

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

BADJI MOKHTAR-ANNABA UNIVERSITY



جامعة باجي مختار - عنابة

UNIVERSITE BADJI MOKHTAR- ANNABA

Faculté Sciences de l'ingénieur

Département Electrotechnique

MEMOIRE

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de **MAGISTER**

Etude comparative de la commande vectorielle directe et indirecte d'une machine asynchrone

Option

Qualité de l'énergie électrique

Par

MESBAHI NADHIR

Directeur de mémoire : **Mr. N.E. DEBBACHE** prof UNIVERSITE ANNABA

DEVANT LE JURY

Président	: Mr. M. HOUABES	MC	UNIVERSITE ANNABA
Examineurs	: Mr. H. LABAR	MC	UNIVERSITE ANNABA
	Mr. L. HIROUZ	MC	UNIVERSITE ANNABA
Membre invité	: Mr. A. OMEIRI	CC	UNIVERSITE ANNABA

Année 2007

ملخص

إن التقدم المحرز في مجال إلكترونيك القدرة و دارات التحكم ساهم في الاستخدام المتزايد للمحركات اللاتزامنية نظرا لما تتميز به من خصائص كالصلابة، التكلفة والاستطاعة.

إن نظام التحكم الفعال يتطلب بصفة عامة استجابة جيدة في الضبط وهو حساس بالنسبة لتغيرات ظروف التشغيل.

في هذا العمل طبقنا مبادئ التحكم الشعاعي للتدفق الموجه على الدوار من اجل فصل التدفق عن العزم الكهرومغناطيسي بطريقتين مختلفتين: تحكم شعاعي مباشر وتحكم شعاعي غير مباشر.

بعد ذلك قمنا بإجراء اختبارات على كلا الطريقتين؛ نتائج الواقع الافتراضي تؤكد صحة وفعالية هذا النوع من التحكم.

ABSTRACT

Advances in power electronics and control circuits have contributed to an increasing use of induction motors in electrical drive systems. The large – scale utilization of induction motors is mainly due to their robustness, their power – weight ratio, and to their manufacturing cost.

A control device of high performance in general requires a good response in regulation and continuation, which is insensitive with the variations of the conditions of operation and the parameters of the process.

In this work, we apply the principles of rotor-flux oriented control to realize decoupling between flux and the torque. Two types of control are considered: direct vector control and indirect vector control. We then analyzed the two methods of control by tests of robustness. The results of simulation confirm the validity and the system effectiveness of control.

RESUME

Les progrès réalisés en matière d'électronique de puissance et de circuits de commande ont Contribué à l'utilisation grandissante des machines asynchrones dans les systèmes d'entraînements électriques. Le recours aux machines asynchrones est surtout lié à leur robustesse, leur puissance massique et à leur coût de fabrication.

Un système de commande de haute performance demande en général une bonne réponse en régulation et en poursuite, qui soit insensible aux variations des conditions d'opération et des paramètres du procédé.

Dans le présent travail, nous appliquons les principes de commande vectorielle à flux rotorique orienté pour réaliser le découplage entre le flux et le couple. Deux types de commande sont envisagés : commande vectorielle directe et commande vectorielle indirecte.

Nous avons ensuite analysé les deux méthodes de commande par des essais de robustesse. Les résultats de simulation confirment la validité et l'efficacité du système de commande.

REMERCIEMENTS

Je remercie en premier lieu dieu tout puissant pour m'avoir donné la force et la volonté d'accomplir ce modeste travail.

*Je remercie Monsieur **N.E.DEBBACHE**, professeur à l'Université de Annaba, pour avoir accepté d'être le rapporteur de ce mémoire.*

Je remercie également les membres de jury :

Mr. M. HOUABES

Mr. H. LABAR

Mr. L. HIROUZ

Mr. A. OMEIRI

D'avoir acceptés d'honorer par leur présence la soutenance de notre mémoire de magister.

LISTE DES FIGURES

Figure	Titre	Page
Figure (I.1)	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée	4
Figure (I.2)	Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q	6
Figure (II.1)	Schéma général de l'alimentation de la MAS	14
Figure (II.2)	Redresseur triphasé double alternance à diodes	14
Figure (II.3)	La tension de sortie du redresseur	15
Figure (II.4)	Schéma du filtre (LC)	15
Figure (II.5)	Schéma d'un onduleur alimentant le stator du MAS	17
Figure (II.6)	Détermination des instants de commutation	20
Figure (II.7)	Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoidale	20
Figure (III.1)	Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu	24
Figure (III.2)	Orientation du flux rotorique	24
Figure (III.3)	Représentation de l'estimateur	27
Figure (III.4)	Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension	27
Figure (III.5)	Commande découplée – Expression de Φ_r et C_e	28
Figure (III.6)	Bloc de compensation e_{sd}	29
Figure (III.7)	Bloc de compensation e_{sq}	29
Figure (III.8)	Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse	30
Figure (III.9)	Schéma fonctionnel de la régulation de couple	31
Figure (III.10)	Schéma fonctionnel de la régulation du flux	32
Figure (III.11)	Bloc de défluxage	33

Figure (III.12)	Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension	34
Figure (III.13)	Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}	35
Figure (III.14)	Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}	35
Figure (IV.1)	Schéma de simulation de MAS alimentée par réseau équilibré	37
Figure (IV.2)	La réponse de la MAS à vide alimentée par un réseau équilibré	38
Figure (IV.3)	La réponse de la MAS en charge à $t=0.5s$	39
Figure (IV.4)	Schéma de simulation de MAS alimentée par un onduleur	41
Figure (IV.5)	La réponse de la MAS à vide alimentée par un onduleur	41
Figure (IV.6)	La réponse de la MAS en charge à $t=0.5s$	42
Figure (IV.7)	Schéma de simulation de CVD	44
Figure (IV.8)	Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide puis en charge à $t=1s$	45
Figure (IV.9)	Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation	46
Figure (IV.10)	Réponse du système à basses vitesses	47
Figure (IV.11)	Réponse du système lors de variation du sens de rotation et du couple de charge	48
Figure (IV.12)	Schéma de simulation de CV indirecte	49
Figure (IV.13)	Résultats de simulation lors du démarrage à vide puis en charge à $t=1s$	50
Figure (IV.14)	Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation	51
Figure (IV.15)	Résultats de simulation lors fonctionnement à basses vitesses	52
Figure (IV.16)	Résultats de simulation lors inversion du sens de rotation et introduction du couple de charge	53

LISTE DE NOTATIONS ET SYMBOLES

symbole	Désignation
MAS	Machine Asynchrone
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
CV	Commande Vectorielle
CVD	Commande Vectorielle Directe
f.e.m	Force électromotrice
*	
X	Grandeur de référence
\hat{X}	Grandeur estimée
A, B, C	Indices des phases statorique
a, b, c	Indices des phases rotorique
s, r	Indices relatif au stator et rotor respectivement
d	Indice de l'axe direct
q	Indice de l'axe en quadrature
o	Indice de l'axe homopolaire
[Vs]	Vecteur tension statorique
[Vr]	Vecteur tension rotorique
[Is]	Vecteur courant statorique
[Ir]	Vecteur courant rotorique
[Φ_s]	Vecteur flux statorique
[Φ_r]	Vecteur flux rotorique
ω_s	Pulsation statorique
ω	Vitesse de rotation électrique
ω_{sl}	Pulsation de glissement
ω_c	La vitesse angulaire du système d'axe (d, q) par rapport au système d'axes triphasé (statorique)
Ω	Vitesse de rotation mécanique
θ	La position angulaire du rotor par rapport au stator
θ_{sl}	L'angle électrique entre a et d
θ_c	L'angle électrique entre A et d
Lm	Inductance cyclique mutuelle entre le stator et le rotor
Ls	Inductance cyclique propre du stator
Lr	Inductance cyclique propre du rotor
Ms	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques
Mr	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques
J	Moment d'inertie des masses tournantes
f	Coefficient de frottement visqueux
p	Nombre de paire de pôles
Rs	Résistance statorique
Rr	Résistance rotorique
Ts	Constante du temps statorique
Tr	Constante du temps rotorique
σ	Coefficient de dispersion de Blondel
Ce	Couple électromagnétique
Cr	Couple résistant

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
I.1. Introduction	3
I.2. Modélisation d'une machine asynchrone	3
I.2.1. Schéma d'une machine asynchrone	3
I.2.2. Hypothèses de travail	4
I.2.3. Equations électriques	4
I.2.4. Equations magnétiques	5
I.3. Application de la transformation de Park a la machine asynchrone triphasée	6
I.3.1. Principe de la transformation de Park	6
I.3.2. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q	7
I.3.3. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q	7
I.3.4. Equation des tensions	8
I.4. Choix du référentiel	8
I.4.1. Référentiel immobile par rapport au stator	8
I.4.2. Référentiel immobile par rapport au rotor	8
I.4.3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant	9
I.5. Expression du couple électromagnétique	9
I.6. Equation mécanique	10
I.7. Modélisation de la machine asynchrone par représentation d'état	10
I.7.1. Le système d'équation d'état	10
I.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en tension	11
I.7.3. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant	11
I.8. Conclusion	12
CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ALIMENTATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE	
II.1. Introduction	13
II.2. Système d'alimentation	13

II.3. Modélisation du redresseur	14
II.4. Modélisation du filtre	15
II.5. Modélisation de l'onduleur de tension	16
II.5.1. Description de l'onduleur	16
II.5.2. Modèle de l'onduleur de tension	17
II.6. Etude de la commande de l'onduleur	19
II.7. Principe du la MLI sinus- triangulaire	19
II.8. Conclusion	21
CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE	
ASYNCHRONE	
III.1. Introduction	22
III.2. Objectif de la commande vectorielle	23
III.3. Historique	23
III.4. Principe de la commande vectorielle	23
III.4.1. Principe du découplage	23
III.4.2. Principe de la commande par orientation du flux	24
III.4.3. Orientation du flux rotorique	24
III.5. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	25
III.5.1. Structure de la CVD	25
III.5.1.1. Description	25
III.5.1.2. Système d'équations	26
III.5.1.3. Estimateur du flux rotorique	26
III.5.2. Organisation fonctionnelle de la CVD	27
III.5.2.1 Découplage par compensation	28
III.5.2.2. Schéma de compensation	29
III.5.3. Calcul des régulateurs	29
III.5.3.1. Régulateur de vitesse	30
III.5.3.2. Régulateur de couple	31
III.5.3.3. Régulateur du flux	32
III.6. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté	33
III.6.1. Bloc de défluxage	33
III.6.2. La stratégie de la commande	34
III.6.3. Schéma fonctionnelle de la commande	34

III.6.4. Calcul des régulateurs	35
III.6.4.1. Régulateur de vitesse	35
III.6.4.2. Régulateurs de courants	35
III.7. Conclusion	36
CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS	
IV.1. Introduction	37
IV.2. Simulation de la machine asynchrone alimentée par le réseau	37
IV.2.1. Résultats de simulation à vide	38
IV.2.2. Résultats de simulation en charge	39
IV.2.3. Interprétation des résultats	40
IV.3. Simulation de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur	40
IV.3.1. Résultats de simulation à vide	41
IV.3.2. Résultats de simulation en charge	42
IV.3.3. Interprétation des résultats	43
IV.4. Simulation de la commande vectorielle directe	43
IV.4.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	44
IV.4.2. Réponse à une inversion de vitesse	46
IV.4.3. Réponse à basses vitesses	47
IV.4.4. Test de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation	48
IV.5. Simulation de la commande vectorielle indirecte	49
IV.5.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge	50
IV.5.2. Inversion du sens de rotation	51
IV.5.3. Fonctionnement à basses vitesses	52
IV.5.3. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge	53
IV.6. Conclusion	54
CONCLUSION GENERALE	55
ANNEXE	
BIBLIOGRAPHIE	

INTRODUCTION GENERALE

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine à induction assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité, sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle [1].

La résolution de ce problème de couplage entre le flux et le couple a donné naissance à la commande vectorielle qui cherche à orienter le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

L'évolution de la micro-informatique et la disponibilité de moyen de contrôle très rapide tels le DSP, permet aujourd'hui, de réaliser des algorithmes très complexes de commande pour prendre en compte la non linéarité du modèle de la machine à induction. Dans les deux dernières décennies, un essor appréciable à la commande du moteur à induction a été donné, où l'on peut distinguer la commande vectorielle par orientation du flux, la commande directe du couple DTC, la commande non linéaire et la commande par mode glissant [1].

La technique de commande la plus utilisée dernièrement de la machine à induction triphasée est la commande vectorielle par orientation du flux fut réalisée par BLASCHKE sous le titre commande découplée : découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique.

Notons aussi que, la MAS peut atteindre des performances dynamiques comparable à celles de la machine à courant continu à excitation séparée. Cette dernière présente l'avantage d'être facilement commandable en flux et en couple puisqu'ils sont naturellement découplés.

A la lumière de ces réflexions préliminaires, nous pouvons maintenant résumer l'objectif ainsi que le contenu de ce travail.

L'objectif de notre travail est d'étudier en détail la commande vectorielle d'une machine asynchrone par orientation du flux rotorique.

De faire une étude comparative par simulation numérique entre les deux méthodes de commande vectorielle directe et indirecte.

Le présent mémoire peut être structuré comme suit :

- Dans le premier chapitre, nous allons présenter la modélisation de la machine à induction commandée en tension, ainsi que le principe de la transformation de Park. L'application de cette transformation à la MAS permettra d'avoir un modèle à deux axes représente l'image du modèle triphasée, puis en le formulant sous forme d'équation d'état.
- Le second chapitre sera consacré à la modélisation de l'alimentation de la machine, en particulier l'onduleur de tension commandé par MLI naturelle. L'association machine-convertisseur sera simulée pour voir les impacts de ce convertisseur sur la machine.
- Le troisième chapitre donnera les principes de base de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la MAS, dont la machine est alimentée en tension. Cette technique permet d'avoir un découplage entre le couple et le flux. Les boucles de régulation sont associées avec des régulateurs PI.
- Au dernier chapitre, on présentera la simulation et l'interprétation des résultats d'alimentation directe de la machine, ainsi que l'association en boucle ouverte de l'onduleur-machine, puis la simulation de la commande vectorielle par orientation du flux directe et indirecte. Des tests de simulation sont faits pour examiner les performances de notre commande, ainsi qu'une étude comparative entre les deux techniques de commande : directe et indirecte.

Enfin, une conclusion générale résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire.

CHAPITRE I

MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.1. Introduction

Le principe de fonctionnement d'une machine asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créée par le courant triphasé fourni à l'enroulement statorique par le réseau, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs du rotor sont coupés par le champ tournant .

Cette interaction électromagnétique du stator et du rotor de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor. De cette façon, nous pouvons dire que, le fonctionnement d'une machine asynchrone est comparable à celui d'un transformateur dont l'enroulement secondaire est tournant [2].

I.2. Modélisation d'une machine asynchrone

Il nous faut un modèle de la machine asynchrone qui permet de simuler son fonctionnement en régime transitoire et qui permet de déboucher sur une commande vectorielle.

I.2.1. Schéma d'une machine asynchrone

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements de phase du stator A, B, C, ainsi que les trois enroulements du rotor a, b, c figure (I.1).

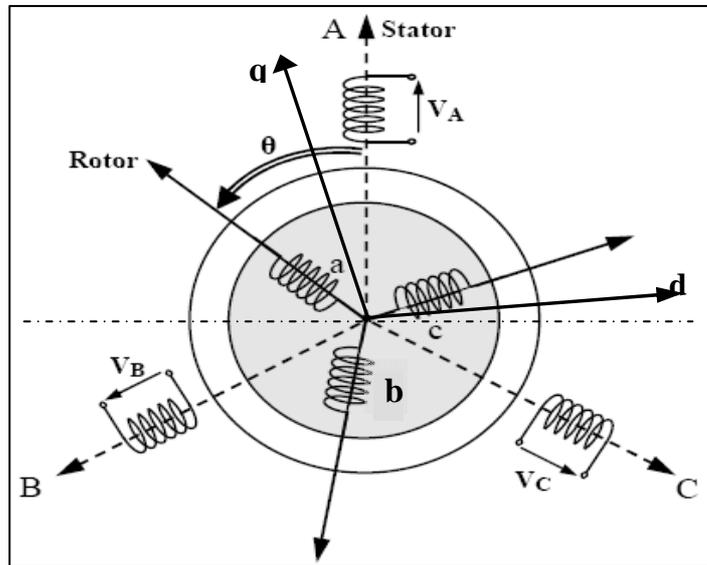


Figure (I.1) Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.2.2. Hypothèses de travail

Les principales hypothèses classiques et simplificatrices adoptées [1], [3] pour modéliser la machine à induction sont :

- ❖ la parfaite symétrie de la machine.
- ❖ l'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique.
- ❖ l'effet de peau négligeable.
- ❖ la machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées.
- ❖ l'entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable.
- ❖ l'induction dans l'entrefer à répartition sinusoïdale.

I.2.3. Equations électriques

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages.

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I.1)$$

$$[\mathbf{V}_r] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{I}_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \quad (\text{I.2})$$

Avec :

$$[\mathbf{V}_s] = \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix}; [\mathbf{I}_s] = \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}; [\Phi_s] = \begin{bmatrix} \Phi_A \\ \Phi_B \\ \Phi_C \end{bmatrix}; [\mathbf{R}_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$[\mathbf{V}_r] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}; [\mathbf{I}_r] = \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix}; [\Phi_r] = \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix}; [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

I.2.4. Equations magnétiques

Les flux totalisés couplés avec les phases statoriques et rotoriques s'expriment sous la forme :

$$[\Phi_s] = [\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{I}_r] \quad (\text{I.5})$$

$$[\Phi_r] = [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{I}_s] + [\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{I}_r] \quad (\text{I.6})$$

L'isotropie et la symétrie de la machine font que les inductances propres des phases statoriques sont égales et de même pour celles du rotor.

Les matrices $[\mathbf{L}_{ss}]$ et $[\mathbf{L}_{rr}]$ deviennent :

$$[\mathbf{L}_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [\mathbf{L}_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

En introduisant les équations (I.5) et (I.6) dans (I.1) et (I.2), nous obtenons le système d'équations :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} \{ [L_{ss}][I_s] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}][I_r] \} \quad (I.9)$$

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} \{ [L_{rr}][I_r] \} + \frac{d}{dt} \{ [M_{rs}][I_s] \} \quad (I.10)$$

I.3. Application de la transformation de Park a la machine asynchrone triphasée

I.3.1. Principe de la transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et les l'axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, d'enroulements fictifs d_s, q_s, d_r, q_r dont les axes magnétiques sont liés aux axes d, q conformément à la figure (I.2)

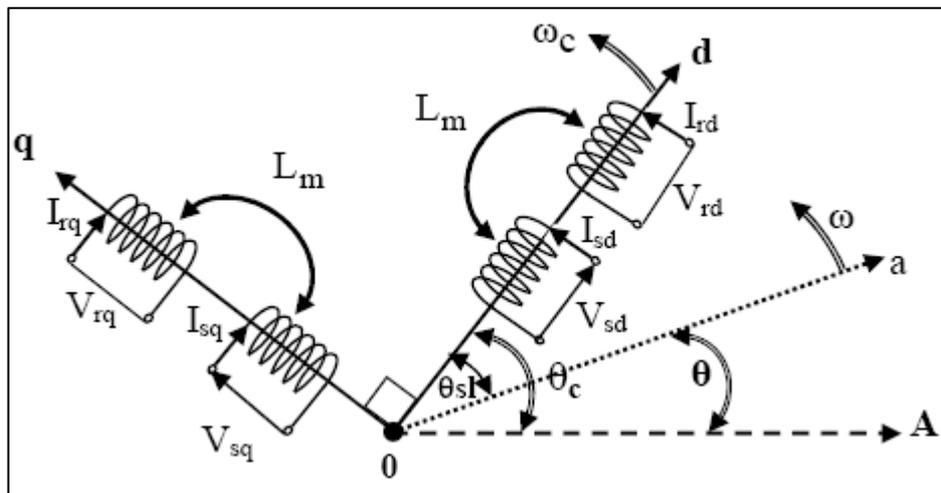


Figure (I.2) Représentation des enroulements fictifs d'axes d-q

Ce passage est rendu possible pour la transformation des grandeurs physiques par la matrice de Park $[P]$:

$$\begin{bmatrix} V_o \\ V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (I.11)$$

Soit $[\mathbf{V}_{odq}] = [\mathbf{P}][\mathbf{V}_{abc}]$; de même $[\mathbf{I}_{odq}] = [\mathbf{P}][\mathbf{I}_{abc}]$; $[\mathbf{\Phi}_{odq}] = [\mathbf{P}][\mathbf{\Phi}_{abc}]$

De même, pour la transformée inverse:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_a \\ \mathbf{V}_b \\ \mathbf{V}_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & \cos \theta & -\sin \theta \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ 1/\sqrt{2} & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{V}_o \\ \mathbf{V}_d \\ \mathbf{V}_q \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Soit $[\mathbf{V}_{abc}] = [\mathbf{P}]^{-1}[\mathbf{V}_{odq}]$.

La composante homopolaire (o) dans un système équilibré est nulle.

L'angle θ qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépend du choix du référentiel.

I.3.2. Equations électriques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

En appliquant la transformation du Park au système d'équations (I.1), (I.2), le nouveau système d'équations devient :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{sd} \\ \mathbf{V}_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sd} \\ \mathbf{I}_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{sd} \\ \mathbf{\Phi}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_c \\ \omega_c & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{sd} \\ \mathbf{\Phi}_{sq} \end{bmatrix}. \quad (\text{I.13})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{rd} \\ \mathbf{V}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_r & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{rd} \\ \mathbf{I}_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{rd} \\ \mathbf{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{rd} \\ \mathbf{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

I.3.3. Equations magnétiques d'un enroulement triphasé dans les axes d et q

On utilise encore la transformation de Park dans les relations (I.5), (I.6), nous obtenons :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{sd} \\ \mathbf{\Phi}_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_m \\ \mathbf{L}_m & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sd} \\ \mathbf{I}_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{I.15})$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{\Phi}_{sq} \\ \mathbf{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{L}_s & \mathbf{L}_m \\ \mathbf{L}_m & \mathbf{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{sq} \\ \mathbf{I}_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

I.3.4. Equation des tensions

Nous devenons remplacer les flux par leurs expressions en fonction des courants ; en utilisant (I.15) et (I.16), le modèle de la machine asynchrone triphasée dans le repère d'axe (d, q) sera donné sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s(d/dt) & -L_s\omega_c & L_m(d/dt) & -L_m\omega_c \\ L_s\omega_c & R_s + L_s(d/dt) & L_m\omega_c & L_m(d/dt) \\ L_m(d/dt) & -L_m\omega_{sl} & R_r + L_r(d/dt) & -L_r\omega_{sl} \\ L_m\omega_{sl} & L_m(d/dt) & L_r\omega_{sl} & R_r + L_r(d/dt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

I.4. Choix du référentiel

L'étude analytique d'une machine asynchrone à l'aide de la transformation de Park nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de réduire le nombre de grandeurs qu'on a besoin de connaître pour pouvoir simuler le fonctionnement de la machine. Il existe trois choix important ; on peut fixer le repère d, q au stator, au rotor ou au champ tournant [4].

I.4.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Ce référentiel est souvent nécessaire lors des études des variations importantes de la vitesse de rotation. Dans ces conditions nous avons :

$$\frac{d\theta_c}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega$$

Les grandeurs dans ce référentiel sont sinusoïdales, de pulsation égale à la pulsation statorique. Donc les problèmes de détermination de l'angle de la transformation de Park ne se posent plus, et par conséquent, la transformation triphasée -diphasée est linéaire.

I.4.2. Référentiel immobile par rapport au rotor

Ce référentiel est intéressant dans les problèmes de régimes transitoires ou la vitesse de rotation est considérée comme constante. Nous avons, donc :

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0$$

I.4.3. Référentiel immobile par rapport au champ tournant

Il est utilisé lorsque la fréquence d'alimentation est constante et à fréquence variable lors des petites perturbations autour d'un régime donné. Ce type de référentiel est caractérisé par les relations :

$$\frac{d\theta_c}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega$$

Pour cette étude, nous choisissons un repère (d, q) lié au champ tournant pour réaliser la commande vectorielle du fait que les grandeurs d'entrée-sortie sont continues. Ce repère permet d'obtenir une expression scalaire du couple électromagnétique en analogie avec le couple des machines à courant continu [5].

I.5. Expression du couple électromagnétique

Dans le cas général la puissance électrique instantané P_e fournie aux enroulements statorique et rotorique s'exprime en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} + V_{rd} I_{rd} + V_{rq} I_{rq} \quad (\text{I.18})$$

Elle se décompose en trois séries de termes :

1. puissance dissipée en pertes Joule :

$$R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2) \quad (\text{I.19})$$

2. puissance transmise au rotor sous forme de variation d'énergie magnétique :

$$I_{sd}(d\Phi_{sd}/dt) + I_{sq}(d\Phi_{sq}/dt) + I_{rd}(d\Phi_{rd}/dt) + I_{rq}(d\Phi_{rq}/dt) \quad (\text{I.20})$$

3. puissance mécanique P_m :

$$P_m = (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd})\omega_c + (\Phi_{rd} I_{rq} - \Phi_{rq} I_{rd})\omega_{sl} \quad (\text{I.21})$$

Le couple électromagnétique développe par la machine est donné par l'expression :

$$C_e = \frac{P_m}{\Omega} \quad \text{et} \quad \Omega = \frac{\omega}{p} \quad (\text{I.22})$$

Donc on tire l'expression scalaire du couple :

$$C_e = p(\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \quad (\text{I.23})$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{I.24})$$

$$C_e = pL_m(I_{rd} I_{sq} - I_{rq} I_{sd}) \quad (I.25)$$

Cette relation très importante met en évidence le fait que le couple résulte de l'interaction de composantes de courants statoriques et rotoriques en quadrature [6], [7], [8].

I.6. Equation mécanique

L'équation la plus simple d'un corps en rotation est de la forme :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (I.26)$$

I.7. Modélisation de la machine asynchrone par représentation d'état

La représentation d'état est un outil utile à la description des systèmes, à leur analyse, et à la synthèse de lois de commande sophistiquées. C'est une vision élargie de la théorie des systèmes reposant sur le concept d'énergie. En fait, à partir d'un instant donné, les systèmes dépendent non seulement des entrées extérieures mais également de son état énergétique à cet instant [9].

I.7.1. Le système d'équation d'état

Les grandeurs, fonction du temps, représentant les états énergétiques du système sont les composantes du vecteur d'état X. Les équations qui régissent le système sont:

$$\begin{cases} \dot{[X]}^* = [A][X] + [B][U] \\ [Y] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (I.27)$$

[X] : vecteur d'état.

[U] : vecteur des entrées.

[Y] : vecteur des sorties.

[A] : matrice d'évolution.

[B] : matrice d'application de la commande.

[C] : matrice d'observation.

[D] : matrice de transmission directe.

Ce formalisme est beaucoup utilisé dans le domaine de l'automatique et de l'identification.

I.7.2. Modèle d'état de la machine asynchrone alimentée en tension

Nous supposons que la machine est alimentée en tension sinusoïdal, les équations différentielles (I.13),(I.14) et les relations (I.15),(I.16) décrivent d'une manière générale le fonctionnement de la machine et permettent de concevoir une représentation d'état, alors le modèle de la machine est décrit par l'équation d'état suivante :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left\langle \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} \right\rangle I_{sd} + \omega_c I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_c I_{sd} - \left\langle \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} \right\rangle I_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rq} \end{cases} \quad (I.28)$$

I.7.3. Forme d'état du modèle de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant

La représentation d'état de la machine asynchrone dans le repère (d, q) lié au champ tournant peut se mettre sous la forme condensée:

$$[X]^* = [A][X] + [B][U]$$

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left\langle \frac{1}{T_s} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} \right\rangle & \omega_c & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} & \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \\ -\omega_c & -\left\langle \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} \right\rangle & -\frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega & \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.29)$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad X = \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix}$$

I.8. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone triphasée. En un premier temps les équations différentielle qui régissent le comportement dynamique de la machine à induction ont été posées en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices .Par la suite nous avons procédé à la transformation de Park qui permet de simplifier la modélisation du système, Puis on a abordé la représentation d'état qui nous facilite la réalisation de la commande vectorielle.

CHAPITRE II

MODELISATION DE L'ALIMENTATION D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

II.1. Introduction

Les applications industrielles exigent de plus en plus une vitesse variable, ce besoin se généralise dans tous les secteurs de l'industrie.

Des nombreuses solutions d'entraînement par machines à courant alternatifs à vitesse variable sont aujourd'hui possible, le moteur d'induction alimenté par onduleur à fréquence variable répond bien aux besoins dans une très large gamme de puissance.

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique de la machine. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimente par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique.

II.2. Système d'alimentation

Généralement la machine asynchrone est alimentée par deux convertisseurs en cascade, le convertisseur coté machine est un onduleur de tension contrôlé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et le convertisseur coté réseau est un redresseur triphasé double alternance à diodes, séparés par un filtre passe-bas (LC).

La figure (II.1) illustre le schéma synoptique d'une machine asynchrone et de son alimentation.

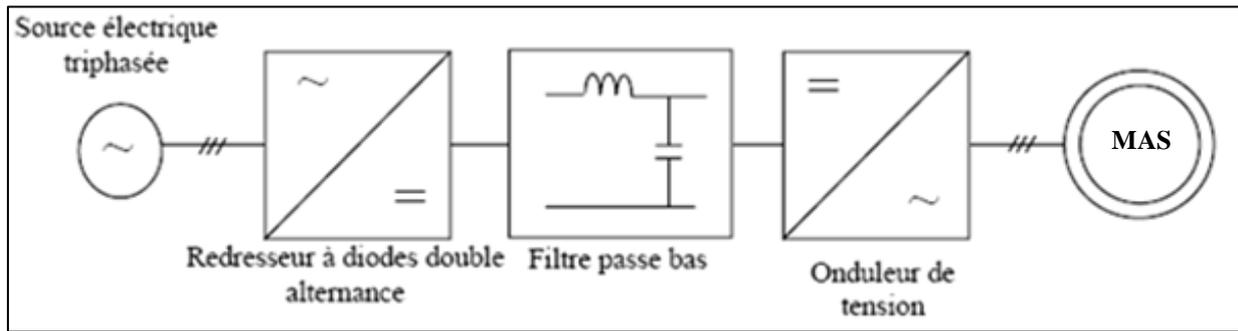


Figure (II.1) Schéma général de l'alimentation de la MAS

II.3. Modélisation du redresseur

Ce type de redresseur comporte trois diodes à cathode commune assurant l'aller du courant $I_d(t)$: D_1 , D_2 et D_3 , et trois diodes à anode commune assurant le retour du courant $I_d(t)$: D_4 , D_5 et D_6 schématisée par la figure suivante :

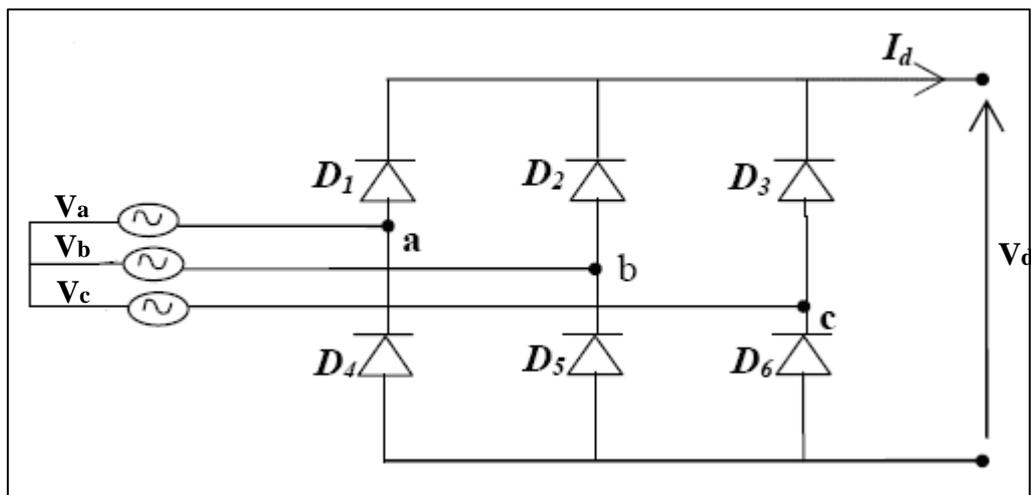


Figure (II.2) Redresseur triphasé double alternance à diodes

Si on suppose que le redresseur en question est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tensions :

$$\begin{cases} V_a(t) = V_m \sin(2\pi f t) \\ V_b(t) = V_m \sin(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c(t) = V_m \sin(2\pi f t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Et si on néglige l'effet d'empiétement, la tension de sortie du redresseur sera définie par :

$$V_{red} = \text{Max}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] - \text{Min}[V_a(t), V_b(t), V_c(t)] \quad (\text{II.2})$$

Cette tension est représentée par la figure (II.3)

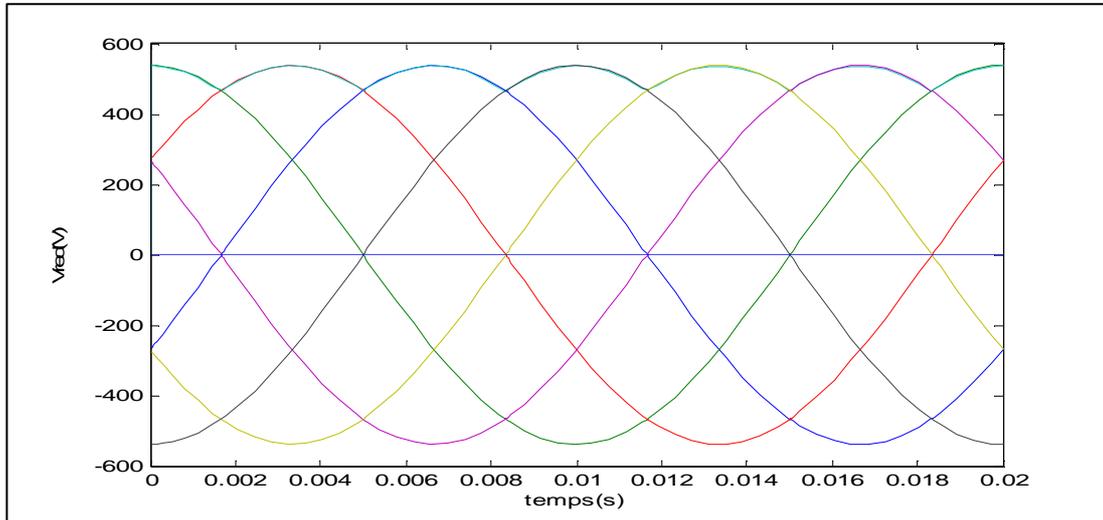


Figure (II.3) La tension de sortie du redresseur

II.4. Modélisation du filtre

A l'entrée de l'onduleur, la tension est sensiblement constante et le courant légèrement ondulé, pour remédier à cet inconvénient un filtre (LC) est insère entre le redresseur et l'onduleur. La capacité supprime les brusques variations de la tension lors des commutations et réduit l'ondulation de cette dernière durant les intervalles entre commutations [10].

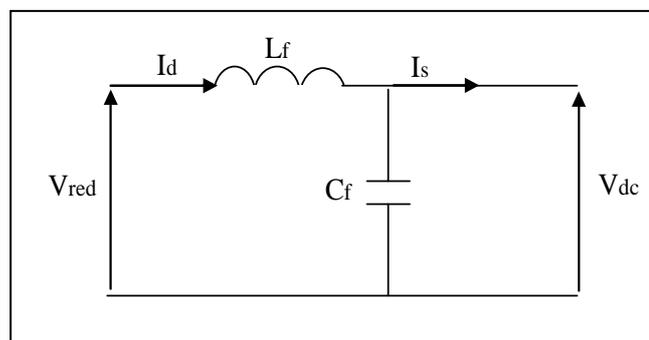


Figure (II.4) Schéma du filtre (LC)

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes:

$$\begin{cases} V_{red}(t) = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + V_{dc}(t) \\ \frac{dV_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (I_d(t) - I_s(t)) \end{cases} \quad (II.3)$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante:

$$F(S) = \frac{V_{dc}(S)}{V_{red}(S)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} S)^2} \quad (II.4)$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_f C_f}} \quad (II.5)$$

La détermination de L et C se fait en imposant une fréquence de coupure inférieure à la fréquence de la première harmonique à éliminer (6 fois la fréquence du réseau d'alimentation dans ce cas) [11].

II.5. Modélisation de l'onduleur de tension

II.5.1. Description de l'onduleur

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînements industriels. En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants [12].

Un onduleur de tension triphasé dont les composants semi-conducteurs contrôlables sont des transistors ou des thyristors GTO, possède six cellules de commutation et six diodes de roue libre. Chaque bras de l'onduleur est composé de deux cellules de commutations constituées chacune de l'interrupteur avec sa diode, la sortie correspondant au point milieu du bras. Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs K_{11} et K_{12} , K_{21} et K_{22} , K_{31} et K_{32} doivent être contrôlés de manière complémentaire [10], [13], [14], [15].

Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator du MSA est illustré par la figure (II.5) :

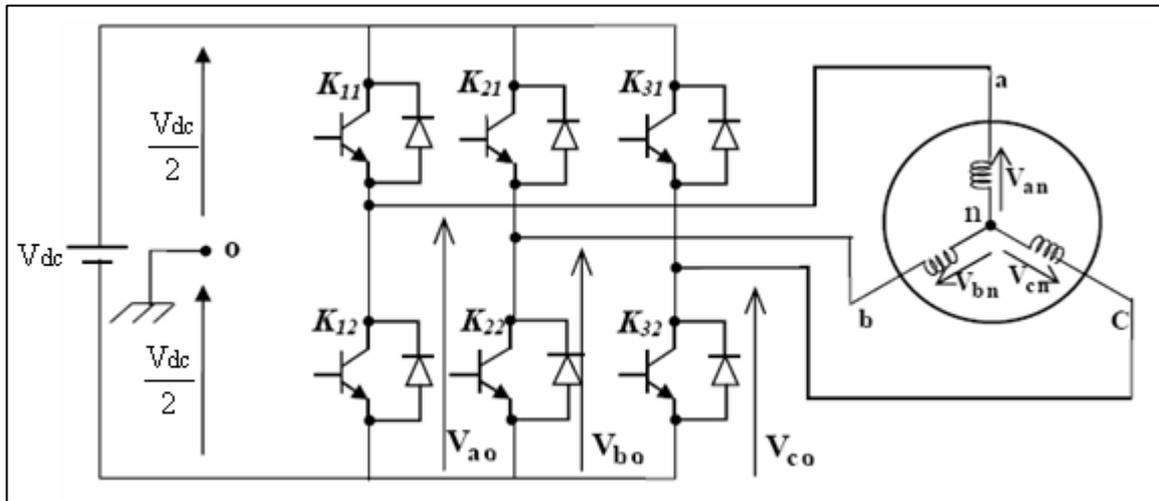


Figure (II.5) Schéma d'un onduleur alimentant le stator du MAS

II.5.2. Modèle de l'onduleur de tension

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- ❖ Interrupteurs parfaits : La commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture nul) et sans pertes. Enfin, la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction.
- ❖ Sources parfaites : La tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue de l'onduleur. Ainsi, comme les grandeurs de commande agissent sur les interrupteurs commandables.

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande C_1, C_2, C_3 . la convention adoptée pour le fonctionnement du bras i est la suivante:

Si $C_i = 1$: l'interrupteur du haut K_i est fermé et l'interrupteur de bas K_{i+3} est ouvert.

Si $C_i = 0$: l'interrupteur du haut K_i est ouvert et l'interrupteur de bas K_{i+3} est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions de phases $V_{ina,b,c}$ a en fonction des signaux de commande C_i :

$$V_{ina,b,c} = C_i V_{dc} - \frac{V_{dc}}{2} \quad (II.6)$$

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MAS), alors on a :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

V_{no} : tension de neutre de la charge par rapport au point fictif "o"

La charge est considérée équilibrée, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.9})$$

La substitution de (II.9) dans (II.8) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.10})$$

En remplaçant (II.10) dans (II.8) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{2}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Les différentes combinaisons des trois grandeurs (C_1 , C_2 , C_3) permettent de générer huit vecteurs tensions dont deux correspondent au vecteur nul comme montre la figure (II.6).

L'utilisation de l'expression (II.6) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Avec V_{an} , V_{bn} , V_{cn} sont les tensions de sortie de cet onduleur, par conséquent l'onduleur est modélisé par la matrice du transfert T donnée par :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.6. Etude de la commande de l'onduleur

Le choix d'une technique de commande dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme.

Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques de MLI.

L'utilisation de techniques de commande à fréquences de découpage supérieures permet de repousser les harmoniques de tension à des fréquences plus élevées et plus faciles à filtrer, ce qui permet un spectre de la tension de sortie de meilleure qualité et faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie [14], [16].

Dans notre travail, on va envisager la technique de MLI sinus-triangulaire.

II.7. Principe du la MLI sinus- triangulaire

Le principe de cette technique consiste à comparer un signal triangulaire d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure appelée porteuse, au trois signaux sinusoïdaux d'amplitude variable et de fréquence f appelée référence.

L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs comme montre la figure (II.7), [14], [17], [18], [19].

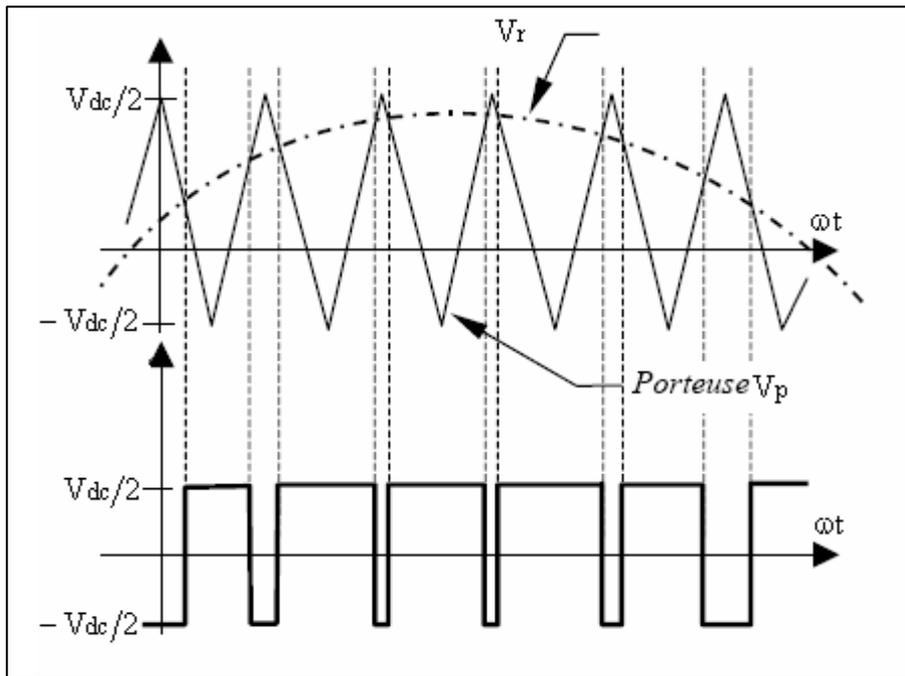


Figure (II.6) Détermination des instants de commutation

Les caractéristiques de la modulation sinusoïdale sont :

- ❖ L'indice de modulation m égal au rapport de la fréquence f_p de la porteuse à la fréquence f_r de la référence : $m = f_p / f_r$.
- ❖ Le coefficient de réglage en tension r égale au rapport de l'amplitude A_r de la référence à tension crête V_p de la porteuse : $r = V_r / V_p$.

La figure ci-dessous illustre le principe de base de cette technique.

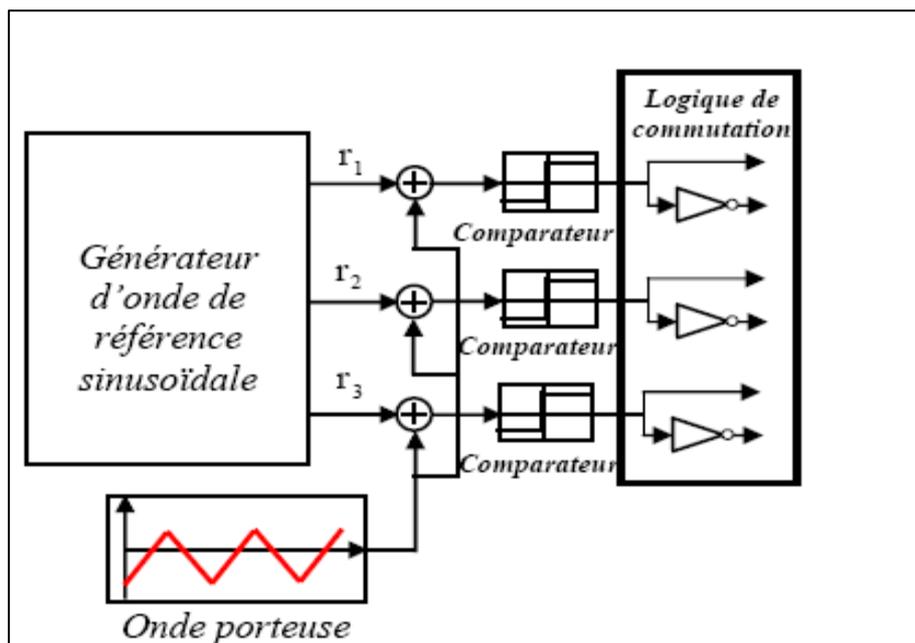


Figure (II.7) Schéma de principe de la technique triangulo-sinusoïdale

II.8. Conclusion

Dans ce deuxième chapitre on a présenté et définit les éléments constituant l'alimentation d'une machine asynchrone, on a établi le modèle mathématique général de chaque élément. La modélisation de l'onduleur de tension commandé par MLI naturelle permettra de doter la machine à induction une réponse rapide et des performances élevées. La MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions, à amplitudes et fréquences variables.

CHAPITRE III

COMMANDE VECTORIELLE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE

III.1. Introduction

Grâce à l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance, le domaine d'entraînement électrique à vitesse et position variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Les machines asynchrones, utilisées en asservissement de vitesse dans les applications industrielles subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu, qui sont moins performants en terme du couple et notamment beaucoup plus onéreux du point de vue construction et entretien.

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principale avantage, d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment.

Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et son entretien devient plus exigeant.

Face à ces limitations, la simplicité de construction, le coût, l'environnement de fonctionnement et la robustesse des machines asynchrones ont toujours attiré les chercheurs. En effet, dans ces machines difficile à commander, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse) en passant par les variables internes de la machine (courants rotoriques, flux).

III.2. Objectif de la commande vectorielle

La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé.

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la MAS, réaliser un découplage du flux et du couple, ce évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple. Cela réalise aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, *Field Oriented Control* ou *FOC*).

III.3. Historique

Les premiers développements théoriques de la méthode du flux orienté ont été réalisés au début des années 70 par Blaschke et ses applications effectives ont vu le jour grâce à Leonhard dix ans plus tard.

Les publications de Leonhard (1983) montrent que l'implantation de la CV offre à la MAS alimentée en courant et en tension des performances comparables à celles de la machine à courant continu.

Dernièrement, de nombreux développements et raffinements ont été introduits, grâce en grande partie, aux moyens matériels et logiciels permettant la connaissance parfaite de la position instantanée du flux du rotor.

III.4. Principe de la commande vectorielle

III.4.1. Principe du découplage

Dans une machine à courant continu, le rotor est bobiné de telle manière, que l'axe de la force magnétomotrice de l'induit établit un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci quelle que soit la vitesse de rotation de la machine. De ce fait, le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et de courant d'induit.

Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec le temps, ce qui donne des interactions complexes.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une machine à courant continu, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant du stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple [20] comme le montre la figure (III.1).

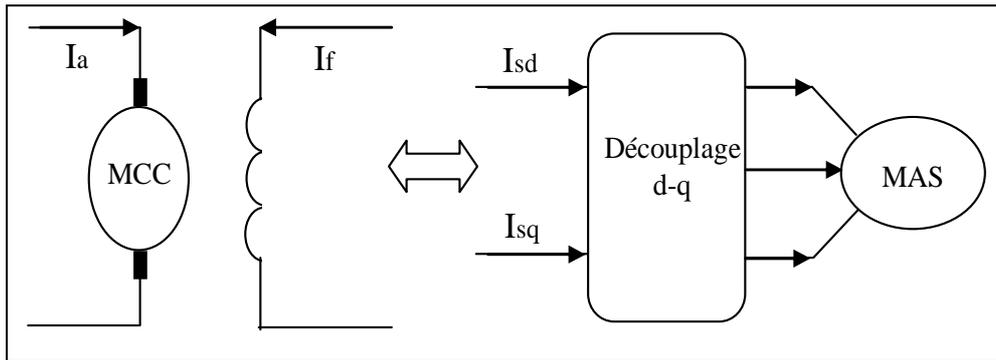


Figure (III.1) Principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

III.4.2. Principe de la commande par orientation du flux

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

1. commande vectorielle à flux rotorique orienté.
2. commande vectorielle à flux statorique orienté.
3. commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées [13], [21], [22].

Pour cela, dans le présent travail, c'est ce type de commande qui sera traité.

Le choix du type de CV à flux orienté dépend du choix de l'équation de couple électromagnétique.

III.4.3. Orientation du flux rotorique

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct "d" du repère tournant, tels que $\Phi_{rd} = \Phi_r$ (constant) et $\Phi_{rq} = 0$ figure (III.2).

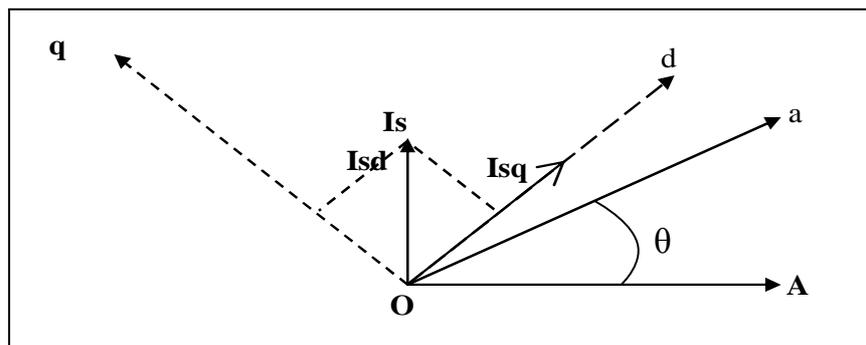


Figure (III.2) Orientation du flux rotorique

Nous avons vu que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère dq comme un produit croisé de courants ou de flux :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{III.1})$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

$$C_e = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r I_{sq}) \quad (\text{III.2})$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que :

- ❖ la composante I_{sd} joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation Φ_r
- ❖ la composante I_{sq} joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

On retrouve à partir de (III.2) la configuration des machines à courant continu, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée *méthode directe* qui a été développée par F.Blaschke, la seconde connue par *méthode indirecte* développée par K.Hasse.

III.5. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations,... etc.) de plus la mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches.

Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quelque soit le point de fonctionnement [13].

III.5.1. Structure de la CVD

III.5.1.1. Description

Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statorique et la vitesse du champ tournant.

III.5.1.2. Système d'équations

D'après le chapitre (I) en faisant appel au modèle de la machine dans le repère lié au champ tournant comme suit

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{sd}}{dt} = -\left\langle \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} \right\rangle I_{sd} + \omega_c I_{sq} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rd} + \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = -\omega_c I_{sd} - \left\langle \frac{1}{T_s\sigma} + \frac{(1-\sigma)}{T_r\sigma} \right\rangle I_{sq} - \frac{1}{L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \omega \Phi_{rd} + \frac{1}{T_r L_m} \frac{(1-\sigma)}{\sigma} \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{rd} + \omega_{sl} \Phi_{rq} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} I_{sq} - \omega_{sl} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_r} \Phi_{sq} \end{array} \right. \quad (III.3)$$

Sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite la condition suivante :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad \text{et} \quad \Phi_{rq} = 0 \quad (III.4)$$

En substituant (III.4) dans le (III.3) et en tenant compte de (III.2), on obtient :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - \sigma L_s \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} + \sigma L_s \omega_s I_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega \Phi_r \\ T_r \frac{d\Phi_r}{dt} + \Phi_r = L_m I_{sd} \\ \frac{L_m}{T_r} I_{sq} = \omega_{sl} \Phi_r \\ Ce = p \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r I_{sq}) \end{array} \right. \quad (III.5)$$

III.5.1.3. Estimateur du flux rotorique

L'orientation du flux rotorique est déterminée moyennant une mesure directe par des capteurs dont la réalisation pratique est délicate. Dans la majorité des cas, ces capteurs sont proscrits et on a recours à des techniques d'estimation ou d'observation du flux à partir des grandeurs dites mesurables (tension, courant, vitesse).

Un estimateur du vecteur flux $\hat{\Phi}_r$, établi dans (d, q) à partir du système d'équation (III.5). Le schéma bloc correspondant à cette équation est donnée par la figure (III.3).

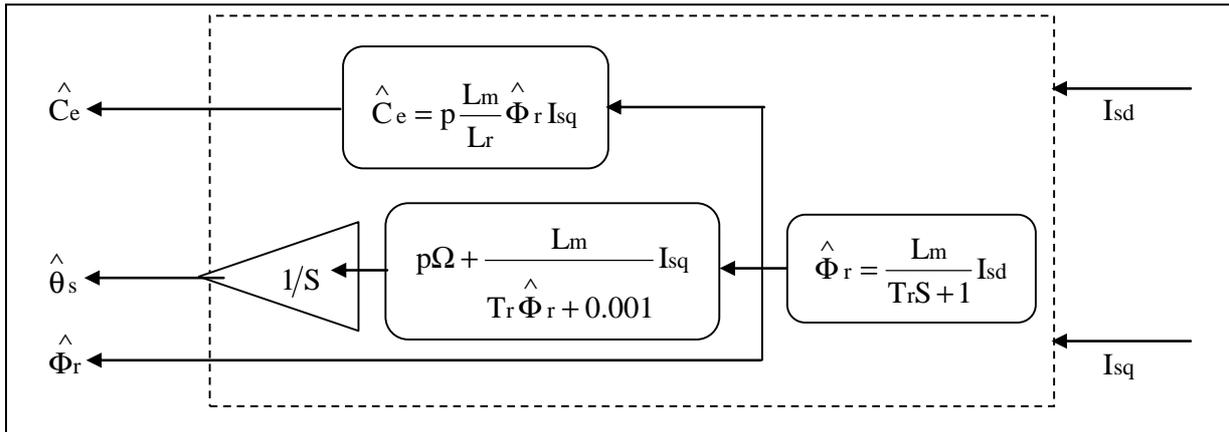


Figure (III.3) Représentation de l'estimateur

III.5.2. Organisation fonctionnelle de la CVD

La stratégie de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté est présentée par le schéma fonctionnel de la figure (III.4) suivante :

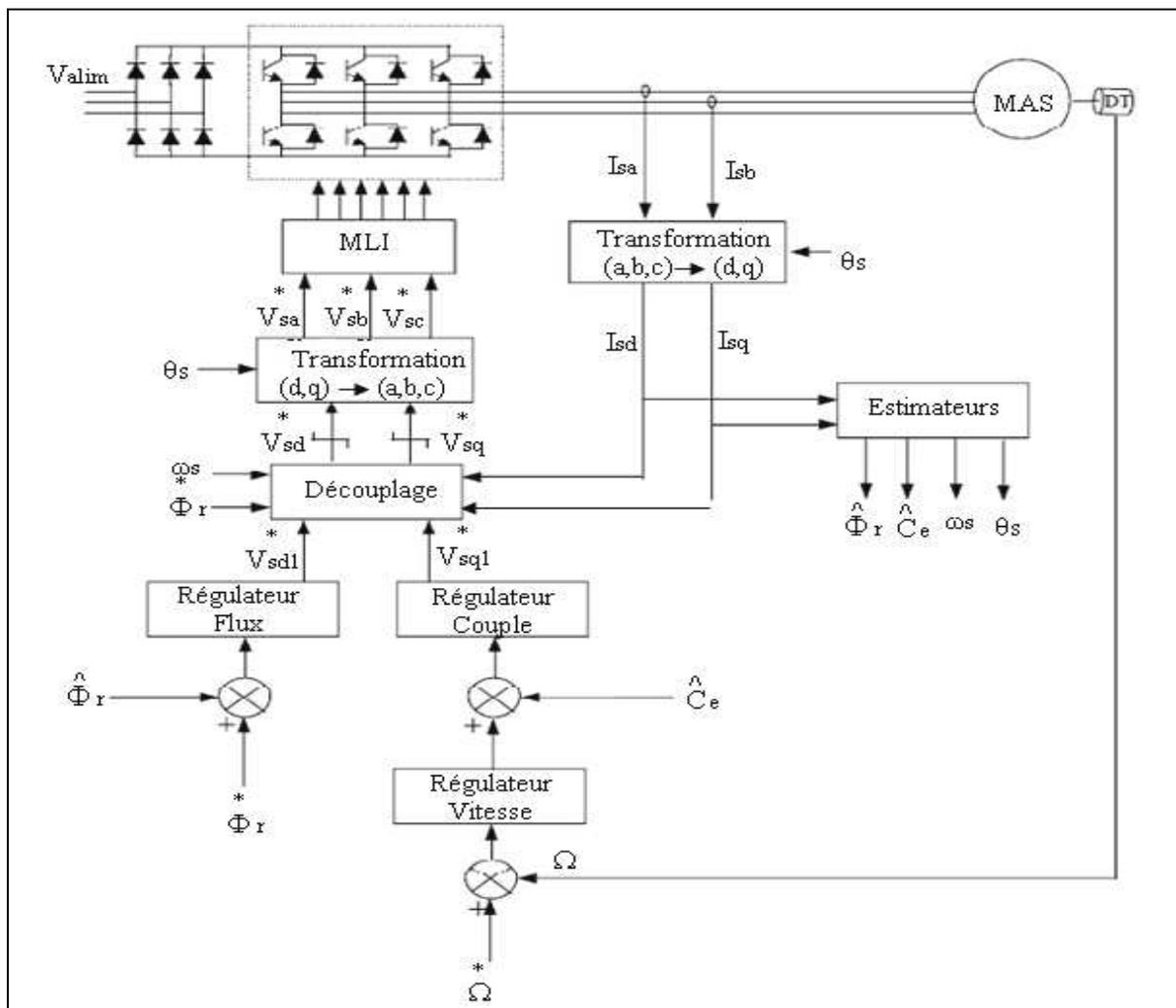


Figure (III.4) Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension

Les expressions du système (III.5) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser la commande vectorielle mais elles ont un grand inconvénient : V_{sd} influe à la fois sur I_{sd} et I_{sq} donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour V_{sq} . On est alors amené à réaliser un découplage [20].

Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation.

III.5.2.1 Découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables V_{sd1} et V_{sq1} telles que V_{sd1} n'agisse que sur I_{sd} et V_{sq1} sur I_{sq}

Définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} [23] [24] telles que :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Avec

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma L_s \omega_s I_{sq} + \frac{L_m R_r}{L_r^2} \Phi_r \\ e_{sq} = -\sigma L_s \omega_s I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L_m^2}{T_r L_r} I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Nous définissons ainsi un nouveau système :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left(R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

En faisant apparaître de manière explicite le flux et le couple, nous obtenons

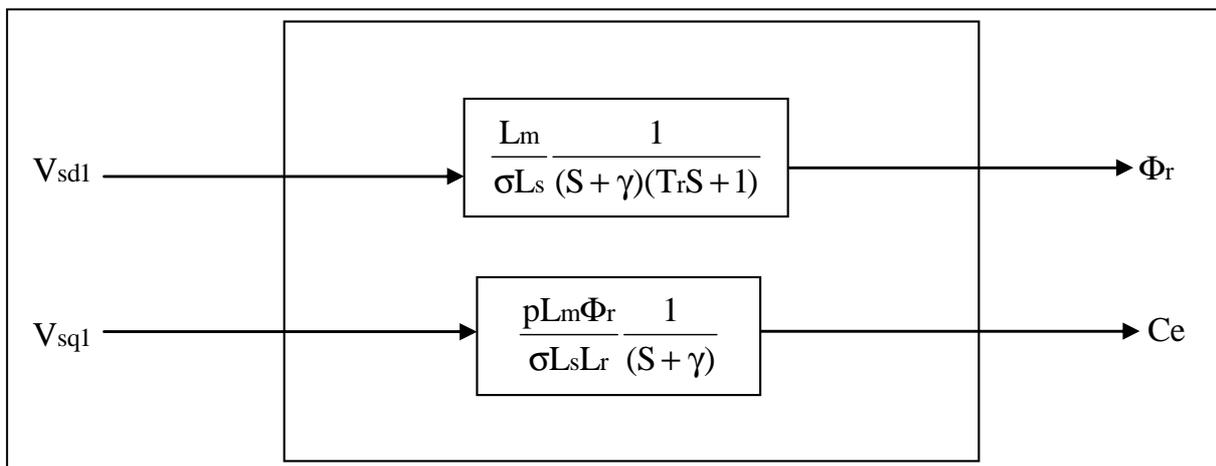


Figure (III.5) Commande découplée – Expression de Φ_r et C_e

Avec

$$\gamma = \frac{1}{\sigma T_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r} \tag{III.9}$$

III.5.2.2. Schéma de compensation

Les termes (e_{sd} , e_{sq}) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur, afin de reconstituer le vecteur tension modulant appliquée à la machine. Ces **f.e.m** de compensation permettent de confirmer le découplage. D'après les équations des tensions, nous présentons le bloc de compensation comme suit :

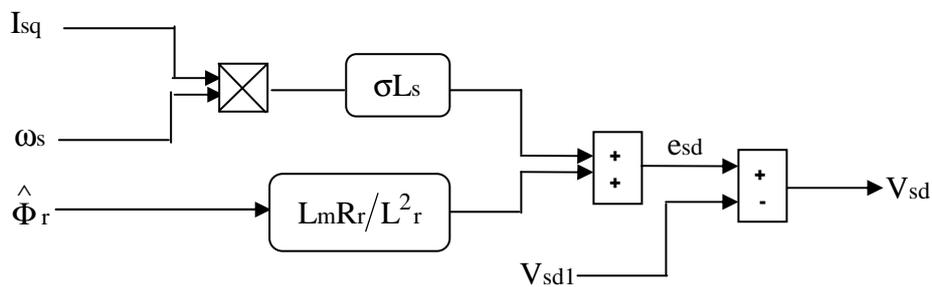


Figure (III.6) Bloc de compensation e_{sd}

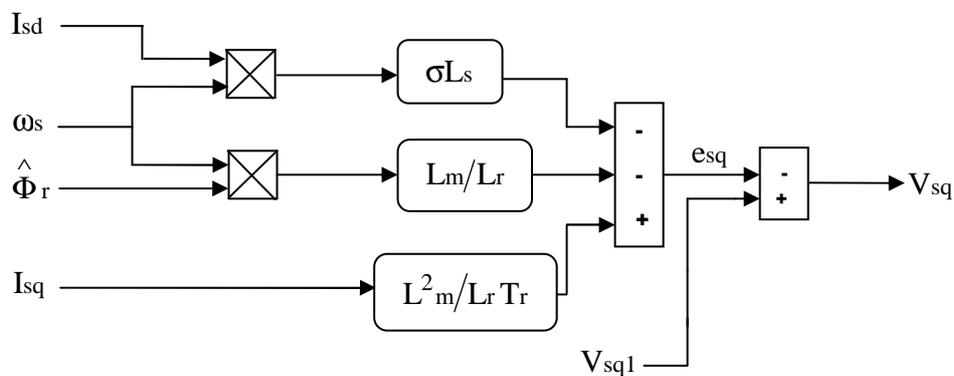


Figure (III.7) Bloc de compensation e_{sq}

III.5.3. Calcul des régulateurs

Les différents régulateurs utilisés dans les boucles de régulation seront du type proportionnel et intégral (PI), car les grandeurs à réguler sont des grandeurs continues. A fin de contrôler le couple électromagnétique et effectuer la régulation de la vitesse.

III.5.3.1. Régulateur de vitesse

Comme on a vu précédemment, la dynamique de la machine en vitesse est donnée par l'équation mécanique, donc la régulation de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant

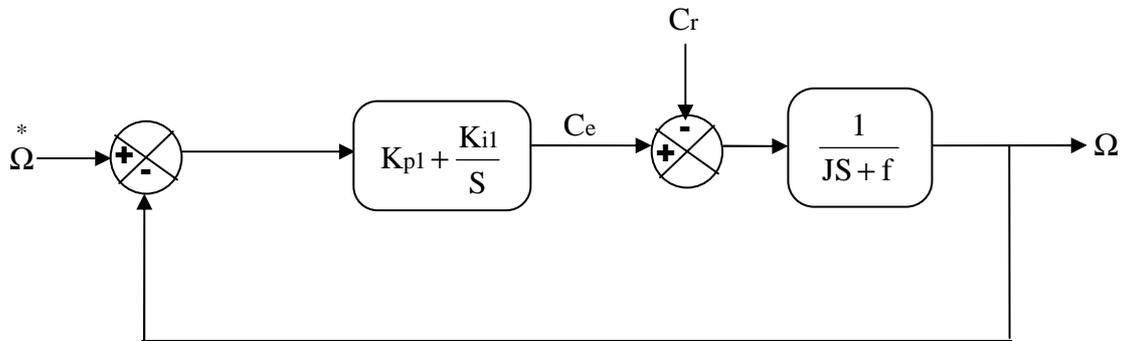


Figure (III.8) Schéma fonctionnel de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle fermée du schéma bloc est donnée par :

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega^*(S)} = \frac{\left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)}{1 + \left(\frac{1}{JS+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}\right)} = \frac{1 + \tau_1 S}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right)S + \frac{J}{K_{i1}}S^2} \quad (\text{III.9})$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (\text{III.10})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2^{ème} ordre. En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Pour un amortissement critique $\zeta = 1$ on obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \\ K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

III.5.3.2. Régulateur de couple

A partir de les équations de découplage défini par la figure (III.5), on peut écrire :

$$C_e = \frac{K_2}{S + \gamma} V_{sq1} \quad (III.12)$$

Tel que

$$K_2 = \frac{pL_m \Phi_r^*}{\sigma L_s L_r} \quad (III.13)$$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel- intégral donne le schéma suivant :

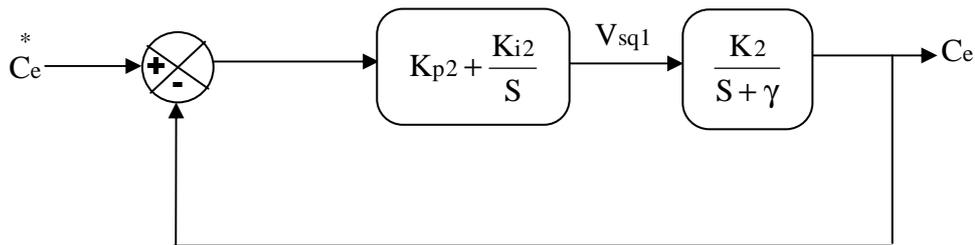


Figure (III.9) Schéma fonctionnel de la régulation de couple

Compensons le pôle $S + \gamma$ par $S + \frac{K_{i2}}{K_{p2}}$, ce traduit par la condition :

$$\frac{K_{i2}}{K_{p2}} = \gamma \quad (III.14)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2}K_2}{S} \quad (III.15)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_e^*} = \frac{K_{p2}K_2}{S + K_{p2}K_2} = \frac{1}{\frac{1}{K_{p2}K_2}S + 1} \quad (III.16)$$

Tel que la constante du temps associée au régulateur est donnée par :

$$\tau_2 = \frac{1}{K_{p2}K_2} \quad (III.17)$$

Et, d'après les équations (III.14) et (III.16) nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 \tau_2} \\ K_{i2} = \gamma K_{p2} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

III.5.3.3. Régulateur du flux

Le découplage proposé à la figure (III.5) permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{K_3}{(S + \gamma)(S + \frac{1}{T_r})} V_{sd1} \quad (\text{III.19})$$

Avec :

$$K_3 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r} \quad (\text{III.20})$$

Nous pouvons représenter le système par le schéma suivant :

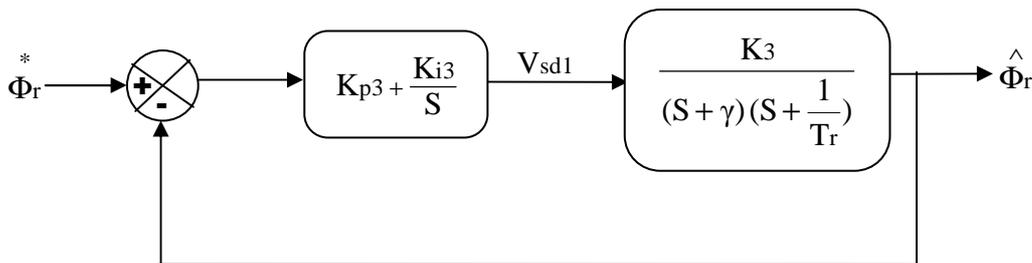


Figure (III.10) Schéma fonctionnel de la régulation du flux

La compensation des pôles donne :

$$\frac{K_{i3}}{K_{p3}} = \frac{1}{T_r} \quad (\text{III.21})$$

La fonction du transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$BO(S) = \frac{K_{p3}K_3}{S(S + \gamma)} \quad (\text{III.22})$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{1}{K_{p3}K_3} S^2 + \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} S + 1 = 0 \quad (\text{III.23})$$

Que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2^{eme} ordre, nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{1}{K_{p3}K_3} = \frac{1}{\omega^2_0} \\ \frac{\gamma}{K_{p3}K_3} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Donc, les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma^2}{K_3(2\zeta)^2} \\ K_{i3} = \frac{K_{p3}}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

III.6. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux [13], [25], [26], [27]. Nous n'avons donc pas de connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique.

III.6.1. Bloc de défluxage

Les opérations à toutes vitesses caractérisant le fonctionnement optimal de la machine à induction sont réalisées pratiquement par un bloc de défluxage, voir figure (III.11). Ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{rnom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}}{\Omega} \Omega_{nom} & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Avec :

Φ_{rnom} : Flux rotorique nominal.

Ω_{nom} : Vitesse de rotation nominale.

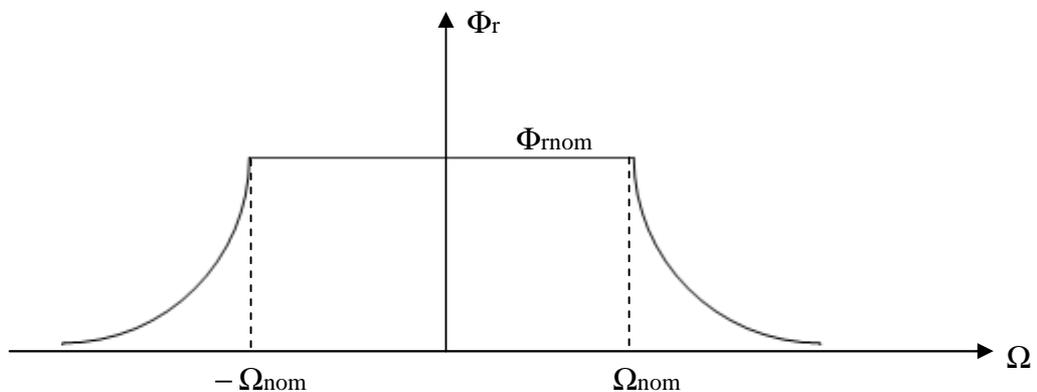


Figure (III.11) Bloc de défluxage

III.6.4. Calcul des régulateurs

III.6.4.1. Régulateur de vitesse

Le calcul de K_{p1} et K_{i1} reste le même que celui étudié dans le paragraphe (III.5.3.1).

III.6.4.2. Régulateurs de courants

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables, nous nous intéressons au dimensionnement des régulateurs. Donc les deux régulateurs sont identiques.

La boucle de régulation du courant I_{sd} (respectivement I_{sq}) peut être représentée par la figure (III.13) (resp figure (III.14)) :

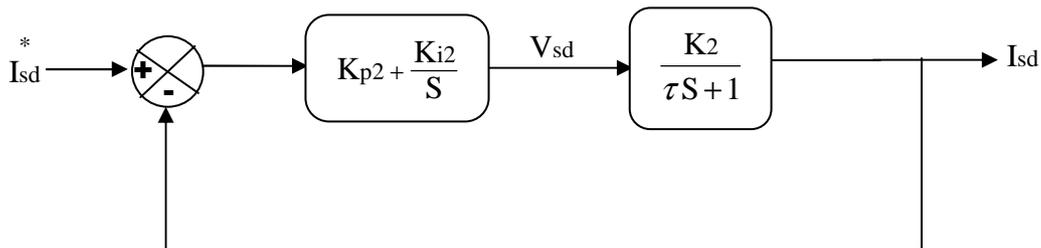


Figure (III.13) Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sd}

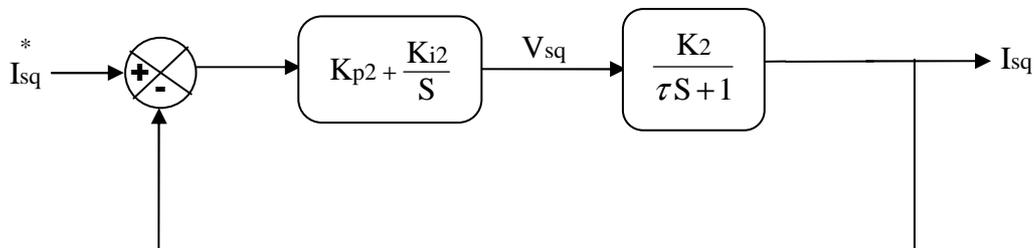


Figure (III.14) Schéma fonctionnel de la régulation du courant I_{sq}

Avec :

$$K_2 = \frac{1}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (\text{III.27})$$

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (\text{III.28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right)\left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(K_{p2} + \frac{K_{i2}}{S}\right)\left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)} = \frac{\left(\frac{K_{p2} K_2}{\tau}\right)S + \frac{K_{i2} K_2}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_{p2} K_2 + 1}{\tau}\right)S + \frac{K_{i2} K_2}{\tau}} \quad (\text{III.29})$$

D'où l'équation caractéristique en boucle fermée est de la forme suivante :

$$S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega^2_0 = 0 \quad (\text{III.30})$$

L'équation terme à terme des deux équations (III.29) et (III.30) entraîne que :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{K_{p2}K_2 + 1}{\tau} \\ \omega_0 = \frac{K_{i2}K_2}{\tau} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

Donc, les paramètres du régulateur sont :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{2\xi\omega_0\tau - 1}{K_2} \\ K_{i2} = \frac{\omega^2_0\tau}{K_2} \end{cases} \quad (\text{III.32})$$

III.7. Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté, ainsi les différents types de la commande à savoir la commande directe et indirecte.

Le contrôle vectoriel direct nécessite la connaissance du flux réel pour pouvoir effectuer sa régulation, tandis que le contrôle indirect ne tient pas en considération ce flux et fait quelles approximations.

CHAPITRE IV

SIMULATION ET INTERPRETATIONS DES RESULTATS

IV.1. Introduction

Après l'étude théorique, nous présentons une analyse par simulation numérique sous l'environnement *Matlab- Simulink*.

En premier lieu, nous abordons la réponse dynamique de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau, puis on a introduit l'onduleur.

Par la suite, la commande vectorielle direct et indirecte de la MAS avec orientation du flux rotorique. Une comparaison des deux méthodes sera abordée de manière plus détaillée.

IV.2. Simulation de la machine asynchrone alimentée par le réseau

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasée standard (220/380V, 50Hz) à vide et en charge. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe [30].

La figure (VI.1) illustre le schéma de simulation de la MAS liée au repère (d, q) basé sur le modèle mathématique.

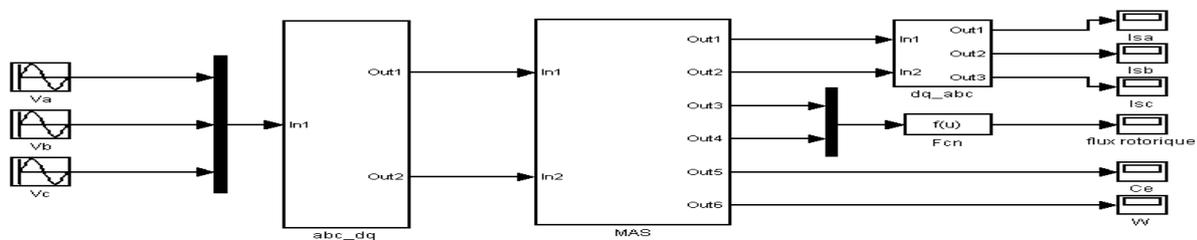


Figure (IV.1) Schéma de simulation de MAS alimentée par réseau équilibré

IV.2.1. Résultats de simulation à vide

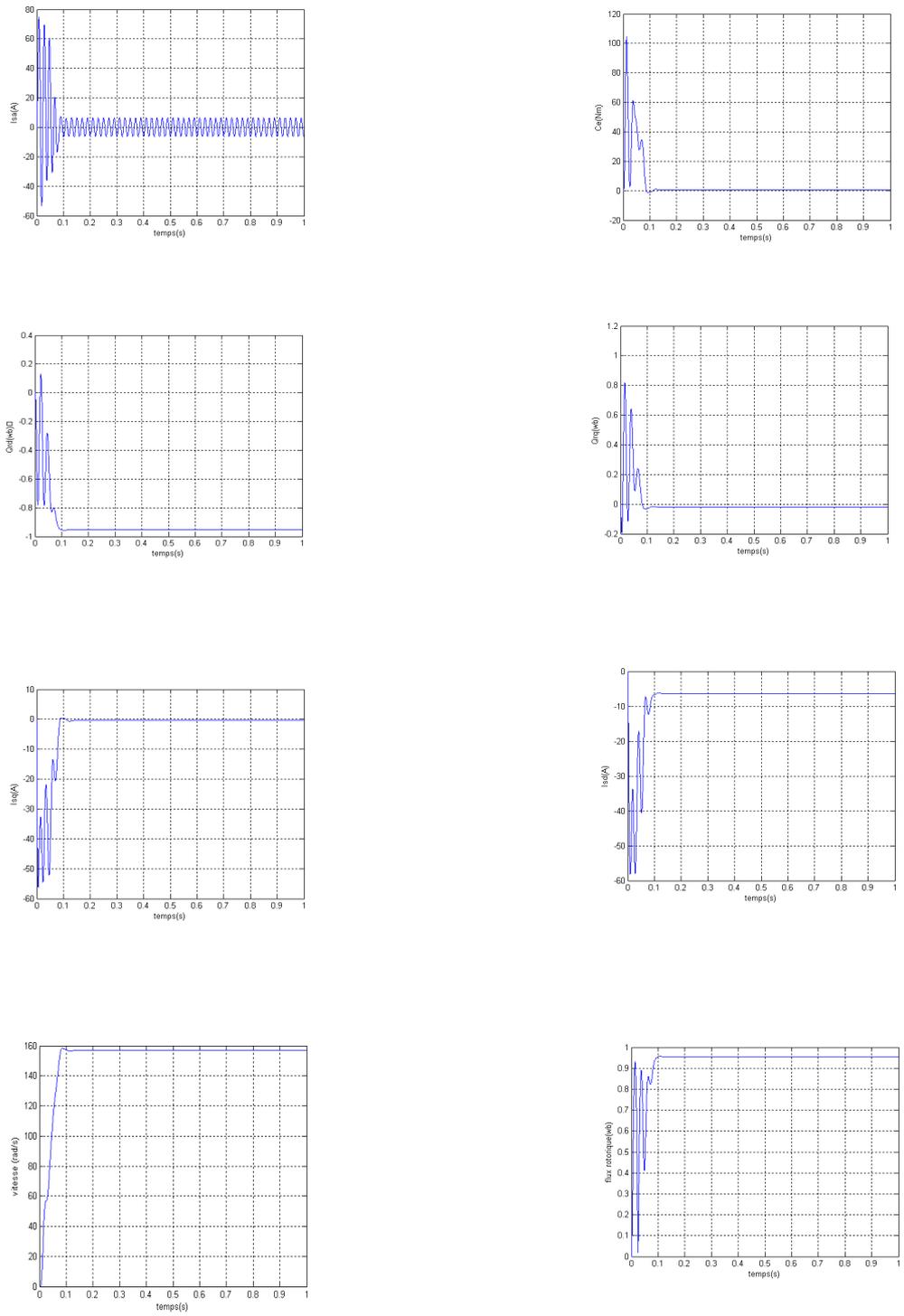


Figure (IV.2) La réponse de la MAS à vide alimentée par un réseau équilibré

IV.2.2. Résultats de simulation en charge

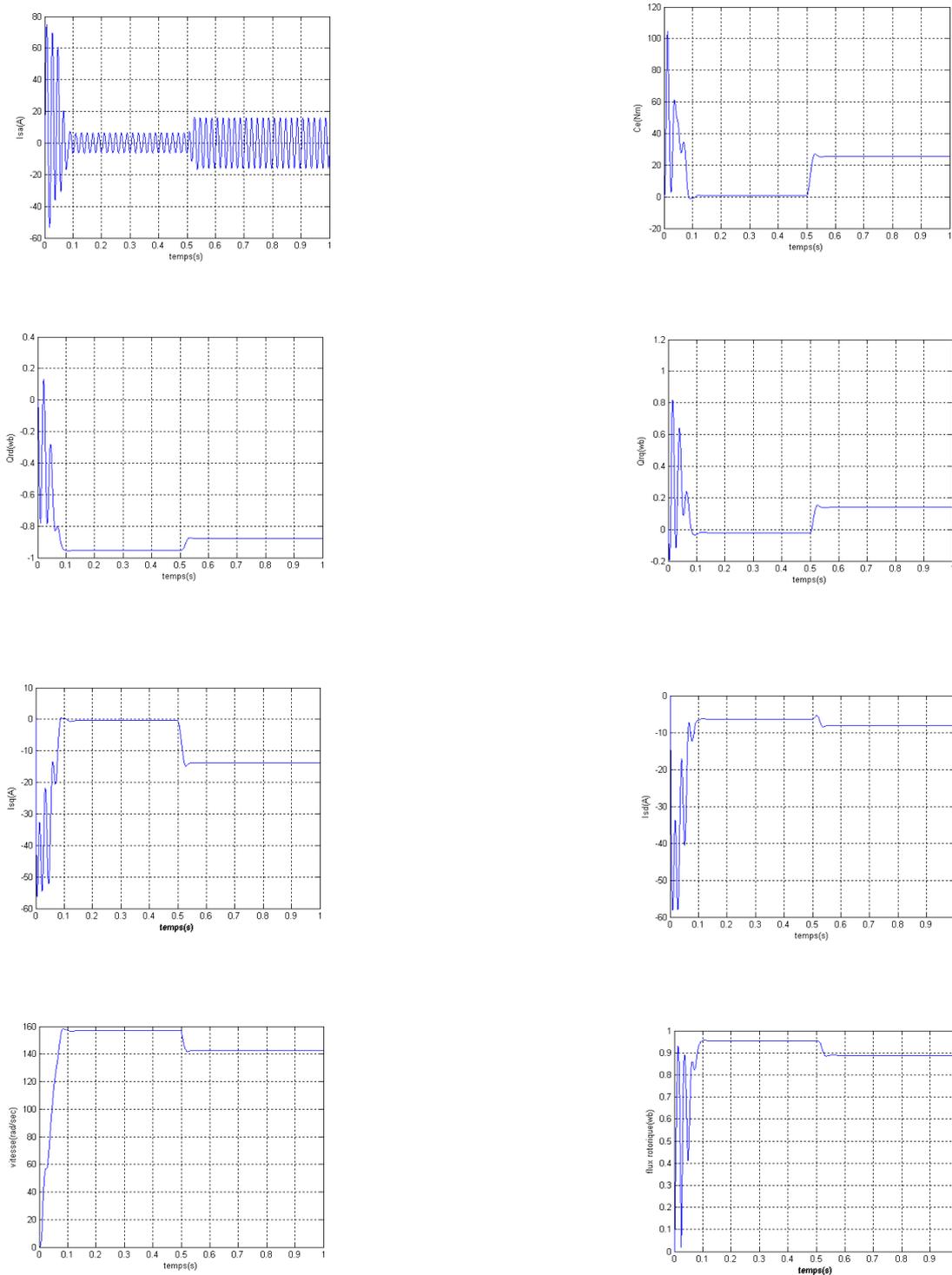


Figure (IV.3) La réponse de la MAS en charge à $t=0.5s$

IV.2.3. Interprétation des résultats

A. A vide

- Il y a un accroissement presque linéaire de l'allure de la vitesse, puis se stabilise à la vitesse de synchronisme (157rad/sec) après un temps de réponse (0.1s) puisque le moteur possède 2 paires de pôles.
- L'oscillation de couple est l'élément marquant de la courbe, il atteint une valeur maximale de l'ordre de quatre fois le couple nominale. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après régime transitoire, il tend vers zéro.
- On remarque l'appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant nominal et après disparition du régime transitoire il reste un courant sinusoïdal d'amplitude constante.

B. En charge

- Quand on applique une charge donnée $C_r = 25 \text{ Nm}$, on constate une légère erreur au régime permanent dû à l'augmentation de charge. Le couple électromagnétique tend vers la valeur du couple résistant avec une réponse quasiment instantanée.
- On constate aussi une décroissance de vitesse rotorique se qui traduit par un glissement.
- Le courant statorique évolue selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

IV.3. Simulation de la machine asynchrone alimentée par l'onduleur

Dans ce travail, on va utiliser un onduleur de tension commandé par MLI naturelle. L'objectif de ce dernier est la minimisation des oscillations sur la vitesse, le couple et les courants.

On va choisir les deux paramètres de réglage : fréquence de porteuse $f_p = 3 \text{ KHz}$ et coefficient de réglage $r = 0.866$.

La figure (IV.4) illustre le schéma de simulation représentons la machine associée à l'onduleur.

IV.3.2. Résultats de simulation en charge

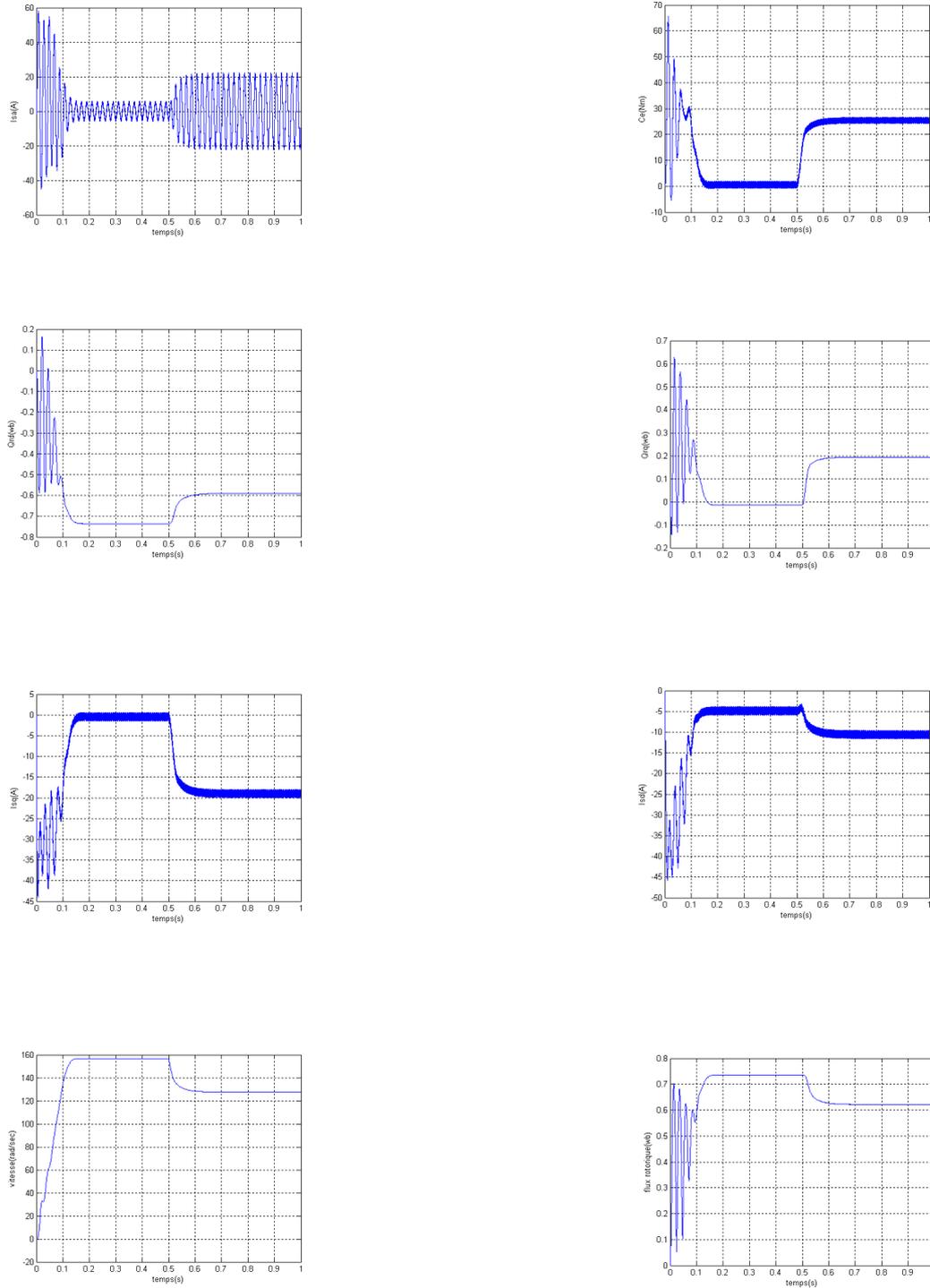


Figure (IV.6) La réponse de la MAS en charge à $t=0.5s$

IV.3.3. Interprétation des résultats

A. A vide

- Courant de démarrage vaut 60A et sa valeur normale atteinte 20A après un temps de réponse de 0.15s mais beaucoup d'harmoniques.
- Le couple atteindre sa valeur finale après un temps de réponse de 0.15s, mais beaucoup d'ondulations.
- Même remarque pour la vitesse, atteinte sa valeur normale 157rad/sec après un temps de réponse de 0.15s, mais plein d'ondulations.

B. En charge

Pour la figure (IV.6) on applique une charge 25 Nm à $t=0.5s$, cette dernière provoque une diminution en vitesse, en flux et une augmentation dans le courant statorique, avec un couple qui temps vers sa valeur finale de 25 Nm avec des ondulations à cause de pollution harmonique.

Il est aussi important de souligner que la variation du couple dépende la variation des deux composantes du flux, ce qui montre le couplage entre le flux et le couple.

IV.4. Simulation de la commande vectorielle directe

La figure (IV.7) illustre le schéma de simulation représentons la structure de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté, le modèle de la machine est celui étudié au chapitre I .

Pour illustrer les performances et la robustesse de la machine asynchrone en notre commande on a simulé des modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation.
- Réponse à basses vitesses.
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps.

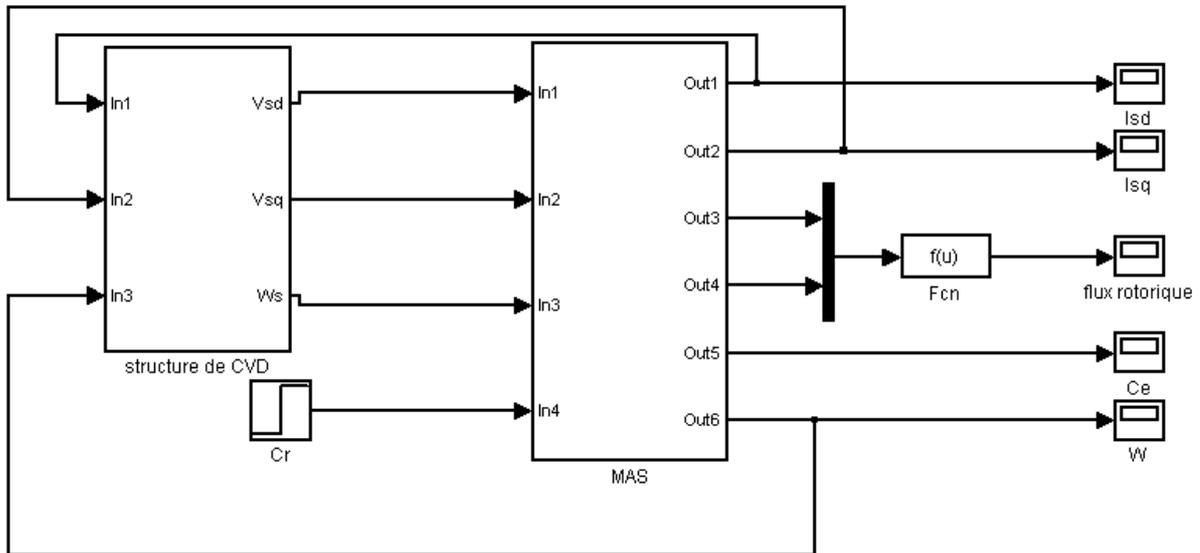


Figure (IV.7) Schéma de simulation de CVD

IV.4.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/sec et flux de référence de 1.2 wb, puis la réponse à un échelon de couple résistant $C_r=25$ Nm appliquée à l'instant $t=1$ sec.

Les résultats de simulation sont représentés par la figure (IV.8)

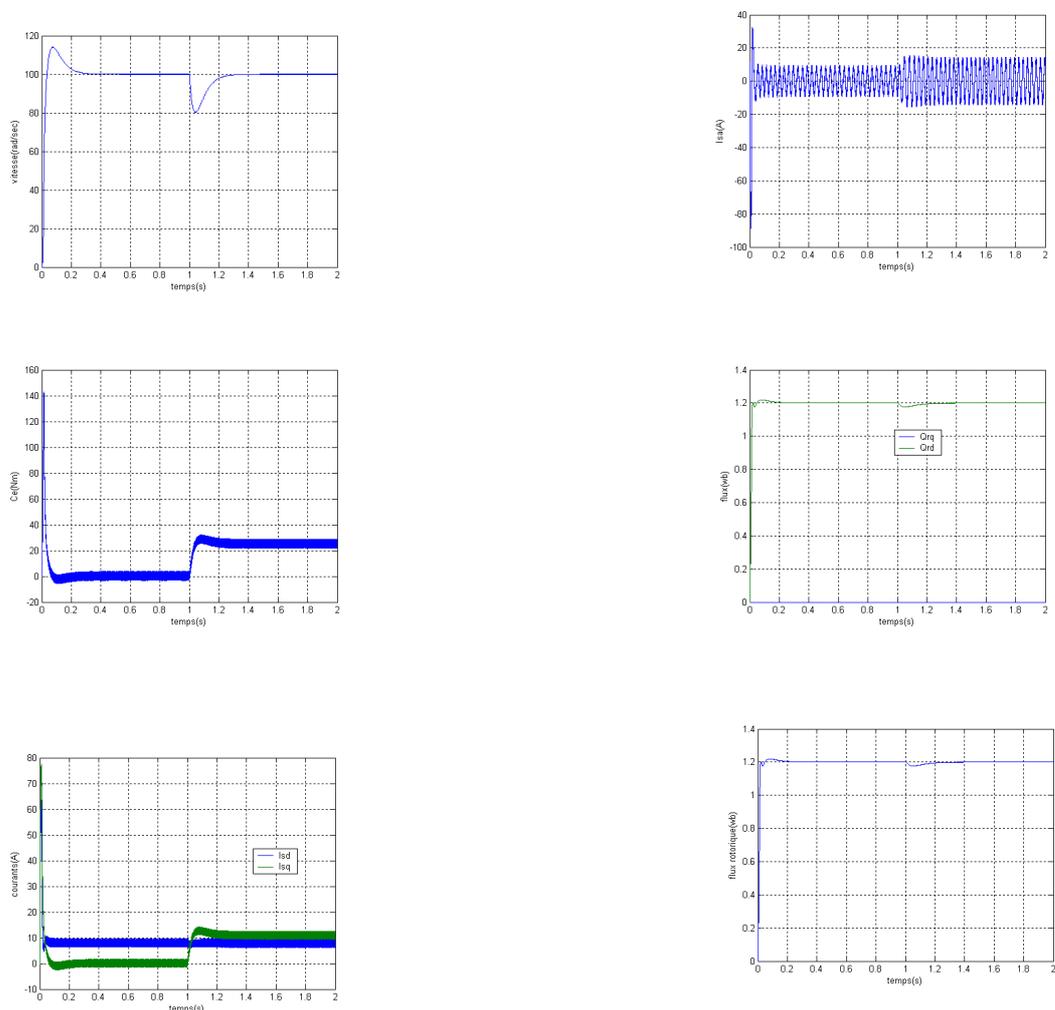


Figure (IV.8) Résultats de simulation de la CVD lors du démarrage à vide puis en charge à $t=1s$

Ces résultats permettent de constater l'efficacité de la commande vectorielle dans les changements brusques de couple électromagnétique, synonyme de grandes capacités dynamiques.

Les flux rotoriques des axes d et q tout au long du même essai, nous voyons que le flux d'axe q est nul comme souhaité et le flux d'axe d correspond à la consigne, ceci est la preuve du découplage entre le flux et le couple.

IV.4.2. Réponse à une inversion de vitesse

Afin de tester la robustesse de la CVD vis-à-vis à une variation importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rad/sec à -100 rad/sec à partir de l'instant $t=0.7s$, et une deuxième inversion à une vitesse de 30 rad/sec à l'instant $t=1.4s$.

On constate d'après la figure (IV.9) que le couple électromagnétique et les composantes du flux rotorique marquent des impulsions lors de l'inversion du sens de rotation, puis se stabilisent en régime permanent, et le découplage persiste toujours ce qui montre la robustesse de ce réglage face à des variations larges de vitesse.

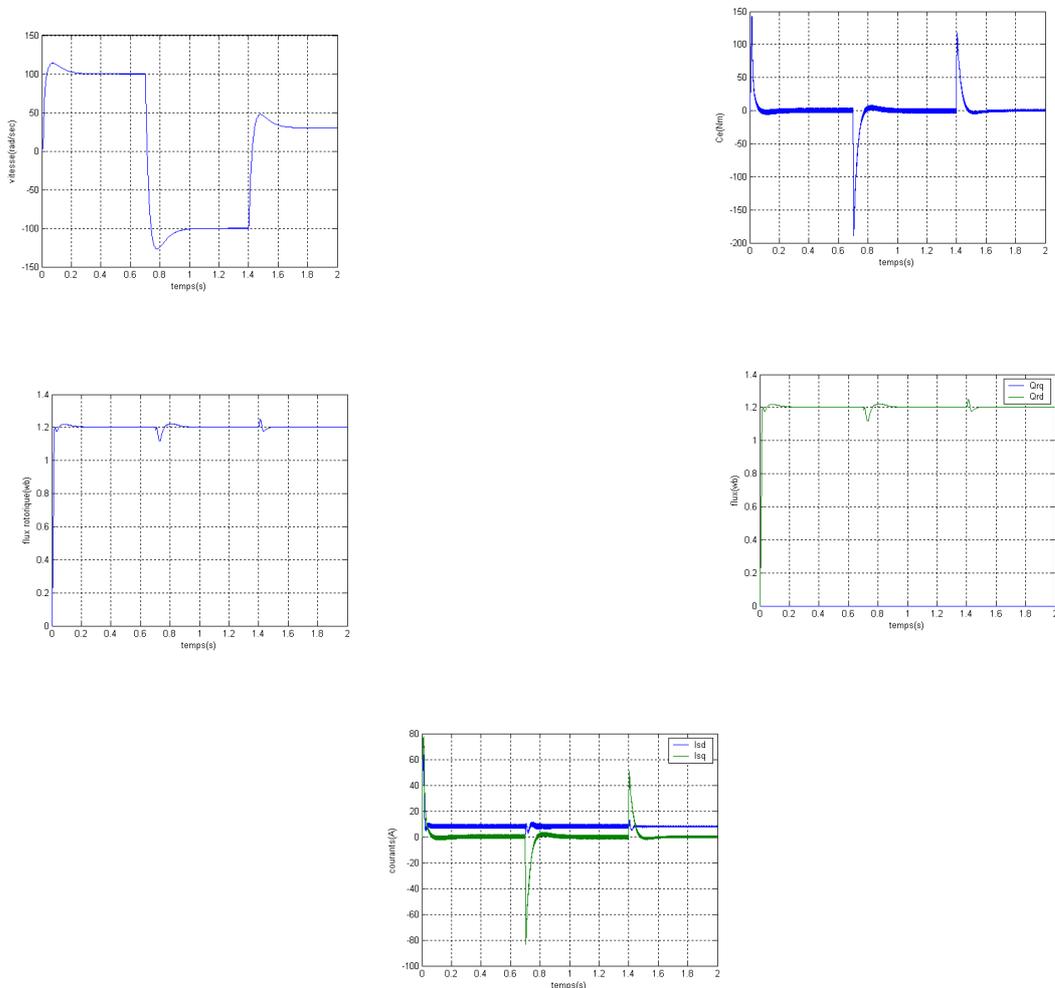


Figure (IV.9) Réponse du système lors de l'inversion du sens de rotation

IV.4.3. Réponse à basses vitesses

Après un démarrage à vide de la machine asynchrone, on applique un changement de la consigne de vitesse de 30 rad/sec à -30 rad/sec, à partir de l'instant $t=0.7s$ et ensuite une deuxième inversion à une vitesse de 15 rad/sec à l'instant $t=1.4s$. Dans ce cas, les résultats de simulation sont montrés par la figure (IV.10).

Vus les réponses obtenus à cette figure, qui montrent l'allure de quelques caractéristiques dynamiques de la machine, on note que la robustesse de la CVD lors d'une basses variation de vitesses.

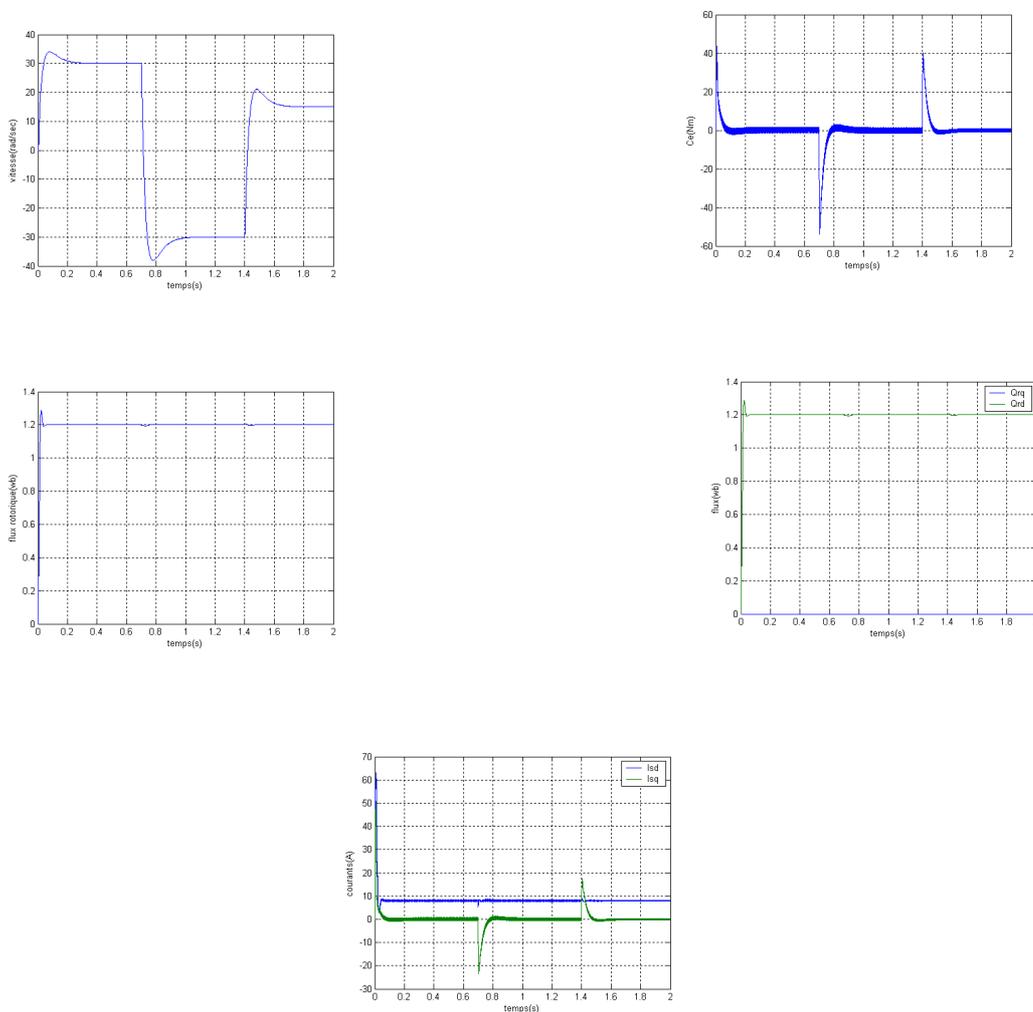


Figure (IV.10) Réponse du système à basses vitesses

IV.4.4. Test de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

Dans ce cas, on a inversé le signe de la vitesse à $t=1s$ et on a introduit à l'instant $t=0.5s$ un couple de charge de 25 Nm. On l'a annulé à l'instant $t=1s$. Ensuite on l'a réappliqué à $t=1.5s$.

Les résultats de simulation sont montrés par la figure (IV.11).

On remarque que le système répond positivement à ce test, le découplage existe toujours.

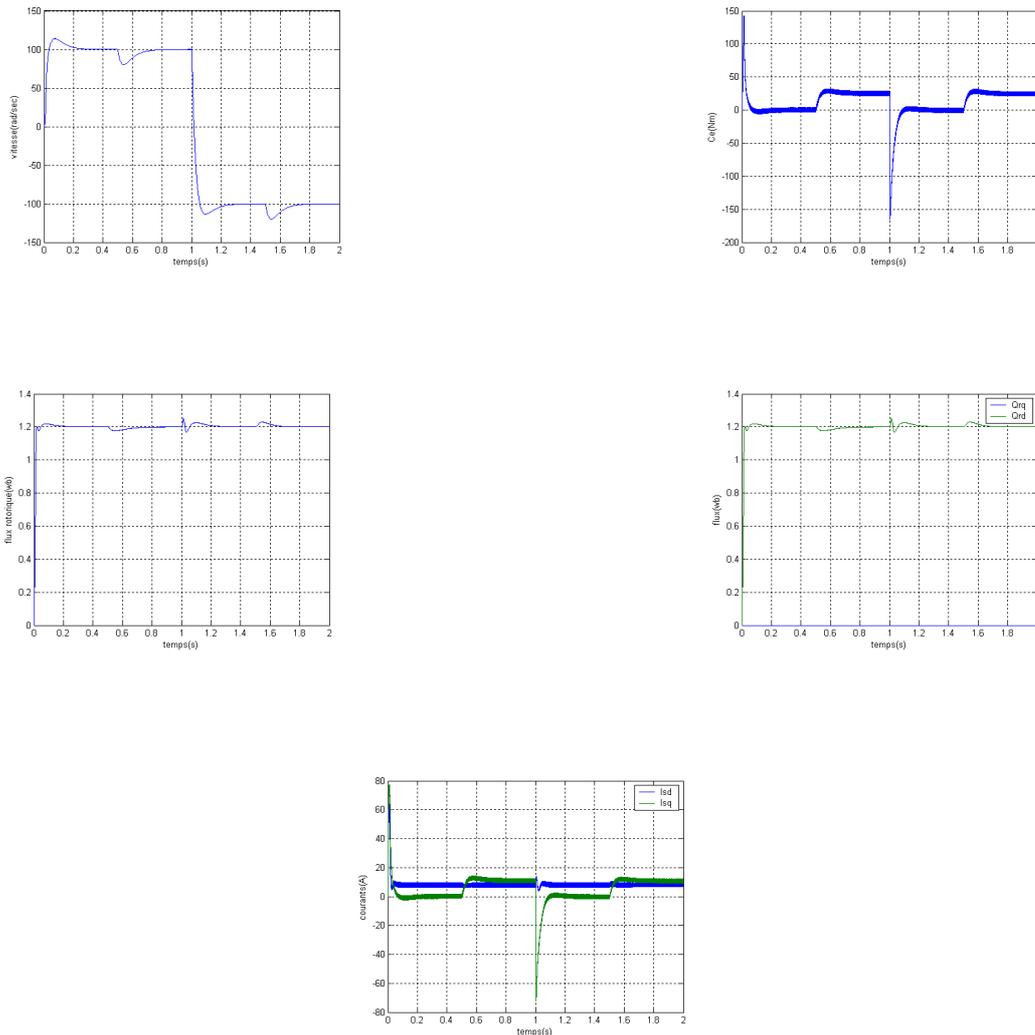


Figure (IV.11) Réponse du système lors de variation du sens de rotation et du couple de charge

IV.5. Simulation de la commande vectorielle indirecte

Dans cette partie on va illustrer les résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté pour quatre modes de fonctionnement suivants :

- Démarrage à vide puis introduction du couple de charge.
- Inversion du sens de rotation.
- Réponse à basses vitesses.
- Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge en même temps.

La figure (IV.12) illustre le schéma de simulation représentons la structure de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

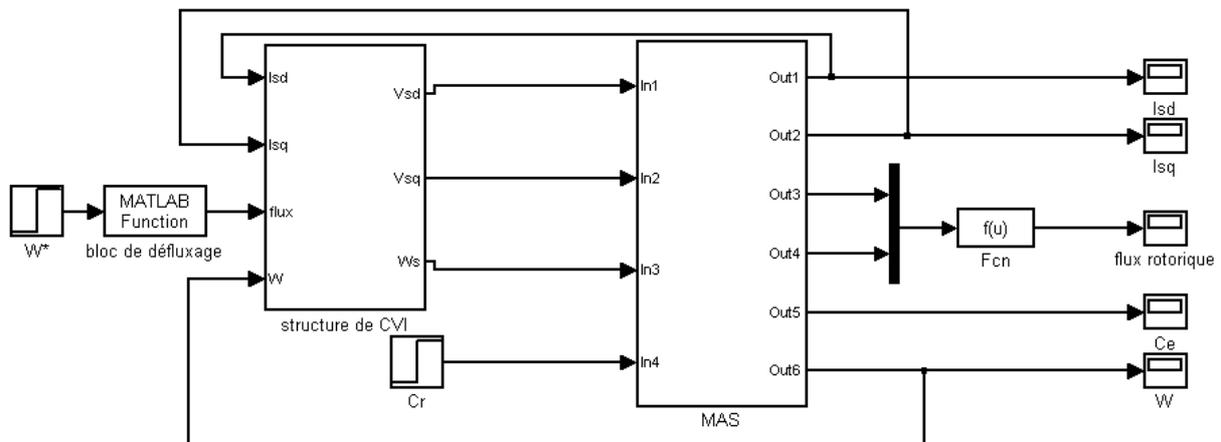


Figure (IV.12) Schéma de simulation de CV indirecte

IV.5.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge

Les résultats de simulation exposés sur la figure (IV.13) lors d'un démarrage à vide suivi d'une introduction d'un couple de charge $C_r=5 \text{ Nm}$ à l'instant $t=1\text{s}$.

Ces résultats montrent que la commande vectorielle indirecte est robuste vis-à-vis de la variation de la charge.

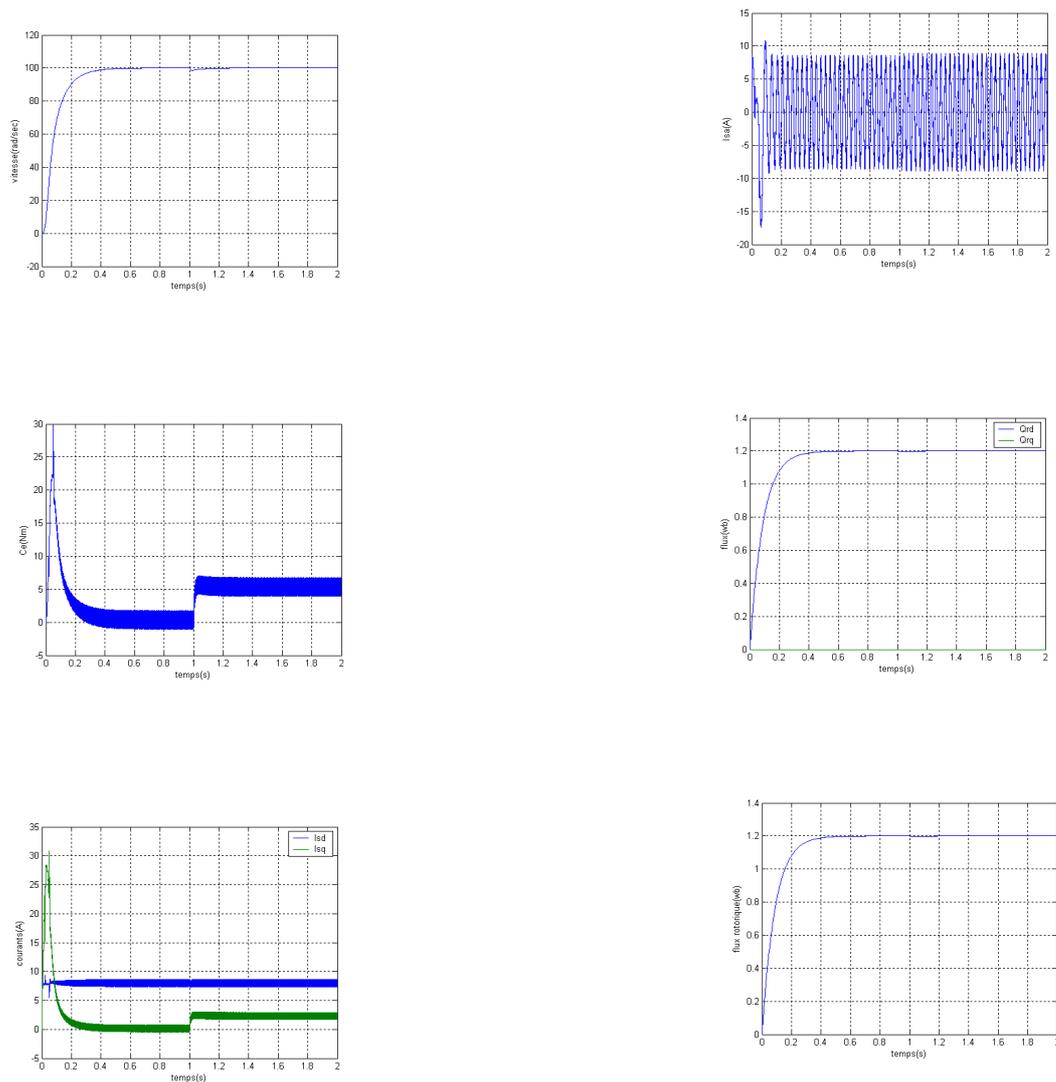


Figure (IV.13) Résultats de simulation lors du démarrage à vide puis en charge à $t=1\text{s}$

IV.5.2. Inversion du sens de rotation

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la CV indirecte vis-à-vis des variations brusques de vitesse de rotation, en appliquant un changement de la consigne de $+100\text{rad/sec}$ à -100rad/sec à partir de $t=0.7\text{s}$, et une deuxième inversion à une vitesse de $+30\text{rad/sec}$ à l'instant $t=1.4\text{s}$.

Nous remarquons d'après les réponses montrées par la figure (IV.14) que la vitesse est obtenue sans dépassement.

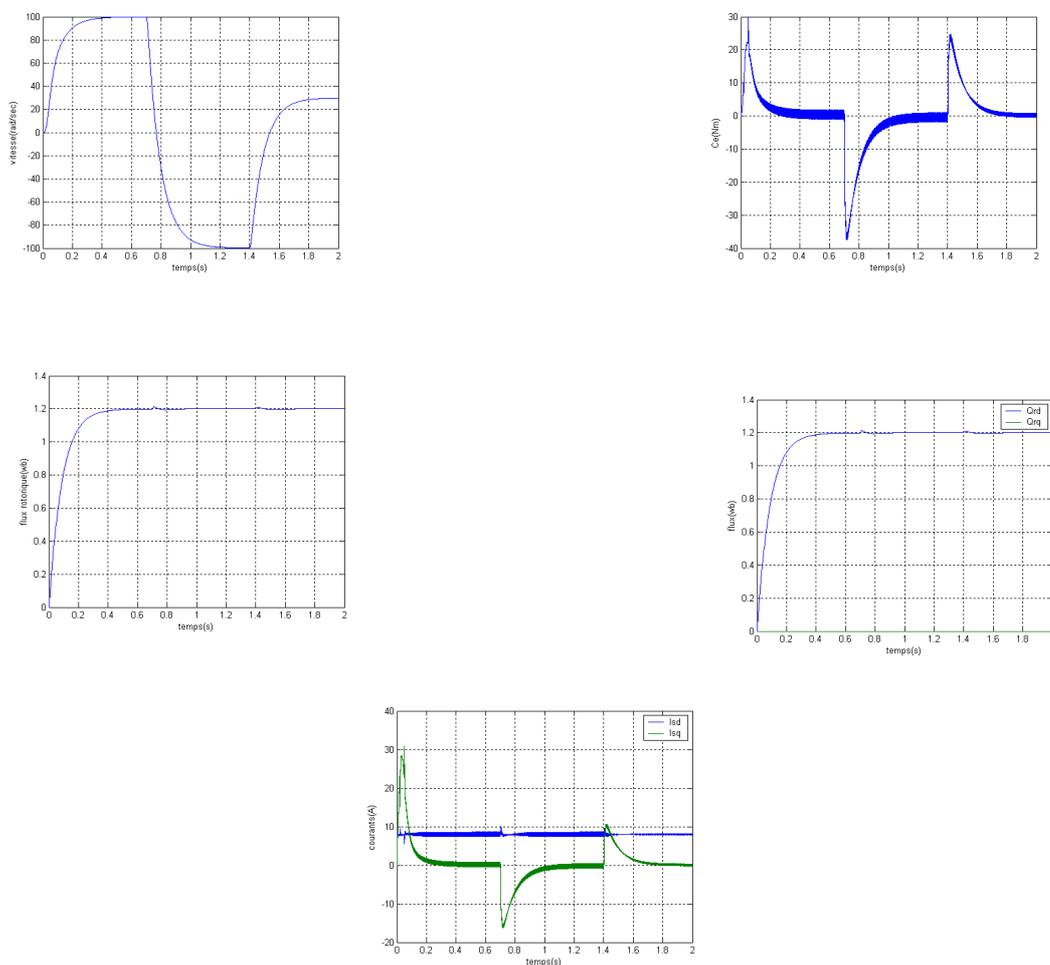


Figure (IV.14) Résultats de simulation lors de l'inversion du sens de rotation

IV.5.3. Fonctionnement à basses vitesses

La figure (IV.15) montre les réponses dynamiques de la machine lors changement de la consigne de vitesse de $+30\text{rad/sec}$ à -30rad/sec , à l'instant $t=0.7\text{s}$ et ensuite une deuxième inversion à une vitesse de $+15\text{rad/sec}$ à l'instant $t=1.4\text{s}$.

Les résultats de simulation montrent le découplage entre le flux et le couple. Donc, notre commande est robuste à basses vitesses.

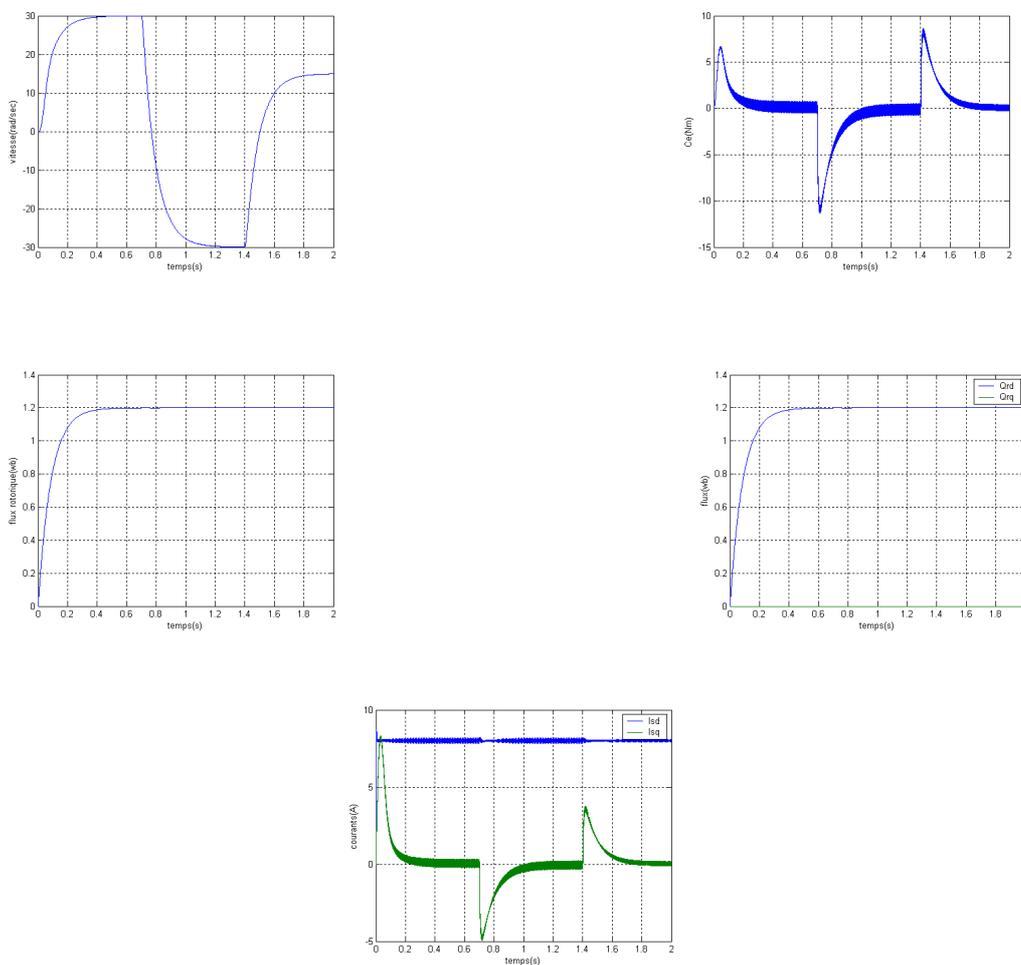


Figure (IV.15) Résultats de simulation lors fonctionnement à basses vitesses

IV.5.4. Inversion du sens de rotation et variation du couple de charge

Pour ce test, on a inversé le signe de la vitesse à $t=1s$. Cependant, on a introduit à l'instant $t=1s$ un couple de 5 Nm après un démarrage à vide. On l'a annulé à l'instant $t=1s$. Ensuite on l'a réappliqué à $t=1.5s$.

Vu les réponses obtenues à cette figure (IV.16), on note que les composantes du flux rotorique ne sont pas affectées par ce test, et cela montre bien la robustesse de notre commande.

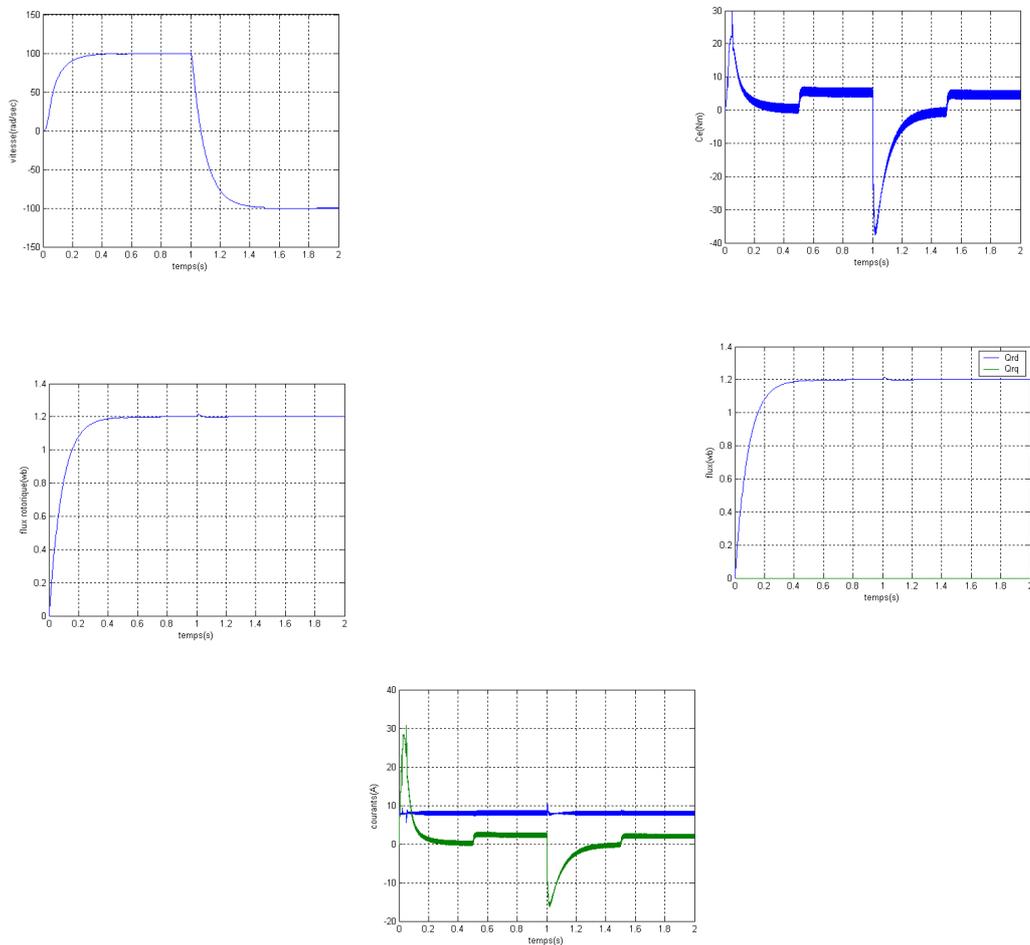


Figure (IV.16) Résultats de simulation lors inversion du sens de rotation et introduction du couple de charge

IV.6. Conclusion

A travers ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de deux méthodes directe et indirecte. Grâce à cette technique de commande, la machine asynchrone est assimilable à une machine à courant continu.

Les résultats de simulation montrent que les objectifs de régulation ont été atteints en découplant le flux et le couple, mais cette commande est affectée par les perturbations de la variation de vitesse et de l'application de couple de charge.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone. Cette commande, qui permet d'avoir des performances similaires à celles de la machine à courant continu à excitation séparée.

Avant d'aborder cette étude, nous avons commencé par présenter le modèle de la machine et son alimentation. La modélisation de la machine asynchrone est basée sur la transformation de Park, ce qui permet de simplifier les équations de la machine électrique, les résultats obtenus montrent bien la validité du modèle de Park pour la détermination des différentes caractéristiques de la machine.

Un bon fonctionnement de la commande des machines, nécessite une information fiable provenant des processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs (courants, tensions, flux, couple électromagnétique) ou mécanique (vitesse de rotation, position angulaire). Ces derniers sont des éléments coûteux et fragiles et fragilisant en même temps les systèmes d'entraînement électriques.

Pour la commande vectorielle directe, on ne dispose pas des capteurs de flux et on fait donc appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le montage car l'application de la première méthode impose plusieurs inconvénients comme il a été noté précédemment.

L'étude et la simulation de la commande vectorielle directe et indirecte avec orientation du flux rotorique dont la machine est alimentée en tension, nous permis de valider les performances du système d'entraînement associé à cette technique de commande.

D'une part, les résultats de simulation montrent bien le découplage entre le couple et le flux ; D'autre part, ces résultats montrent aussi que la commande vectorielle directe présente une dynamique très performante par rapport à la commande vectorielle indirecte. Cette dernière est simple à mettre en œuvre et nécessite ainsi peu de temps de calcul dans le microprocesseur.

Mais le problème majeur pour la commande vectorielle réside dans la variation des paramètres de la machine en fonction de la température et la saturation du circuit magnétique, il est à signaler que ce type de contrôle nécessite la connaissance exacte de la constante de temps rotorique qui intervient dans le modèle dynamique de la machine.

En cas d'imprécision sur T_r , le découplage entre le flux et le couple ne sera plus assuré, d'où une détérioration des performances dynamiques de l'entraînement.

En perspective nous proposons d'affiner ce travail en se rend compte de la saturation du circuit magnétique pour identifier les paramètres de la machine et utiliser les méthodes de l'intelligence artificielle pour le réglage et l'optimisation des régulateurs et des estimateurs.

ANNEXE

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1. Caractéristiques principales de la machine

• Puissance nominale	4 KW
• Couple de charge nominale	25 Nm
• Courant nominal	15/8.6 A
• Tension nominale	220/380 V
• Fréquence statorique nominale	50 Hz
• Vitesse nominale de rotation du rotor	1440 tr/mn
• Facteur de puissance nominal	0.437
• Nombre de paires de pôles	2

2. Paramètres électriques

• Résistance d'une phase du stator	$R_s=1.2 \Omega$
• Résistance d'une phase du rotor	$R_r=1.8 \Omega$
• Inductance propre d'une phase statorique	$L_s=0.1554 \text{ H}$
• Inductance propre d'une phase rotorique	$L_r=0.1568 \text{ H}$
• Inductance mutuelle	$L_m=0.1500 \text{ H}$

3. Paramètres mécaniques

• Moment d'inertie des masses tournantes	$J=0.02 \text{ Kg}\cdot\text{m}^2$
• Coefficient de frottement	$f=0.0035 \text{ Nm/rad/sec}$

BIBLIOGRAPHIE

- [1] **S.Chaouch,**
« Commande vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse »
Thèse de doctorat, Université Batna, Décembre 2005.
- [2] **M.Bouharkat,**
« Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique »*Thèse de doctorat, Université Batna, Février 2006.*
- [3] **R.Abdessamed, M.Kadjoudj,**
« Modélisation des machines électriques », *Presse de l'Université de Batna, 1997.*
- [4] **L.Baghli,**
« Modélisation et commande de la machine asynchrone », *Cours de commande IUFM de Lorraine UHP, 2003/2004.*
- [5] **J.Gognat,**
« Modélisation et simulation d'une commande vectorielle sous le logiciel MATLAB »,
Rapport de stage, Université d'Aix-Marseille, Juin 1999.
- [6] **J.Chatelain,**
« Machines électriques 1 », *Presse Polytechniques Romandes, 1983.*
- [7] **P.Brunet,**
« Introduction à la commande vectorielle des machines asynchrones »,
LTEG Henri BRISSON Vierzon, France.
- [8] **M.Pinard,**
« Commande électronique des moteurs électriques »*Edition Dunod, Paris 2004.*
- [9] **D.Aguglia,**
« Identifications des paramètres du moteur à induction triphasé en vue de sa commande vectorielle » *Mémoire de maîtrise, Université Laval Québec, Canada, Décembre 2004.*
- [10] **F.Labrique, G.Seguir, R.Bausiere,**
« Les convertisseurs de l'électronique de puissance, la conversion continu - alternatif »,
Technique et Documentation -Lavoisier ,1995.
- [11] **K.Kouzi,**
« Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur vitesse par un réglage PI –Flou à gains-Flous adaptés associé à un observateur d'état par modes de glissement »,*Thèse de magister, Université Batna , Septembre 2002.*
-

- [12] **D.Hadiouche,**
« Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure », *Thèse de doctorat, Université Nancy-I*, Décembre 2001.
- [13] **C.Canudas de Wit,**
« Modélisation contrôle vectoriel et DTC, commande des moteurs asynchrones 1 », *Hermis Science publications*, Paris 2000.
- [14] **G.Seguir,**
« Électronique de puissance les fonctions de base et leurs principales applications », *Edition Dunod*, Paris 1999.
- [15] **P.S.Bastiani,**
« Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur-machine alternative : application à la traction électrique » *Thèse de doctorat, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon*, Février 2001.
- [16] **I. Etxeberria-otadui,**
« Sur les systèmes de l'électronique de puissance dédiés à la distribution électrique-application à la qualité de l'énergie », *Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble*, Septembre 2003.
- [17] **M.Lavabre,**
« Électronique de puissance, conversion de l'énergie, cours et exercices résolus », *Editions Casteilla*, Paris 1998.
- [18] **M.H. Rashid,**
« Power electronics handbook », *Academic Press*, USA 2001.
- [19] **O.Bouakaz,**
« Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux », *Mémoire de magister, Université Batna*, 2005.
- [20] **G.Grellet, G.Clerc,**
« Actionneurs électriques, principe, modèles, commande », *Edition Eyrolles*, Paris 2000.
- [21] **L.Baghli,**
« Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » *Thèse de doctorat, Université Nancy-I*, Janvier 1999.
-

- [22] **X.Roboam, J.C.Hapiot, B.de Fornel, C.Andrieux,**
« Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse », *Journal de physique III.2*, pp.439-453, Mars 1992.
- [23] **G.Buche,**
« Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink » *Mémoire d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble*, Mars 2001.
- [24] **C.Canudas de Wit,**
« Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs », *Hermis Science Publications*, Paris 2000.
- [25] **T. Ourth,**
« Commande vectorielle d'un moteur asynchrone sans capteur », *Journal de Physique III.3*, pp.1123-1133, Juin 1993.
- [26] **M.N.Mawali, A.Keyhani, W.Tjanaka,**
« Implementation of indirect vector control on an integrated digital signal processor-based system » *IEEE Transaction on Energy Conversion*, Vol.14, pp.139-146, June 1999.
- [27] **J.W.Finch, D.J.Atkinson, P.P.Acarnely,**
« Full-order estimator for induction motor states and parameters », *Proceeding of IEEE*, pp.169-179, May 1998.
- [28] **U.Gokdere, M.A.Simaan, C.W.Brice,**
« Global asymptotic stability of indirect field-oriented speed control of current-fed induction motors », *Automatica*, Vol 34, pp.133-135, 1998.
- [29] **L.Baghli, H.Razik, A.Rezzoug,**
« Amélioration de la commande vectorielle sans capteur : méthode en ligne pour la compensation d'offset », *Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy*, UPRES A-CNRS, 1999.
- [30] **M.Nezar,**
« Diagnostic des associations convertisseurs statiques-machines asynchrones en utilisant les techniques de l'intelligence artificielle », *Thèse de doctorat, Université Batna*, Juin 2006.
-