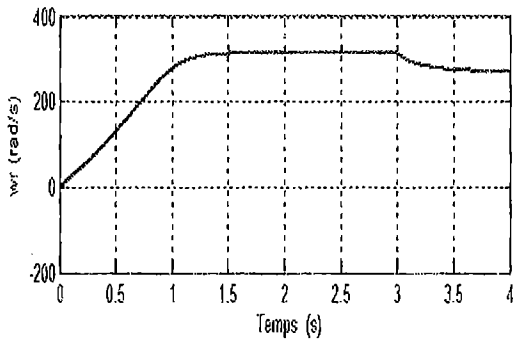
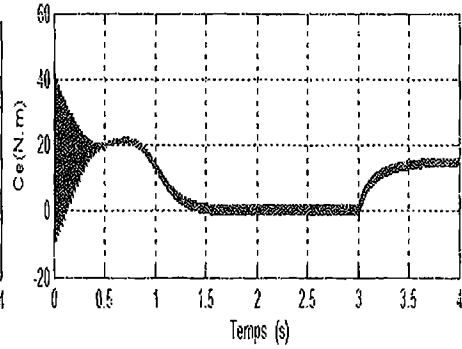


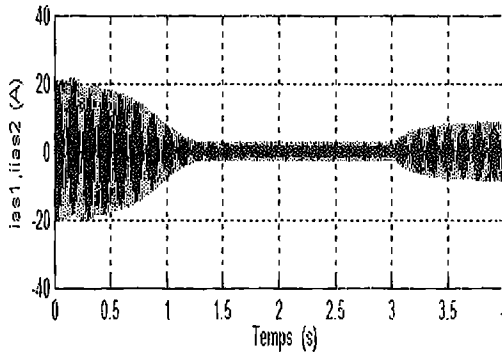
Fig.7.26 Schéma bloc de l'onduleur de tension avec transformation de Park



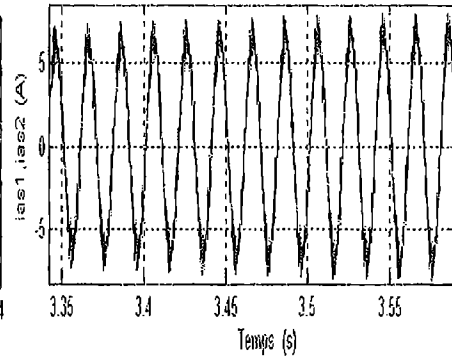
a) Vitesse rotorique



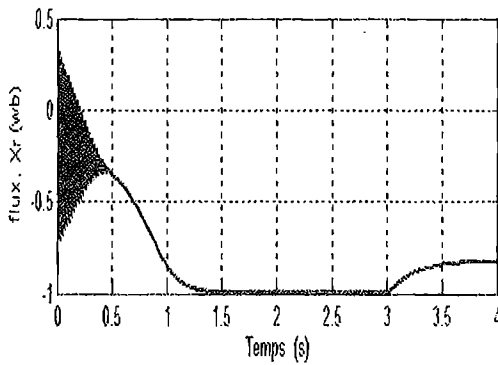
b) Couple électromagnétique



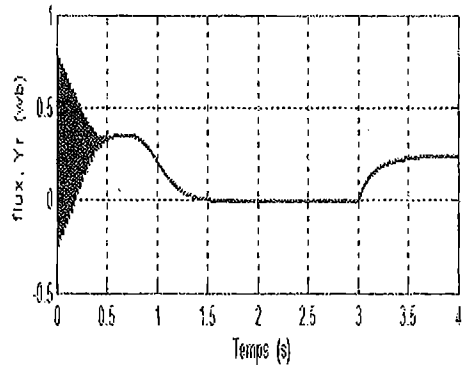
c) Courant réel statorique



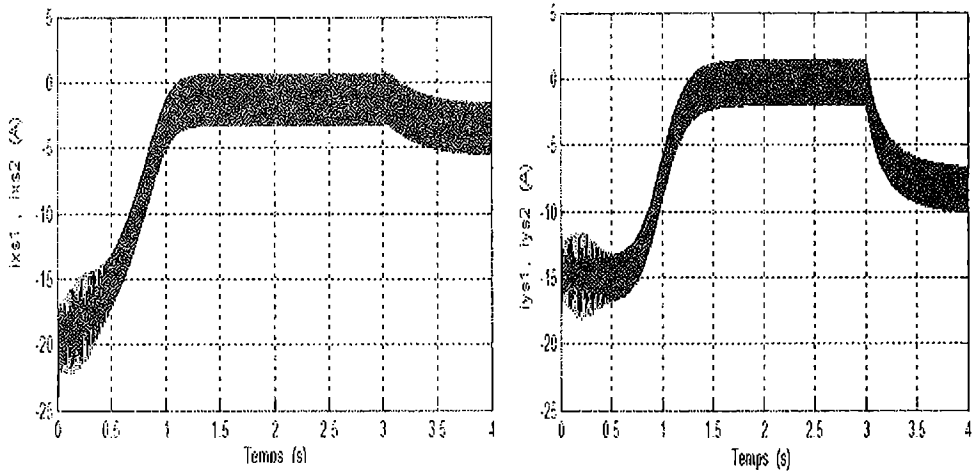
d) Zoom du courant réel statorique



e) Flux rotorique direct

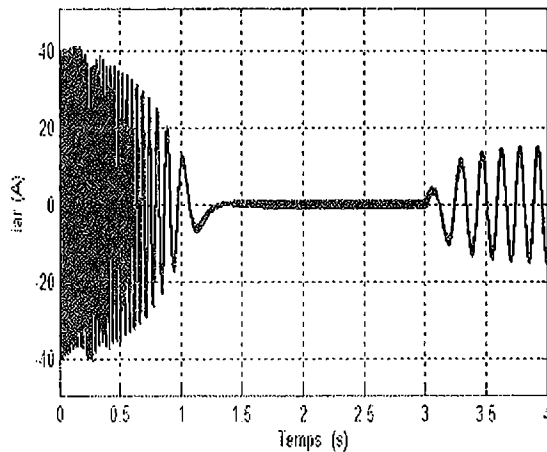


f) Flux rotorique en quadrature



g) Courant statorique direct

h) Courant statorique en quadrature



i) Courant réel rotorique

Fig.7.27 Performances de la machine double étoile alimentée par deux onduleurs

Interprétation des résultats

La figure(7.27) représente les résultats de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à commande MLI ($r = 0.8$; $m = 21$) avec l'application d'une charge $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t = 3 \text{ s}$.

Les résultats montrent que les courbes sont similaires à celles obtenues par alimentation directe par le réseau. Cependant, on constate qu'il y a une apparition nette d'ondulations surtout dans les allures du couple électromagnétique et des courants statoriques (direct et quadrature) pour les deux étoiles. Ces ondulations sont principalement dues aux harmoniques induits par l'onduleur de tension.

Chapitre VIII

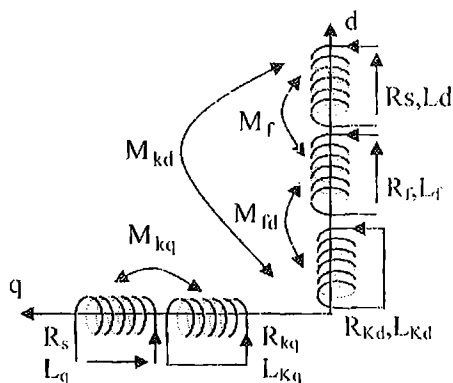
Méthodes d'identification paramétriques des machines électriques

L'identification paramétrique d'une machine électrique est une première phase de sa modélisation. L'importance des machines électriques notamment dans les systèmes à vitesse variable est telle que la fiabilité de toute étude est largement tributaire de la précision des modèles d'une part, et d'autre part des méthodes expérimentales de l'identification des paramètres y figurants dans le modèle.

1. IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE SYNCHROME (MS)

Comme il est illustré sur la figure (8.1), les paramètres régissant les modèles établis pour la machine synchrone sont :

- les paramètres du stator : R_s , L_d et L_q ;
- les paramètres du rotor : R_r et L_r ;
- les paramètres des amortisseurs : R_{kd} , R_{kq} , L_{kd} , L_{kq} ;
- la mutuelle stator-inducteur : M_i ;
- la mutuelle inducteur-amortisseurs : M_{fd} ;
- les mutuelles stator-amortisseurs : M_{kd} et M_{kq} .



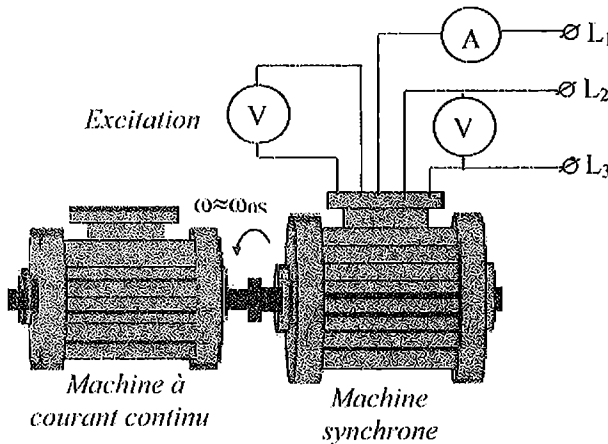
Parmi les méthodes d'identification paramétriques, on citera celles se basant sur les essais classiques des machines synchrones très recommandés par la commission d'Electrotechnique internationale (C.E.I). Les essais indicels d'attaque à l'échelon pourraient dévoiler également les paramètres des machines synchrones.

Fig.8.1 Modèle de la MS selon les axes dq

1.1 Essais classiques de la machine synchrone

a. Essai de Glissement.

Le rotor de la machine synchrone est entraîné dans le sens de la f.e.m. tournante statorique à une vitesse très peu différente de celle du synchronisme. Le stator est branché sur une source triphasé équilibrée de fréquence nominale f_n et de tension composée réduite U_c . Le circuit inducteur est maintenu ouvert ($I_f = 0$).



Sur l'ampèremètre mesurant le courant parcourant une phase du stator, on remarque que ce dernier oscille entre deux valeurs extrêmes notées I_{max} et I_{min} .

Lorsque l'axe de la f.m.m. statorique coïncide avec l'axe des pôles de l'inducteur (position longitudinale) on écrit :

Fig.8.2 Essai de Glissement

$$I = I_{min} \quad \text{et} \quad L_d \cong \frac{U_c}{\sqrt{3} \cdot \omega \cdot I_{min}}; \quad (8.1)$$

Lorsque les axes sont en quadrature, on aura :

$$I = I_{max} \quad \text{et} \quad L_q \cong \frac{U_c}{\sqrt{3} \cdot \omega \cdot I_{max}}; \quad (8.2)$$

b. Essai en alternateur à vide

Cet essai permet de déterminer la mutuelle inductance M_f entre le stator et l'inducteur. La machine est entraînée à la vitesse de synchronisme; on relève la caractéristique de magnétisation $E_v = f(I_f)$ de l'alternateur.

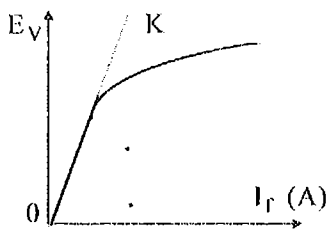


Fig.8.3 Caractéristique à vide

Comme il est de coutume d'établir des modèles mathématiques des machines électriques fonctionnant loin de la saturation, on peut écrire :

$$M_f = K_v / \omega_r \quad (8.3)$$

avec ω_r - vitesse de synchronisme;

K_v - pente de la partie linéaire de la caractéristique à vide.

c. Mesure en courant continu

La mesure en courant continu permet d'avoir les résistances des enroulements accessibles à la mesure en l'occurrence la résistance d'une phase du stator R_s et celle du circuit inducteur R_f .

Par ailleurs, la mesure en courant alternatif donne au niveau de l'inducteur:

$$L_f = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{U^2}{I^2} - R_f^2}; \quad (8.4)$$

d. Essai de court-circuit triphasé permanent

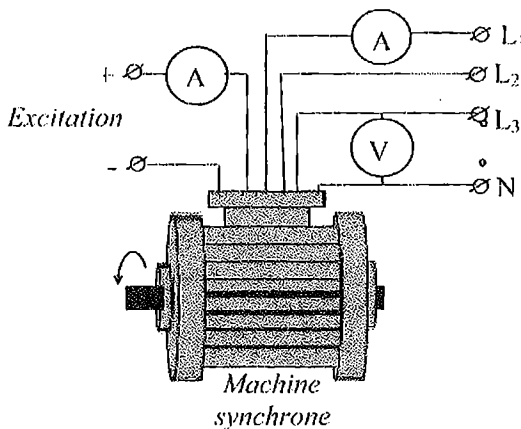
La détermination de la réactance statorique à partir de la caractéristique à vide et en court-circuit donne X_d car l'essai en court-circuit est un essai en déwatté. Cependant l'essai de court-circuit est très peu sensible aux variations de la vitesse.

Pour une excitation donnée, on relève sur les parties non saturées des deux caractéristiques les grandeurs correspondantes E_{cc} et I_{cc} :

$$L_d \cong \frac{E_{cc}}{\omega I_{cc}}; \quad (8.5)$$

e. Essai d'inversement de l'excitation

La machine synchrone fonctionne en moteur à vide sous une tension réduite de valeur simple U et une fréquence nominale. Le courant d'excitation est réduit progressivement jusqu'à sa valeur nulle, puis on l'augmente en inversant les polarités de l'excitation jusqu'au moment où la machine glisse d'un pôle ce qui correspond à une diminution de ce courant; on note cette valeur du courant I , [5].



A vide, le maximum de puissance réactive absorbée Q_0 est :

$$Q_0 = 3 \frac{U^2}{X_q}; \quad (8.6)$$

on déduit :

$$L_q = \frac{U}{\omega I}; \quad (8.7)$$

Fig.8.4 Essai en moteur à vide

f. Essai de court-circuit triphasé brusque

L'essai de court-circuit triphasé brusque permet de déterminer notamment les paramètres intervenant en régime transitoire. La machine est entraînée par un

moteur à courant continu shunt, l'inducteur est excité sous une tension continue faible, le stator est ouvert et la tension mesurée à ses bornes est E_o . On court-circuite brusquement les trois phases et on enregistre l'évolution du courant de court-circuit, [30].

La courbe $I_{cc} = f(t)$ peut être schématisée par le tracé de deux tangentes:

- * la courbe $I_{cc} = f(t)$ passe par les points a, b, c et d ;
- * la partie « ab » représente le régime subtransitoire;
- * la partie « cd » représente le régime transitoire.

à $t = 0$:

$$U_a = E_o = \sqrt{\frac{2}{3}} [U_d \cos \theta - U_q \sin \theta] = \sqrt{\frac{2}{3}} \omega M_f I_f \sin \theta ; \quad (8.8)$$

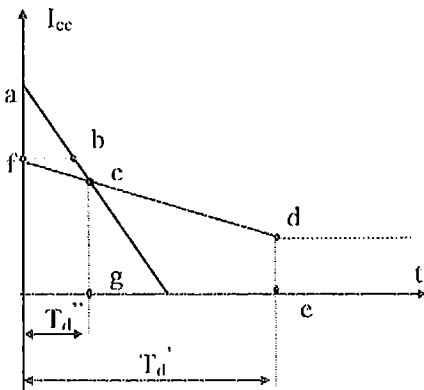


Fig.8.5 Approche de la caractéristique de court-circuit triphasé brusque

avec:

$$\begin{aligned} i_a(0) &= oa, \\ i_a(\infty) &= de, \end{aligned} \quad (8.12)$$

Ainsi, la déduction du courant de court-circuit au début du régime transitoire (of) permet de calculer la réactance transitoire,

$$X_d' = \frac{E_o}{i_{0F}} ; \quad (8.13)$$

Les constantes de temps sont :

$$T' = oe \quad T'' = og$$

Le module de la valeur crête est:

$$U_a = E_o = \sqrt{\frac{2}{3}} \omega M_f I_f ; \quad (8.9)$$

d'où

$$M_f = \frac{E_o}{\sqrt{\frac{2}{3}} \omega I_f} ; \quad (8.10)$$

A partir de la courbe $I_{cc} = f(t)$, on écrit:

$$\frac{E_o}{i_a(0)} = X_d'' \quad \text{et} \quad \frac{E_o}{i_a(\infty)} = X_d ; \quad (8.11)$$

1.2 Essais indiciels de la machine synchrone

a. Essai d'attaque de l'inducteur

L'induit est ouvert, on applique une tension continue E à l'inducteur et on enregistre le courant d'excitation I_f . Le calcul opérationnel donne, [5] :

$$\begin{cases} \frac{E}{p} = R_f I_f + L_f p I_f + M_{fd} p I_{Kd} \\ 0 = R_{Kd} I_{Kd} + L_{Kd} p I_{Kd} + M_{fd} p I_f \end{cases} ; \quad (8.14)$$

En éliminant I_{Kd} du système (8.14) on aura :

$$I_f = \frac{C_1 \cdot (p + C_2)}{p(p + C_3) \cdot (p + C_4)} ; \quad (8.15)$$

ce qui conduit à une solution dans le domaine temporel :

$$i_f(t) = K_0 - K_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} - K_2 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} ; \quad (8.16)$$

De la détermination sur le relevé $I_f(t)$ de K_0, K_1, K_2, T_1, T_2 , on aura :

$$\begin{aligned} R_f &= \frac{E}{K_0} \\ L_f &= T_1 R_f \frac{1 + \frac{K_2}{K_1} \cdot \frac{T_2}{T_1}}{1 + \frac{K_2}{K_1}} \end{aligned} \quad (8.17)$$

Les constantes de temps sont :

$$\begin{cases} T_f = \frac{L_f}{R_f} \\ T_{K,d} = \frac{L_{Kd}}{R_{Kd}} = T_1 \frac{\frac{K_2}{K_1} + \frac{T_2}{T_1}}{1 + \frac{K_2}{K_1}} \end{cases} \quad (8.18)$$

Le coefficient de couplage entre inducteur et amortisseur direct est :

$$K_{f,K,d}^2 = \frac{\frac{K_2}{K_1} \cdot (1 - \frac{T_2}{T_1})^2}{(\frac{K_2}{K_1} + \frac{T_2}{T_1}) \cdot (1 + \frac{K_2}{K_1} \cdot \frac{T_2}{T_1})} = \frac{M_{f,d}^2}{L_f \cdot L_{K,d}} ; \quad (8.19)$$

b. Essai d'attaque de l'induit

L'essai d'alimentation de l'induit à inducteur ouvert doit être réalisé aussi bien lorsque le rotor est mis sur la position longitudinale que celle transversale.

Sur la position longitudinale, l'enregistrement du courant $i_d(t)$ de la forme, [5] :

$$i_d(t) = K'_0 - K'_1 e^{-\frac{t}{T'_1}} - K'_2 e^{-\frac{t}{T'_2}} ; \quad (8.20)$$

permet de déterminer les constantes K'_0 , K'_1 , K'_2 , T'_1 , T'_2 ; on déduit :

$$R_S = \frac{E'}{K'_0} \quad (8.21)$$

$$L_{Ad} = T'_1 \cdot R_S \frac{1 + \frac{K'_2 T'_1}{K'_1 T'_2}}{\frac{K'_1 T'_1}{K'_1} \left(1 + \frac{K'_2}{K'_1} \right)} ; \quad (8.22)$$

Aussi, on détermine :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{Ad} = \frac{L_{Ad}}{R_S} \\ L_d = \frac{3}{2} \cdot L_{Ad} \\ T_{Kd} = \frac{L_{Kd}}{R_{Kd}} = T'_1 \frac{\frac{K'_2 T'_1}{K'_1} + \frac{T'_1}{T'_2}}{1 + \frac{K'_2}{K'_1}} \\ K_{A,Kd}^2 = \frac{T_{Ad} T_{Kd} - T'_1 T'_2}{T_{Ad} T_{Kd}} = \frac{M_{Kd}^2}{L_d L_{kd}} \end{array} \right. \quad (8.23)$$

Sur la position transversale on aura :

$$i_q(t) = K''_0 - K''_1 e^{-\frac{t}{T''_1}} - K''_2 e^{-\frac{t}{T''_2}} ; \quad (8.24)$$

Avec :

$$R_S = \frac{E''}{K''_0} \quad (8.25a)$$

$$L_{Aq} = T''_1 \cdot R_S \frac{1 + \frac{K''_2 T''_1}{K''_1 T''_2}}{1 + \frac{K''_2}{K''_1}}$$

$$\begin{cases} T_{Aq} = \frac{L_{Aq}}{R_s} \\ L_q = \frac{3}{2} L_{Aq} \end{cases} ; \quad (8.25b)$$

on déduit également :

$$\begin{cases} T_{Kq} = \frac{L_{Kq}}{R_{Kq}} = T_1'' \frac{K_2'' + \frac{T_2''}{K_1''}}{1 + \frac{T_2''}{K_1''}} \\ K_{A,Kq}^2 = \frac{T_{Aq} T_{Kq} - T_1'' T_2''}{T_{Aq} T_{Kq}} = \frac{M_{Kq}^2}{L_q L_{Kq}} \end{cases} \quad (8.26)$$

c. Essai d'attaque de l'induit avec inducteur en court-circuit

L'expression du courant enregistré est de la forme :

$$i(t) = K_0 - K_1 e^{-\frac{t}{T_1}} - K_2 e^{-\frac{t}{T_2}} - K_3 e^{-\frac{t}{T_3}} \quad (8.27)$$

on déduit:

$$K_{A,f}^2 = \frac{M_{Kq}^2}{L_d L_f} = \frac{T_{Kd}}{T_f} (1 - K_{A,Kd}^2) + \frac{T_{Kd}}{T_{Ad}} (1 - K_{f,Kd}^2) - \frac{T_1 T_2 + T_1 T_3 + T_2 T_3}{T_f T_{Ad}} + 1 \quad (8.28)$$

Lorsque la machine synchrone est dépourvue des circuits amortisseurs, les courants enregistrés sont de la forme $i(t) = K_0 - K_1 e^{-\frac{t}{T}}$; ce qui conduit à la détermination de R_s , R_f , L_f , L_d , L_q et M_f .

2. IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1 Identification de la machine à cage

La machine asynchrone à cage d'écureuil présente un problème délicat d'accessibilité de son rotor à l'expérimentation. Il est impossible de mesurer séparément les vrais paramètres R_r , L_r et M qui figurent dans les modèles de simulation.

Etant donné que $U_{rx} = U_{ry} = 0$, le nombre de paramètres liés au rotor se réduit encore, si l'on effectue le changement de variable suivant: posons :

$$\begin{cases} i_{rx} = \frac{M}{L_r} i_{rx}^* \\ i_{ry} = \frac{M}{L_r} i_{ry}^* \end{cases} ; \quad (8.29)$$

sachant également que :

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} ; \\ T_r &= L_r / R_r \end{aligned} \quad (8.30)$$

avec σ - coefficient de dispersion;

T_r - constante de temps du rotor;

Le modèle déjà établi selon les axes xy donne :

$$\begin{bmatrix} U_{sx} \\ U_{sy} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & -L_s\omega_{os} & (1-\sigma)pL_s & (1-\sigma)L_s\omega_{os} \\ L_s\omega_{os} & R_s + pL_s & (1-\sigma)L_s\omega_{os} & (1-\sigma)pL_s \\ p & -\omega_r & \frac{1}{T_r} + p & -\omega_r \\ \omega_r & p & \omega_r & \frac{1}{T_r} + p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sx} \\ I_{sy} \\ I_{rx}^* \\ I_{ry}^* \end{bmatrix} \quad (8.31)$$

On remarque ainsi qu'indépendamment de la structure de son rotor, la machine à induction triphasée est caractérisée par les quatre paramètres électriques suivants: R_s , L_s , T_r et σ .

a. Essai en génératrice asynchrone

La machine asynchrone à cage est entraînée au synchronisme, on couple le stator à un réseau triphasé équilibré. Afin d'atteindre le courant nominal, on accroît la vitesse de rotation et la machine opère en génératrice hypersynchrone.

On ouvre brusquement le circuit statorique et on enregistre l'évolution de la tension d'une phase du stator (par exemple U_{sa}), celle-ci évolue selon une sinusoïde amortie avec la constante du temps rotorique T_r que l'on détermine à partir de deux points de l'enveloppe supérieure.

En effet, à vitesse de rotation constante $\omega_r = Cste$, on écrit ($\theta_r = 0$ et $\theta_s = \omega_s t$). Pendant lorsque le circuit statorique est ouvert on aura :

$$i_{sx} = i_{sy} = 0.$$

L'écriture matricielle précédente donne :

$$\begin{cases} \frac{di_{rx}^*}{dt} + \frac{1}{T_r} i_{rx}^* = 0 \\ \frac{di_{ry}^*}{dt} + \frac{1}{T_r} i_{ry}^* = 0 \end{cases} ; \quad (8.32)$$

Les solutions sont :

$$\begin{cases} i_{rx}^* = i_{rx}^*(0) e^{-t/T_r} \\ i_{ry}^* = i_{ry}^*(0) e^{-t/T_r} \end{cases} ; \quad (8.33)$$

D'autre part, l'écriture matricielle donne pour les deux premières équations

$$\begin{cases} U_{sx} = (1 - \sigma) L_s \frac{di_{rx}^*}{dt} - (1 - \sigma) L_s \omega_{os} i_{ry}^* \\ U_{sy} = (1 - \sigma) L_s \frac{di_{ry}^*}{dt} + (1 - \sigma) L_s \omega_{os} i_{rx}^* \end{cases} \quad (8.34)$$

Les tensions U_{sx} et U_{sy} correspondent aux f.e.m. induites au stator :

$$\begin{cases} U_{sx} = U_{sx}(0) e^{-\frac{t}{T_r}} \\ U_{sy} = U_{sy}(0) e^{-\frac{t}{T_r}} \end{cases} ; \quad (8.35)$$

La transformation inverse de Park donne:

$$\begin{aligned} U_{sa} &= \sqrt{\frac{2}{3}} [U_{sx} \cos \omega_{os} t - U_{sy} \sin \omega_{os} t] \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} [U_{sx}(0) \cos \omega_{os} t - U_{sy}(0) \sin \omega_{os} t] e^{-\frac{t}{T_r}} \end{aligned} ; \quad (8.36)$$

ce qui conduit à la forme finale :

$$U_{sa} = A \cos(\omega_{os} t - \xi) e^{-\frac{t}{T_r}} \quad (8.37)$$

b. Mesure en courant continu

La mesure en courant continu ou par un pont de Greatz donne aisément la résistance d'une phase statorique R_s ;

c. Diagramme vectoriel du courant statorique: mesure de L_s et σ

En régime permanent les équations de tensions qui régissent le fonctionnement de la machine asynchrone sont données conformément à la figure suivante, [5]:

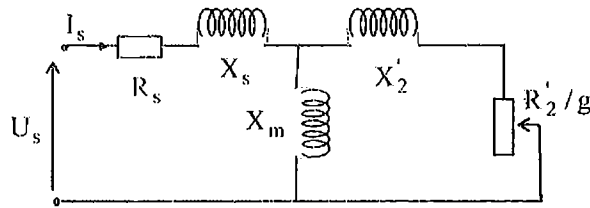


Fig.8.6 Schéma équivalent en T de la MAS

$$\begin{cases} \bar{U}_s = R_s \bar{I}_s + j\omega L_s \bar{I}_s + j\omega M \bar{I}_r ; \\ 0 = R_r \bar{I}_r + j\omega g L_r \bar{I}_r + j\omega g M \bar{I}_s \end{cases} ; \quad (8.38)$$

Avec : $\omega = \omega_{os}$ - la pulsation des courants statoriques.

En éliminant I_r entre les 2 équations et en posant:

$$x_s = (L_s - M)\omega_{os} ; x_r = (L_r - M)\omega_{os} , \quad x_m = M\omega_{os} ; \quad (8.39)$$

on aura :

$$\frac{U_s}{I_s} = \bar{Z} = R + jX_s + R' + jX' = (R_s + R') + j(X_s + X') ; \quad (8.40)$$

Avec :

$$\begin{cases} R' = x_m^2 \frac{\frac{R_r}{g}}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + \omega^2 L_r^2} \\ X' = x_m - x_m^2 \frac{\omega L_r}{\left(\frac{R_r}{g}\right)^2 + \omega^2 L_r^2} \end{cases} \quad (8.41)$$

Ainsi, entre R' et X' existe la relation suivante:

$$R'^2 + \left(X' - x_m + \frac{x_m^2}{2\omega L_r}\right)^2 = \left[\frac{1}{2} \frac{x_m^2}{\omega L_r}\right]^2 \quad (8.42)$$

C'est l'équation d'un cercle que décrit le vecteur \vec{OM} image de $Z' = R' + jX'$. Ce cercle est caractérisé par :

$$\text{un rayon : } r = \frac{x_m^2}{2L_r\omega} ; \quad (8.43)$$

un centre de coordonnées dans le repère $R'O'X'$:

$$\begin{cases} x_m - \frac{x_m^2}{2L_r\omega} \\ 0 \end{cases} \quad (8.44)$$

Dans le repère ROX, le point décrit toujours un cercle caractérisé par un rayon:

$$r = \frac{x_m^2}{2L_r\omega}$$

un centre de coordonnées, dans le repère ROX:

$$\begin{cases} \omega L_s \left(1 - \frac{M^2}{2L_r L_s}\right) = \omega L_s \frac{1 + \sigma}{2} \\ R_s \end{cases} \quad (8.45)$$

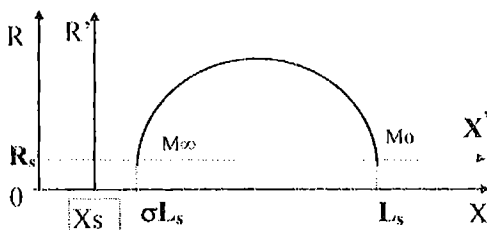


Fig.8.7 Diagramme circulaire

Pour $g = 0$ point $M_0 (L_s \omega, R_s)$.

Pour $g = \infty$ point $M_\infty (\sigma L_s \omega, R_s)$.

Il y a nécessité donc d'effectuer les essais et mesures suivants :

- mesure de la résistance R_s ;
- essai à vide : afin de déterminer les coordonnées du point à vide M_v expérimental;

$$R_o = \left[\frac{P_o}{3I_o^2} \right] ; \quad (8.46)$$

$$X_o = \frac{Q_o}{3I_o^2}$$

- essai en court-circuit: afin de déterminer les coordonnées du point en court-circuit M_{cc} expérimental;

$$R_{cc} = \left[\frac{P_{cc}}{3I_{cc}^2} \right] ; \quad (8.47)$$

$$X_{cc} = \frac{Q_{cc}}{3I_{cc}^2}$$

A partir des points M_v et M_{cc} on détermine le centre du cercle dans le repère ROX issue de la médiatrice du segment $M_v M_{cc}$ sur l'axe horizontal.

Ainsi au point M_0 , on détermine directement: L_s . Au point M_∞ , on déduit le coefficient de dispersion σ .

2.2 Identification de la machine asynchrone à rotor bobiné

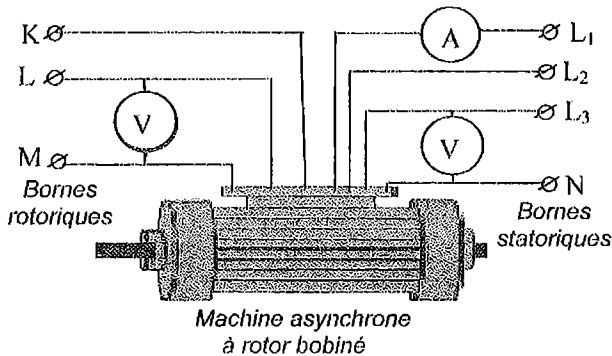
a. Mesure en courant continu

Le rotor étant accessible à la mesure, on détermine par la méthode voltampérométrique les résistances R_s et R_r relatives respectivement à une phase du stator et une phase du rotor.

b. Essai en transformateur

En premier lieu, le rotor est ouvert. Le stator est relié à une source triphasée équilibrée de fréquence normale.

En faisant varier la tension simple d'alimentation U_s , on relève le courant statorique I_s correspondant, ainsi que la tension rotorique U_r .



$$U_s = R_s I_s + j L_s \omega I_s$$

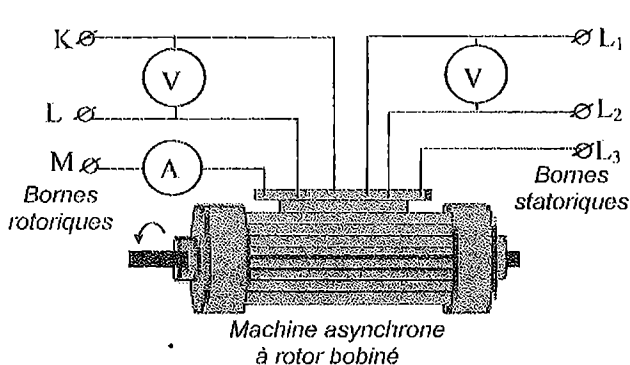
$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U_s}{I_s}\right)^2 - R_s^2} ; \quad (8.48)$$

Aussi, le rapport de transformation à rotor ouvert est :

$$K_{ro} = U_s / U_r \approx L_s \omega / M \omega = L_s / M$$

Fig.8.8 Essai en transformateur à rotor ouvert

En second lieu, le stator est ouvert, on alimente le rotor sous des tensions simples U_r variables, et on note I_r et U_s (simple) :



$$L_r = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{U_r}{I_r}\right)^2 - R_r^2} ; \quad (8.49)$$

Le rapport de transformation à stator ouvert est :

$$K_{so} = U_r / U_s$$

$$\approx L_r \omega / M \omega = L_r / M$$

On déduit alors le coefficient de dispersion :

$$\sigma = 1 - \frac{1}{K_{ro} \cdot K_{so}}$$

Fig.8.9 Essai en transformateur à stator ouvert

c. Essai de court-circuit

On réalise l'essai de court-circuit d'une machine à induction (rotor en court-circuit et calé). L'équation du secondaire vérifie :

$$0 = (R_r + jL_r\omega)\bar{I}_{Rcc} + jM\omega\bar{I}_{Scc}; \quad (8.50)$$

d'où
$$M = \frac{1}{\omega} \frac{I_{Rcc}}{I_{Scc}} \sqrt{R_r^2 + (L_r\omega)^2}; \quad (8.51)$$

3. IDENTIFICATION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE A COURANT CONTINU

3.1 Méthode des essais classiques

a. Mesure de résistance

Les résistances de l'induit et de l'inducteur sont mesurées à chaud. Pour la méthode voltampèremétrique, les mesures s'effectuent à différentes valeurs de l'intensité (jusqu'à 30% du courant nominal pour ne pas causer l'échauffement de la machine). Les mesures donnent R_s et R_r

b- Mesure en courant alternatif

L'alimentation en courant alternatif de l'induit à inducteur ouvert et inversement donne directement les inductances de chaque enroulement.

$$\begin{cases} L_a = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_a}{I_a}\right)^2 - R_a^2} \\ L_r = \frac{1}{\omega} \sqrt{\left(\frac{V_r}{I_r}\right)^2 - R_r^2} \end{cases}; \quad (8.52)$$

c. Essai de la dynamo à vide

Quelque soit le mode d'excitation de la machine à identifier, la mutuelle inductance entre l'induit et l'inducteur est caractérisée, en l'absence de saturation, par :

$$M = \frac{K_v}{\omega_r};$$

où K_v - pente de la partie linéaire de la courbe de magnétisation;
 ω_r - vitesse de rotation dans les conditions de l'essai.

Il est indispensable donc de relever la caractéristique de magnétisation de la machine à courant continu en mode séparé.

d. Essai en transformateur.

L'inductance mutuelle entre les circuits d'induit et de l'inducteur peut être déterminée également par l'essai en transformateur. L'induit est alimenté sous une tension alternative variable. L'inducteur est mis en court-circuit, on écrit, [5];[6] :

$$\begin{cases} U_a = R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_f}{dt} \\ 0 = R_f I_f + L_f \frac{di_f}{dt} + M \frac{di_a}{dt} \end{cases}; \quad (8.53)$$

On déduit facilement :

$$Z = \frac{U_a}{I_a} = R_a + M^2 \omega^2 \frac{R_f}{R_f^2 + \omega^2 L_f^2} + j\omega \left(L_a - \frac{\omega^2 M^2 L_f}{R_f^2 + \omega^2 L_f^2} \right); \quad (8.54)$$

Z - représente la pente de la droite $U_a = f(I_a)$ relevée lors de cet essai en court-circuit.

L'inductance mutuelle est calculée par l'expression suivante :

$$M = \sqrt{-\frac{1}{2} \frac{K_4}{K_3} + \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_4^2}{K_3^2} - 4 \frac{K_2 - Z^2}{K_3}}}; \quad (8.55)$$

avec :

$$K_1 = \frac{\omega^2}{R_f^2 + \omega^2 L_f^2}; \quad K_2 = R_a^2 + \omega^2 L_a^2; \quad (8.56)$$

$$K_3 = K_1^2 (R_f^2 + \omega^2 L_f^2); \quad K_4 = 2K_1 (R_a R_f - L_a L_f \omega^2).$$

Faudrait-il remarquer ici que l'essai en transformateur permet de déterminer les mutuelles inductances entre les différents circuits de la machine.

3.2 Méthode des essais indiciels

a. Essai d'attaque à l'échelon avec secondaire ouvert

Les essais statiques d'attaque à l'échelon de tension sont appliqués aux différents circuits de la machine à courant continu (induit, inducteur, circuits auxiliaire et de compensation). L'attaque à l'échelon d'un circuit caractérisé par les paramètres R_x et L_x permet d'écrire :

$$\frac{E}{p} = (R_x + pL_x).I(p); \quad (8.57)$$

Le courant instantané est :

$$i(t) = \frac{E}{R_x} \left(1 - e^{-\frac{R_x t}{L_x}} \right); \quad (8.58)$$

L'enregistrement expérimental de $i(t)$ permet de déterminer les paramètres R et L des enroulements induit, inducteur, auxiliaire et de compensation.

b. Essai d'attaque à l'échelon avec secondaire en court-circuit

Les mutuelles entre circuits électriques de la machine à courant continu (considérés deux à deux) sont obtenues par des essais statiques en alimentant le premier bobinage considéré, le deuxième est mis en court-circuit. Si on considère par exemple la mutualité induit-inducteur on écrit :

$$\begin{aligned} E &= R_a I_a + L_a \frac{di_a}{dt} + M \frac{di_f}{dt} \\ 0 &= R_f I_f + L_f \frac{di_f}{dt} + M \frac{di_a}{dt} \end{aligned} ; \quad (8.59)$$

En éliminant I_f de ce système, on aura :

$$I_a(p) = K \frac{p + A}{p(p + B)(p + C)} ; \quad (8.60)$$

d'où la solution :

$$i_a(t) = K_0 - K_1 e^{-t/T_1} - K_2 e^{-t/T_2} ; \quad (8.61)$$

L'enregistrement expérimental de $i_a(t)$ permet d'avoir : K_0 , K_1 , K_2 , T_1 et T_2 .

Ainsi, on déduit directement les paramètres des deux circuits considérés :

$$\left\{ \begin{aligned} R_a &= \frac{E}{K_0} \\ L_a &= R_a T_1 \frac{1 + \frac{K_2 T_2}{K_1 T_1}}{1 + \frac{K_2}{K_1}} \\ T_a &= \frac{L_a}{R_a} \\ T_f &= \frac{L_f}{R_f} = T_1 \frac{\frac{K_2}{K_1} + \frac{T_2}{T_1}}{1 + \frac{K_2}{K_1}} \end{aligned} \right. \quad (8.62)$$

La mutuelle inductance est déterminée par le calcul du coefficient de couplage des deux circuits :

$$K_{af}^2 = \frac{M^2}{L_a L_f} = \frac{\frac{K_2}{K_1} \left(1 - \frac{T_2}{T_1}\right)^2}{\left(\frac{K_2}{K_1} + \frac{T_2}{T_1}\right) \left(1 + \frac{K_2 T_2}{K_1 T_1}\right)} ; \quad (8.63)$$

Cet essai, exécuté pour les divers circuits électriques de la machine, permet d'identifier entre autres les mutuelles inductances entre:

- * induit et inducteur shunt ou séparé;
- * induit et inducteur série;
- * induit et circuit auxiliaire;
- * induit et circuit de compensation.

4. DETERMINATION DES PARAMETRES MECANIQUES

L'équation différentielle fondamentale de la mécanique régissant le fonctionnement dynamique d'une machine électrique est exprimée par:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C - C_r - F\Omega; \quad (8.64)$$

Il est intéressant de déterminer les paramètres J , F et C_r ,

- J - moment d'inertie du rotor;
- F - coefficient de frottement visqueux;
- C_r - couple statique (de frottement sec).

a. Détermination du moment d'inertie

Considérant le cas d'une M.C.C. Après avoir démarré le moteur à courant continu, la tension est réglée à sa valeur nominale. On coupe l'alimentation de l'induit, l'inducteur reste alimenté en séparée.

On note, à $t=0$, les grandeurs suivantes: $U_o = U_n$, I_o , ω_o , et on enregistre également le temps que prend le moteur pour s'arrêter T .

En faisant abstraction des signes, on écrit à vide:

$$J \frac{d\omega}{dt} = C$$

où C : couple des pertes

$$\text{d'où} \quad J = \frac{\int_0^T dt}{\int_0^{\omega} \frac{d\omega}{C}}; \quad (8.65)$$

puisque C est une fonction de ω . La puissance prise du réseau est:

$$P_{abs} = U_n I_o = P_o + R_a I_o^2$$

$$\text{d'où} \quad P_o = I_o (U_n - R_a I_o); \quad (8.66)$$

$$\text{d'autre part :} \quad P_o = C\omega;$$

$$\text{on déduit:} \quad C = \frac{I_o (U_n - R_a I_o)}{\omega}; \quad (8.67)$$

alors
$$J = \frac{T}{\int_{\omega_0}^{\omega} \frac{\omega d\omega}{P_0}} ; \quad (8.68)$$

Il est donc intéressant de tracer la caractéristique $\omega/P_0 = f(\omega)$. Les différentes vitesses seront obtenues par la variation de la tension d'alimentation d'où la variation de P_0 . Il est par ailleurs fondamental de conserver l'excitation à sa valeur constante.

Le dénominateur de l'expression de J représente l'aire comprise entre les axes, la courbe $\omega/P_0 = f(\omega)$ et l'ordonnée au point ω_0 .

Calcul approximatif:

Si on suppose que $\frac{d\omega}{dt}$ est approchée à $\frac{\Delta\omega}{\Delta t}$ on peut écrire:

$$J = C \frac{\Delta t}{\Delta\omega} = \frac{C \cdot T}{\omega_0} = \frac{I_0 (U_n - R_a I_0) \cdot T}{\omega_0^2} ; \quad (8.69)$$

Application aux machines synchrones et asynchrones.

Pour les machines à courant alternatif, l'essai de détermination du moment d'inertie est réalisé dans les mêmes conditions:

$$J = T \cdot \frac{3VI_0 \cos \varphi - 3R_s I_0^2}{\omega_0^2} = T \cdot \frac{3I_0 (V \cos \varphi - R_s I_0)}{\omega_0^2} ; \quad (8.70)$$

Si on suppose non négligeable le coefficient de frottement, on écrit à vide:

$$\frac{J}{F} \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega = -\frac{C_f}{F} ; \quad (8.71)$$

La résolution de cette équation donne:

$$\omega(t) = K_1 e^{-\frac{F}{J} t} - \frac{C_f}{F} ; \quad (8.72)$$

à $t = 0$, on a $\omega = \omega_0$

alors:
$$\omega_0 = K_1 - \frac{C_f}{F}$$

ce qui donne:
$$\omega(t) = \left(\omega_0 + \frac{C_r}{F}\right) e^{-\frac{F}{J}t} - \frac{C_r}{F}; \quad (8.73)$$

à $t = t_f = T$, $\omega = 0$

alors
$$0 = \left(\omega_0 + \frac{C_r}{F}\right) e^{-\frac{T}{J}F} - \frac{C_r}{F},$$

$$e^{-\frac{T}{J}F} = \frac{\frac{C_r}{F}}{\omega_0 + \frac{C_r}{F}}$$

$$J = \frac{TF}{\text{Ln}\left(1 + \frac{\omega_0 F}{C_r}\right)}, \quad (8.74)$$

b- Détermination du couple statique à vide et du coefficient de frottement.

A vide, le couple électromagnétique s'écrit:

$$C_e = C_r + F\omega;$$

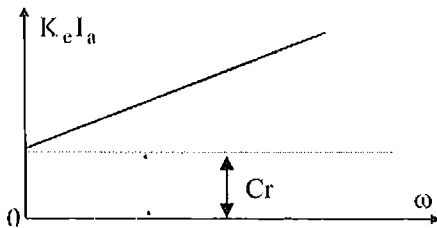
avec C_r - couple statique constant ;
 $F\omega$ - couple résistant dû à la rotation.

Sachant que le couple électromagnétique est proportionnel au courant de l'induit:

$$C_e = K_e I_a$$

on aura:
$$K_e I_a = F\omega + C_r$$

Pour tracer $K_e I_a = f(\omega)$, le moteur fonctionnant à vide est alimenté sous tensions variables afin de varier I_a et ω ; le tracé donne une droite de la forme $y = ax + b$.



A l'intersection de l'axe des ordonnées, on lit la valeur de C_r ; ce qui permet de déduire, en tout point, le coefficient de frottement F .

Fig.8.10 Caractéristique $K_e I_a = f(\omega)$

Index

A

aimants « peu rigides »	123
aimants « rigides »	123
aimants permanents	33, 122, 124, 125, 130
alnicos	123
artifice de démarrage	94
attaque à l'échelon	226, 227
augmentation de la résistance rotorique	65
auto-amorçage	69, 70, 71, 73, 74, 75, 83, 84, 86, 88, 198, 201, 202
autopilotage	123
Avantages	145
axes U,V	18, 19, 20, 27, 78, 79, 81, 177

B

balais-collecteur	68
bidirectionnels	157, 158
bobinage d'excitation	100

C

capacité	72, 73, 84, 87, 94, 98, 201, 203
caractéristique mécanique	92, 104
caractéristiques principales	58, 103, 124
Cascades	164
Champ elliptique	90
champ tournant	90, 91, 92, 100, 141, 145, 165, 174, 178, 194
champ tournant direct	91
champ tournant inverse	91
circuit magnétique	11
Classification	139
coefficient d'amortissement	63
commande MLI	157, 207, 208, 212
compensateur synchrone	99
condition d'amorçage	71
configurations de convertisseurs	155
convertisseur matriciel	157, 158
convertisseurs de puissance	154
couplage direct	165
Couplage croisé	164
couple en fonction du glissement	63
courants de	11
courbe de magnétisation	83, 199, 225
cycloconvertisseur	156, 157

D

densité massique	122
Diagramme du cercle	69
Diagramme vectoriel	73, 221

E	
écoulement de la puissance	143, 156
emballement du moteur	57
énergie cinétique	152
énergie de glissement	143
enroulement auxiliaire	52, 91, 94
enroulement principal	91, 98
enroulements amortisseurs	104, 110, 118
Eolienne autonome	153
Eolienne connectée au réseau	153
éoliennes	68, 130, 131, 152, 153, 164
Essai d'inversement de l'excitation	215
Essai de court-circuit	215, 225
essai de court-circuit triphasé brusque	215
Essai de Glissement	214
Essai en transformateur	224, 225
Essais classiques	214
Essais indiciels	1-230
Evolution des puissances	144
évolution du régime transitoire	63
F	
f.m.m	11
filtre	157
flux embrassés	18
Fonctionnement à vide	76, 132
Forme complexe	22
G	
GADA	158, 159, 162, 163
GASDE	193, 194, 198, 199, 201, 203
Générateur à double alimentation	158
génératrice asynchrone à cage	68, 69, 193
génératrice asynchrone double étoile	193
GSAP	130, 131, 137, 138
H	
hydrogénérateurs	99
hyper-synchrone	141, 143
Hyper-synchrone	142
Hypo-synchrone	142
hypothèses simplificatrices	11, 174, 176
hystérésis	11
I	
identification paramétrique	213
impédance du condensateur	70
impédance équivalente	70
impédance résultante	71
Inconvénients	145
inductance cyclique d'intersaturation	81, 195

inductance de magnétisation	80, 82, 95, 196, 199, 200
inductance dynamique	80, 81, 195, 199
inductances mutuelles	12, 13, 15
inductances propres	12, 13, 15, 78, 176, 181
inertie des masses tournantes	63
influence des inductances	66
Interprétation des résultats	52, 63, 84, 87, 98, 128, 132, 135, 162, 169, 201, 203

K

Kramer	155
--------	-----

L

Le champ pulsant	91
------------------	----

M

machine à double alimentation	139, 140, 141, 147
Machine à double alimentation à rotor bobiné	140
Machine à double alimentation en cascade asynchrone	140
Machine à double alimentation sans balais	141
machine asynchrone à double étoile	173, 174, 175
machine électrique généralisée biphasée	14, 29
machine électrique idéalisée	11
machine synchrone à pôles lisses	100
machine synchrone réactive	99
machine synchrone sans amortisseurs	1-230
matrice de CLARK	25
matrice de PARK	25
méthodes	11, 213
Méthodes d'identification	213
MLI	31, 155, 157, 205, 207
mode de récupération	143
modèle linéaire	75
modèles	11, 12, 213, 219
modèles mathématiques	11
modélisation de la génératrice à courant continu	43
Modélisation et simulation d'un moteur à courant continu série	54
Modes opérationnels	142
moteur asynchrone monophasé	90, 92, 96
moteur synchrone à aimants permanents	122, 125, 128
moteurs à cage d'écureuil	59
moteurs asynchrones	59, 63, 145
MOTEURS SYNCHRONES AVEC AMORTISSEURS	104
moyen de démarrage	100
MSAP	122, 124, 125, 126, 128, 129, 131

O

ondulations de couple	124
onduleur	123, 155, 156, 157, 158, 173, 205, 206, 208, 209, 212

P

passage du système	23, 24, 25
--------------------	------------

Passage du système	16, 23
phénomène d'amorçage	71
pics de courants	63
Principe de fonctionnement	92
Principe de fonctionnement	141
projections du courant	24

R

redresseur à diodes	155
régime de saturation	75
régime en charge	63
régime hypo-synchrone	141, 143, 155
régimes permanents	11
régimes transitoires	9, 11, 36, 67
rémanent	69, 123
résistance statorique	64, 65, 66
résonance	73, 75

S

samarium	122, 123
saturation	11, 74, 75, 81, 82, 83, 122, 124, 195, 199, 225
schéma bloc de simulation	32, 44, 61, 84, 96, 101, 107, 127, 147, 161, 168, 188, 200
Schéma équivalent	70, 77, 79, 159, 194, 222
Scherbius	155
Stationnaire (g=1)	142
Synchrone	142
système biphasé	23, 24, 25, 26
système d'axes d,q	20, 21
système d'axes XY	21, 145, 159
système d'équations différentielles	15, 18, 19, 22, 27
Systèmes éoliens	152

T

terres rares	33, 122, 123
transformation modifiée	26
turbogénérateurs	99

V

valeur choc	57, 66, 129
vitesse angulaire	18

Bibliographie

- [1] Philippe Barret ; régimes transitoires des machines électriques tournantes. Editions Eyrolles, Paris 1982.
- [2] Postnikov I.M. ; théorie générale et processus transitoires dans les machines électriques. Moscou, Vischaya Chkola, 1975.
- [3] Kopilov I.P. Modélisation mathématique des machines électriques. Moscou ; Edition-Vischaya Chkola ; 1987.
- [4] Abdessemed R., kadjoudj K. "Modélisation des machines électriques," Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [5] Lesenne J. ; Notelet F & Segulier G. ; introduction à l'électrotechnique approfondie. Editions Technique et documentation, Paris, 1981.
- [6] Menacer A. ; contribution à l'étude des phénomènes transitoires dans les machines à courant continu. Mémoire de Magister ; Centre Universitaire de Biskra, 1996.
- [7] Poitiers F. "Etude et commande de génératrices asynchrones pour l'utilisation de l'énergie éolienne," Thèse de Docteur de l'Université de Nantes, France, 2003.
- [8] Belamoudi A., "Etude et simulation d'un système de conversion d'énergie électrique à base d'une machine asynchrone," Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, Décembre 1996.
- [9] Mayouf M., "Contribution à la modélisation de l'aérogénérateur synchrone à aimants permanents," Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2007.
- [10] Dendouga A. Contrôle des puissances active et réactive de la machine à double alimentation. Thèse de doctorat de l'Université de Batna, Algérie, 2009.
- [11] Hopfensperger B. et Atkinson D. J., "Doubly-fed AC machines: classification and comparison", European conf. on Power Electronics and Applications (EPE), pp.1-17, Graz, 2001.
- [12] Boldea I., "The electric generators Handbook: variable speed generators", CRC press Taylor & Francis group, 2006, New York, U.S.A.
- [13] Vidal P. E., "Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation", Thèse de doctorat, I.N.P. de Toulouse, France, 2004.
- [14] El Aimani S., "Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension", thèse de doctorat, Université des sciences et technologies de Lille, France, 2004.
- [15] Chekhet E., Shapoval I., Mikhalsky V. et Sobolev V., "Control of the stand-alone doubly fed induction generator supplied by the matrix converter", Proc. of the International Workshop on Renewable Energy Based Units and Systems REBUS'06, pp.35-40, St. Petersburg, Russia, 2006.
- [16] Boyette A., "Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne", Thèse de doctorat, Université de Nancy, France, 2006.
- [17] Peresada S., Tilli A. et Tonielli A., "Power control of a doubly fed induction machine via output feedback", Control engineering practice, Elsevier, vol. 12, no. 1, pp. 41-57, 2004.
- [18] Skvarenina T. L., "The power electronics handbook: Industrial electronics series", CRC Press LLC, U. S. A, 2002.
- [19] Carlsson A., "The back to back converter: control and design", Thèse de doctorat, Institut de technologie de Lund, Sweden, 1998.

- [20] Baroudi J. A, Dinavahi V. and A. M. Knight, "A review of power converter topologies for wind generators", Elsevier, Renewable Energy, Vol. 32, pp. 2369–2385, 2007
- [21] Imayavaramban M., Chaithanya A.V. K et Fernandes B.G., "Analysis and mathematical modelling of matrix converter for adjustable speed AC drives", IEEE power systems conference and exposition PSCE'06, pp.654-659, Oct/Nov. 2006, Atlanta, GA.
- [22] Wheeler P. W., Clare J. C., Empringham L., Bland M. and Kerris K. G., " Matrix converters: A vector controlled MCT matrix converter induction motor drive with minimized commutation times and enhanced waveform quality ", IEEE industry applications magazine, pp. 59-65, JAN/FEB 2004.
- [23] Khettache L. "Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique double alimentée," Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie, 2007.
- [24] Onichenko G.B. ; Loktieva I.L. ; les cascades asynchrones et les moteurs à double alimentation. Moscou, Energie, 1979.
- [25] Singh G. K., Yadav K. B., Saini R. P., Analysis of a saturated multi-phase (six phase) self-excited induction generator, International Journal of Emerging Electric Power Systems, vol. 7, n° 2, pp. 1–21, 2006.
- [26] Hadiouche D., "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure," Thèse de Doctorat de l'Université de Nancy I, France, Décembre 2001.
- [27] Abdelhamid L. Contribution à l'étude des performances des générateurs électromagnétiques utilisés dans les systèmes éoliens. Mémoire de magister, Université de Batna , Algérie, 2008
- [28] Amimeur H. Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement. Mémoire de magister, Université de Batna , Algérie, 2008
- [29] Mérabet E.. Commande floue adaptative d'une machine asynchrone double étoile. Mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2008
- [30] Touhami O. ; contribution à l'identification paramétrique des machines électriques ; Thèse de Doctorat, ENP Alger, 1994.
- [31] Multon B. « Application des aimants aux machines électriques », Notes de cours version 2006 Ecole Normale Supérieure de Cachan, antenne de Bretagne, Département de Mécatronique.
- [32] Kant M. « Actionneurs à collecteur à aimant permanent », Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique D 3 695.
- [33] Ivanov-Smolensky A.V. Machines électriques. M., Ed. Energie, 1980.
- [34] Maafa A., Aouzellag D., Ghedamsi K., Abdessamed R. Modélisation et contrôle en puissance d'une cascade à deux machines asynchrones doublement alimentées. 6th International Conference on Electrical Engineering, CEE'2010, Batna University.

Dans la COLLECTION TECHNOSUP :

Niveau A : Approche

Niveau B : Bases

Niveau C : Compléments

calcul scientifique :

- VBA pour Excel. Bibliothèque mathématique avec applications pratiques 600 p. (C)
- Faire des maths avec *Mathematica*. Initiation, thèmes d'étude 160 p. (B)
- Eléments d'analyse. Calcul différentiel et intégral 240 p. (A)
- Mathématiques des sciences appliquées 216 p. (B)
- Suites et séries. Cours et exercices corrigés 192 p. (B)
- Analyse harmonique. Cours et exercices 192 p. (B)
- Calcul scientifique avec *Matlab* 288 p. (C)
- Modélisation et analyse des systèmes linéaires 224 p. (C)
- Tenseurs, variations et milieux continus 288 p. (C)

D. ROUX
N. VERDIER
B. RADI, A. EL HAMI
Ph. GOLDNER
A.-J. RIQUET
B. ROSSETTO
J. KOKO
J.F. MASSIEU, Ph. DORLÉANS
J.-F. GANGHOFFER

mesure :

- Mesure physique et instrumentation 192 p. (A)
- Capteurs électrochimiques. Fonctionnement, utilisation, conception 288 p. (C)
- Systèmes d'acquisition de données 240 p. (B)
- Traitement des mesures. Interprétation, modélisation 384 p. (B)
- Traitement statistique du signal 216 p. (C)
- Analyse spectrale Cours Supélec 192 p. (C)

D. BARCHIESI
C. GONDRAN, P. FABRY
E. ETIEN
R. JOURNEAUX
M. BARRET
G. FLEURY

probabilités :

- Probabilités pour modéliser et décider 256 p. (A)
- Calcul des probabilités 224 p. (B)
- Modélisation probabiliste pour l'ingénieur 312 p. (C)

N. SAVY
J.-P. BOULAY
A. SMOLARZ

statistiques :

- Statistique sans mathématique 224 p. (A)
- Assimiler et utiliser les statistiques 288 p. (A)
- Statistiques et expérimentation en biologie 192 p. (A)
- Statistique mathématique 360 p. (B)

J. BADIA, R. BASTIDA, J.R. HAÏT
L. PIBOULEAU
J.-Cl. LABERCHE
J.-P. BOULAY

mécanique quantique ::

- La mécanique quantique et ses applications Cours Supélec 224 p. (C)

A. et M.-F. CHARLIER

ondes, corpuscules :

- Ondes et matière 352 p. (C)
- Physique pour l'électronique. Corpuscule, onde, état quantique, structures 320 p. ((B))
- Eléments de propagation électromagnétique 160 p. (B)
- Techniques micro-ondes. Dispositifs passifs et tubes micro-ondes Cours Supélec 320 p. (C)
- Optoélectronique. Composants photoniques et fibres optiques Cours Supélec 320 p. (C)
- Le radar. Théorie et pratique Cours Supélec 160 p. (C)

D. BARCHIESI, M. LAMY DE LA CHAPELLE
A. et D. DEVILLE
Ph. ROSNET
M. HELIER
Z. TOFFANO
J.-M. COLIN

optique :

- Optique physique. Interférences, diffraction, holographie. Cours et exercices 192 p. (A)
- Optique moderne. Polarisation, lasers, fibres optiques. Cours et exercices 224 p. (B)
- Exercices corrigés d'optique. Optique instrumentale. Optique de Fourier 192 p. (B)

Fl. WEIL
Fl. WEIL
J. SURREL

acoustique :

- Biophysique de l'environnement sonore 192 p. (B)
- Acoustique générale 352 p. (C)

C. GELIS
C. POTEI, M. BRUNEAU

géophysique :

- Murmures ionosphériques. Techniques de réception sous le seuil de 100 kHz 216 p. (C)

J.-J. DELCOURT

géologie :

- Pétrologie sédimentaire 264 p. (B)

F. BOULVAIN

environnement :

- Les traitements de l'eau. Cours et problèmes résolus 256 p. (B)
- Techniques appliquées au traitement de l'eau 256 p. (B)
- Pollution atmosphérique. Causes, conséquences, solutions, perspectives 224 p. (B)
- La lutte biologique. Application aux arthropodes et adventices. 320 p. (B)
- Biodégradation des matériaux. (288 p. (C))
- Gestion des déchets. Réglementation, organisation, mise en œuvre 224 p. (A)
- Traitement des déchets. Valorisation, élimination. 288 p. (A)

Cl. CARDOT
(coord.) Cl. CARDOT
P. MASCLET
B. PINTUREAU
A. CORNET, F. FEEUGEAS, B. TRIBOULET
Th. ROGAUME
A. ADDOU

chimie :

- Révisions et autoévaluation en chimie structurale. 240 p. (A)
- Comprendre la chimie organique - 2e édition 240 p. (A)
- Assimiler la chimie organique 192 p. (A)
- La chimie en IUT et BTS. Cours et exercices résolus 224 p. (A)
- Chimie des solutions. Résumés de cours et exercices corrigés 224 p. (B)

C. WATERLOT
A. LASSALLE, D. ROBERT
A. LASSALLE, D. ROBERT
F. VAISSIAUX
P.-L. FABRE

génie chimique :

- Thermodynamique et cinétique chimique. Résumés de cours et exercices 224 p. (B)
- Cinétique et catalyse hétérogènes 320 p. (C)
- Réactions et réacteurs chimiques 288 p. (B)
- Génie chimique. Les opérations unitaires 312 p. (C)

P.-L. FABRE
B. GILOT, R. GUIRAUD
M. GUISNET, S. LAFORGE, D. COUTON
D. MORVAN

analyse physico-chimique :

- Les techniques de laboratoire 160 p. (A)
- Spectrométrie de masse 320 p. (C)
- Séparation et analyse des biomolécules. Méthodes physico-chimiques 256 p. (B)

E. BOURGUET, C. AUGÉ
G. DUGUAY
J.-P. SINE

mécanique :

- Mécanique générale. Cours, exercices et problèmes corrigés 288 p. (B)

Cl. CHÈZE, H. LANGE

- Actions mécaniques. Statique. Inertie. De la théorie aux applications 224 p. (A) CI. CHÈZE, F. BRONSARD
 - Vibrations des structures 224 p. (B) G. VENIZELOS
- milieux continus :**
- Mécanique des milieux déformables 288 p. (B) M. FOURAR, CI. CHÈZE
 - Théorie microscopique des liquides 480 p. (C) J.-L. BRETONNET
 - Les écoulements de fluides newtoniens 384 p. (C) J.-N. GENÇE
- génie mécanique**
- Détermination des éléments de machines 360 p. A. BOURDON, L. MANIN, D. PLAY
 - Conception et construction des moteurs alternatifs 288 p. (C) Ph. ARQUÈS
 - Transmissions mécaniques de puissance. Boîtes de vitesses automatiques 288 p. (C) Ph. ARQUÈS
 - Ingénierie des turbomachines. Cours et exercices résolus 288 p. (C) M. PLUVIOSE
- structures :**
- Dimensionnement des structures. Résistance des matériaux 224 p. (B) D. CHÈZE
 - Mécanique des structures. Du calcul analytique au calcul matriciel 288 p. (B) J.-Ch. CRAVEUR, CI. CHÈZE
 - Vibrations des structures pour l'ingénieur et le technicien 264 p. (C) B. COMBES
 - Comprendre les éléments finis. Structures 288 p. (C) A. CHATEAUNEUF
- thermodynamique :**
- La thermodynamique des principes aux applications 312 p. (C) CI. CHEZE, P. BAUER
 - Réactions thermiques en phase gazeuse. Modélisation 288 p. (C) G.-M. CÔME
 - La méthode modale en thermique 320 p. (C) G. LEFEBVRE
 - Transferts thermiques, application à l'habitat. Méthode nodale 224 p. (C) H. CORTES, J. BLOT
 - Combustion. Inflammation, combustion, pollution, applications 320 p. (C) Ph. ARQUÈS
- énergétique :**
- Moteurs alternatifs à combustion interne. De la théorie à la compétition 288 p. (B) Ph. ARQUÈS
 - Machines à fluides. Principes et fonctionnement 288 p. (C) M. PLUVIOSE
 - Conversion d'énergie par turbomachines 288 p. (C) M. PLUVIOSE
 - Propulseurs aéronautiques et spatiaux 288 p. (C) P. BAUER
 - Piles à combustible. Principes, modélisation, applications 192 p. (B) B. BLUNIER, A. MIRAQUI
 - Énergie solaire. Calculs et optimisation 320 p. (B) J. BERNARD
 - Énergie nucléaire 1. De la théorie aux applications 256 p. (B) J. BERNARD
 - Énergie nucléaire 2. Les réacteurs nucléaires électrogènes 288 p. (B) J. BERNARD
- science des matériaux :**
- Introduction à la cristallographie. Solides cristallisés et empilements compacts 160 p. (A) D. RIGU
 - Propriétés et comportements des matériaux - 2e édition 336 p. (B) A. CORNET, F. HLAWKA
 - Métallurgie mécanique - 2e édition 320 p. (B) A. CORNET, F. HLAWKA
 - Fatigue des structures. Endurance, rupture, critères, contrôle, durabilité 320 p. (C) G. HENAFF, F. MOREL
 - Endommagement interfacial des métaux 256 p. (C) G. SAINDRENAN, R. LE GALL, F. CHRISTIEN
 - Cycle de vie des surfaces industrielles (312 p. (C) F. HLAWKA, A. CORNET
- génie civil :**
- Béton armé. Application de l'eurocode 2 224 p. (B) R. NICOT
 - Analyse et dimensionnement sismiques 224 p. (B) P. LESTUZZI
- productique :**
- Méthodes, productique et qualité 224 p. (B) J.-M. CHATELET
 - Maintenance industrielle 288p. (B) J.M. AUBERVILLE
 - Analyse et maintenance des automatismes industriels 192 p. (B) A. REILLER
 - TGAO La technologie de groupe 288 p. (C) A. NADIF
- génie industriel :**
- Maîtriser la conduite de projet 192 p. (A) C. ALONSO
 - Management de projet technique 192 p. (B) C. CAZAUBON, G. GRAMACIA, G. MASSARD
 - Organisation et génie de production 224 p. (B) F. LAMBERSEND
 - Méthode d'aide à la décision. Approche théorique et études de cas 192 p. (B) R. LABBÉ
- électricité générale :**
- Vade-mecum d'électrotechnique 312 p. (A) C. LE TRIONNAIRE, J.-P. PICHENY
 - Circuits électriques, Régimes continu, sinusoïdal et impulsionnel 192 p. (A) J.-P. BANCAREL
 - Les lois de l'électricité 288 p. (A) M. PLOU
 - Annales d'électrotechnique BTS Maintenance 256 p. (A) D. VINCENT, N. ORTEGA
 - Annales d'électrotechnique BTS Maintenance 1997/2008 224 p. (A) D. VINCENT
 - T.P. d'électrotechnique par simulation avec PSIMDEMO 224 p. (A) F. LEPLUS
- machines électriques :**
- Moteurs à courant alternatif 288 p. (A) D. JACOB
 - Le moteur asynchrone. Régimes statique et dynamique 160 p. (C) L. MUTREL
 - Machines à courant alternatif 240 p. (B) D. NAMANE
 - Modélisation et commande des moteurs triphasés 256 p. (C) G. STURTZER, E. SMIGIÈRE
 - Électrotechnique. Machines et réseaux Cours Supélec 256 p. (C) J.-P. FANTON
 - Machines électriques. Théorie et Mise en oeuvre Cours Supélec 256 p. (C) Ph. BARRET
 - Machines électriques tournantes 384 p. (C) B. LAPORTE
- électronique de puissance :**
- Electronique de puissance, Principes, fonctionnement, dimensionnement 256 p. (A) D. JACOB
 - Les redresseurs, Redresseurs à diodes, à thyristors et mixtes 336 p. (B) J. MIGNARD, C. PIN
- électronique :**
- Les fondamentaux en électronique 224 p. (A) P. ROCHETTE
 - Des clés pour l'électronique. Travaux dirigés illustrés par simulation 160 p. (A) B. GIRAULT
 - Les oscillateurs en électronique. Cours et exercices corrigés 160 p. (B) G. COUTURIER
 - L'outil graphique en électronique et automatique 224 p. (B) J. BAILLOU, G. CHAUVAT, C. PEJOT

- Modulation d'amplitude, Cours et exercices 352 p. (C) F. BIQUARD
 - Amplificateurs fondamentaux et opérationnels. Cours et exercices corrigés 352 p. (B) A. LANTZ
 - Electronique radiofréquence Cours Supélec 256 p. (C) A. PACAUD
 - Electronique analogique rapide 216 p. (C) A. FABRE
 - Circuits spécialisés de l'électronique actuelle 320 p. (C) A. et D. DEVILLE
- semi-conducteurs :**
- Composants à semiconducteurs Cours Supélec 256 p. (C) O. BONNAUD, A. PACAUD
 - Technologie micro-électronique. Du silicium aux circuits intégrés 160 p. (B) O. BONNAUD
 - Détecteurs à semi-conducteurs, Principes et matériaux 224 p. (C) J.-P. PONPON
 - Les semiconducteurs de puissance Cours.Supélec 256 p. (C) P. ALOÏSI
- électronique numérique :**
- Electronique numérique. Fonctionnement, modélisation, circuits intégrés 320 p. (B) A. et D. DEVILLE
 - Circuits intégrés numériques. Du transistor au microprocesseur 224 p. (A) A.-Riadh BABA-ALI
- traitement du signal :**
- Signaux et systèmes continus et échantillonnés 192 p. (B) M. VILLAIN
 - Signaux et systèmes linéaires Cours Supélec 192 p. (B) A. PACAUD
 - Traitement du signal analogique. Cours 224 p. (A) T. NEFFATI
 - Traitement du signal analogique. Exercices et problèmes résolus 224 p. (B) T. NEFFATI
 - Ingénierie du signal. Théorie et pratique 224 p. (B) Ph. COURMONTAGNE
 - Analyse et traitement du signal. Approches pour l'ingénieur 320 p. (B) Ph. GAILLARD, R. LENGELLE
 - Théorie et pratique du signal déterministe et aléatoire, continu et discret 384 p. (B) J.-P. TANGUY
- filtrage numérique :**
- Débuter en traitement numérique du signal 224 p. (A) J.-N. MARTIN
 - Analyse et contrôle numériques du signal 192 p. (B) Ph. DESTUYNDER, F. SANTI
 - Traitement numérique du signal. Théorie et applications 256 p. (C) K. KPALMA, V. HAESE-COAT
- automatique :**
- Ce qu'il faut savoir sur les automatismes, Fiches-résumés 256 p. (A) P. GRARE, I. KACEM
 - Systèmes asservis linéaires 224 p. (B) M. VILLAIN
 - Asservissements linéaires continus 288 p. (B) P. ROUSSEAU
 - Commande analogique et numérique des systèmes 384 p. (B) R. KONN
 - Systèmes et asservissements continus 320 p. (C) É. OSTERTAG
 - Régulation PID en génie électrique. Etude de cas 256 p. (C) D. JACOB
 - Problèmes résolus d'automatique 288 p. (B) Ch. BURGAT
 - Problèmes résolus d'automatique par thèmes et par types d'application 256 p. (B) R. HUSSON
 - Développement des Grafsets - 2e édition 192 p. (B) B. REEB
- robotique :**
- Traité de robotique. 1- Les architectures, conception, modélisation, équations 432 p. (C) C. BOP
 - Traité de robotique. 2- Les parties opératives 336 p. (C) C. BOP
 - Commande numérique des systèmes Cours Supélec 256 p. (C) E. GODOY, É. OSTERTAG
 - Commande et estimation multivariables 288 p. (C) É. OSTERTAG
 - Commande automatique des systèmes linéaires, utilisation de MATLAB 256 p. (C) V. MINZU, B. LANG
 - Commande et diagnostic des systèmes dynamiques 320 p. (C) R. TOSCANO
 - Ingénierie de la commande des systèmes 256 p. (C) A. CROSNIER, G. ABBA, B. JOUVENCEL, R. ZAPATA
- informatique industrielle :**
- Bit après bit. Computers 1 320 p. (B) J.-J. MERCIER
 - Séquence après séquence. Computers 2 288 p. (B) J.-J. MERCIER
 - Instruction après instruction. Computers 3 320 p. (C) J.-J. MERCIER
 - Circuits logiques programmables. Mémoires, PLD, CPLD, FPGA 256 p. (B) A. NKETSA
 - Du binaire au processeur 320 p. (BC) E. MESNARD
 - Concevoir son microprocesseur 256 p. (B) J.-Ch. BUISSON
 - Logique combinatoire et séquentielle. Système, méthodes, réalisations 320 p. (C) Cl. BRIE
 - Architecture des systèmes sur puce 320 p. (C) A. ATTOUI
- image :**
- Traitement de l'image et de la vidéo, avec exercices pratiques en Matlab et C++ 240 p. (C) R. BELAROSSI
- communication, réseaux :**
- Lignes de transmission 224 p. (B) R. MEYS
 - Transmission de l'information 192 p. (B) Ph. FRAISSE, D. MARTY-DESSUS, R. PROTIÈRE
 - Architectures des réseaux et télécommunications 192 p. (B) P. LORENZ
 - Réseaux Intranet et Internet, Architecture et mise en œuvre 336 p. (B) J. PHILIP
 - Codes correcteurs. Principes et exemples 192 p. (C) J. BADRIKIAN
- bases de données :**
- Bases de données. Implémentation avec Access 256 p. (B) J. AUBERT
 - Conception méthodique des bases de données. Un guide de bonne pratique 224 p. (A) G. BUENO
 - Gradualité et imprécision dans les bases de données 320 p. (B) P. BOSCH, L. LIÉTARD, O. PIVERT, D. ROCACHER
- bureautique :**
- Excel pour l'ingénieur - 2e édition 336 p. (B) Ph. BELLAN
- processus temps réel :**
- Approche du temps réel industriel 160 p. (A) J.-M. DE GEETER
 - Gestion des processus industriels temps réel 224 p. (B) J.-J. MONTOIS
- programmation :**
- Algorithmes fondamentaux et langage C 320 p. (B) J.-L. IMBERT
 - Le langage C par l'exemple 320 p. (A) Ph. ROBINET
 - Du procédural à l'objet : les langages C et C++ 352 p. (B) J. PHILIPP
 - Belle programmation et langage C Cours Supélec 192 p. (C) Y. NOYELLE
 - Programmation avec le langage Python 336 p. (C) X. DUPRE
 - Compilations des langages de programmation 192 p. (C) M. GAUTIER

génie logiciel :

- Méthode orientée objet intégrale MACAO 320 p. (B)
- La conception orientée objet, évidence ou fatalité 160 p. (B)
- Conception des systèmes d'information. Méthodes et techniques 320 p. (B)
- Spécification des logiciels. Deux exemples : Z et UML 320 p. (C)
- Exercices corrigés de conception logicielle. Modélisation par la pratique 320 p. (B)
- Exercices corrigés d'UML. Passeport pour une maîtrise de la notation 320 p. (C)
- Exercices corrigés en langage Z. Spécifications formelles par l'exemple 256 p. (C)

J.-B. CRAMPES
J.-L. CAVARERO, R. LECAT
P. ANDRÉ, A. VAILLY
P. ANDRÉ, A. VAILLY
P. ANDRÉ, A. VAILLY
P. ANDRÉ, A. VAILLY
P. ANDRÉ, A. VAILLY

ergonomie :

- Interfaces graphiques ergonomiques. Conception, modélisation 192 p. (B)
- Analyse des tâches en ergonomie 160 p. (A)

J.-B. CRAMPES
M. MOSCATO

logistique :

- Logistique interne 160 p. (A)

L. AMODEO, F. YALAOUI

sécurité :

- Sécurité des ouvrages. Risques. Géotechnique 320 p. (C)
- Risques et sécurité 224 p. (C)

J.-L. FAVRE
J.-F. GUYONNET

économie :

- Gestion financière. Analyse et politique financières de l'entreprise 256 p. (B)
- Méthodes mathématiques pour les finances 384 p. (C)
- Les marchés à terme agricoles 256 p. (B)
- La Bourse et les produits boursiers 320 p. (B)

A. RIVET
J.-Ph. ARGAUD, O. DUBOIS
N. HABERT
D. ARNOULD

législation :

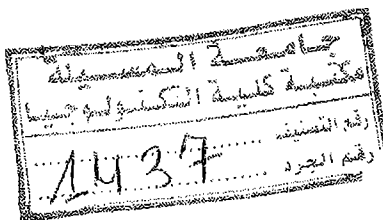
- La réglementation du travail 160 p. (A)
- Le travail salarié 256 p. (A)
- Connaître et comprendre le droit. Principes et cas pratiques 256 p. (B)

Ph. MALINGREY
P. IRIART
C. GABET

éthique :

- Science, technologie et éthique 288 p. (B)

S. LAVELLE



La collection TECHNOSUP dirigée par Claude Chèze est une sélection d'ouvrages dans toutes les disciplines, pour les filières technologiques des enseignements supérieurs.

Niveau A Approche (éléments, résumés ou travaux dirigés)
Niveau B Bases (cours avec exercices et problèmes résolus)
Niveau C Compléments (approfondissement, spécialisation)

IUT - BTS - 1^{er} cycle
IUP - Licence
Écoles d'ingénieurs, Master

L'ouvrage : niveau C (Master - Écoles d'ingénieurs - Recherche)

Dans un document unique, ce livre réunit un maximum d'informations relatives à la modélisation des machines électriques. Il les présente sous une forme pratique, rationnelle et conforme à l'approche de la formation LMD. Il offre ainsi de façon très pédagogique aux étudiants de licence, de master ou de doctorat, des réponses à leurs questions naturelles. Il intéressera également les enseignants et les professionnels, auxquels il servira de guide pratique et de manuel de référence. Dans cet esprit, chaque partie du document est pratiquement indépendante.

L'ouvrage est basé sur un développement de modèles mathématiques clairs, représentés sous forme de schémas de simulation sous environnement Matlab/Simulink qui sont faciles à interpréter, aussi bien pour les spécialistes que pour les non initiés. Il présente également les résultats de ces simulations, suivis de commentaires précis qui mettent en évidence les spécificités dynamiques de chaque machine.

Une méthodologie de modélisation des machines électriques est également proposée en présentant des modèles, des schémas et des résultats de simulation de machines usuelles en fonctionnement moteur et générateur.

L'auteur :

Rachid Abdessemed, diplômé de l'École Polytechnique de Kiev est Professeur à l'Université de Batna, où il dirige le Laboratoire de recherche en électrotechnique (LEB) et travaille sur la conception et le contrôle des machines électriques, la fiabilité et les énergies renouvelables.

Illustration de couverture : Dessin de Léonard de Vinci.

