

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE DE M'SILA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

THEME

COMMANDE HYBRIDE VECTORIELLE MODE GLISSANT
D'UN MOTEUR ASYNCHRONE

Proposé et dirigé par:

Monsieur : Hemza MEKKI

Présenté par :

BENHADDAD Kamel
CHIKOUCHE Abderrahmen
ZIANE Samir

Année Universitaire : 2010 / 2011

Remerciement

Nous tenons, en premier lieu à remercier le Bon Dieu pour le courage et la patience qui nous a donné afin de mener ce projet à terme.

*Nous tenons à remercier Monsieur **Hemza MEKKI** pour son aide, sa constante disponibilité et ses précieux conseils qui ont permis à ce travail de voir le jour.*

Nous présentons nos chaleureux remerciements aux enseignants du département électrotechnique pour leurs aides et orientations durant notre formation.

Enfin, nous ne saurions oublier de trop remercier nos familles pour leur soutien le long de ce parcours.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail

✚ *A ma mère avec toute mon affection.*

✚ *A mon père avec toute ma reconnaissance.*

✚ *A ma femme Avec tout mon amour.*

✚ *A mon frère et mes sœurs.*

✚ *A mon grand-père et mes grand-mères que dieu les gardes.*

✚ *A ma famille surtout mon oncle maternel Dahmen.*

✚ *Mes amis SAMIR et KAMEL.*

✚ *A tous mes amis.*

Abderrahmen.

Dédicace

J'ai le grand plaisir de dédier ce modeste travail à :

A ceux qui m'ont donné le sens de la vie

Mon Père et ma Mère

- ✚ Mes sœurs : Yasmina, Mounia, Samira, Samia, surtout la petite Amina.*
- ✚ Toute ma famille surtout mon oncle maternel Hoçine.*
- ✚ Toute la promo surtout mes binômes Abderrahmen et Samir.*
- ✚ Tous mes amis sans exception.*
- ✚ Tous mes camarades et mes amis dans ma vie.*

Kamel

Dédicace

Je dédie ce modeste travail a :

✚ *Mes chers parents*

✚ *Mes sœurs et mes frères*

✚ *Chère Ma femme*

✚ *Mes amis **ABDERRAHMEN** et **KAMEL***

✚ *Mon frère et mon amis **ELHACHMI ZOOUK***

✚ *Toute ma famille*

✚ *Tous mes amis de département d'électrotechnique*

✚ *Tous les enseignants qui m'ont aidé de proche ou de loin pour être un jour un ingénieur d'état en électrotechnique.*

Samir

Sommaire

Sommaire	I
Notions et Symboles	V
Introduction générale	1

Chapitre: I *Modélisation de la machine asynchrone*

I.1.Introduction.....	3
I.2.Généralités sur les machines asynchrones triphasées.....	3
I.2.1.Définition.....	3
I.2.2.Description.....	4
I.3.Modélisation de la machine asynchrone.....	4
I.3.1.Hypothèse simplificatrice.....	4
I.3.2.Mise en équations.....	5
I.3.2.1.Equations électriques.....	5
I.3.2.2.Equation magnétiques.....	6
I.3.2.3.Equations mécanique.....	7
I.4.Transformation de Park.....	8
I.4.1. Equation électriques.....	9
I.4.2. Equation magnétiques	9
I.4.3. Expression du couple électromagnétique et de la puissance.....	10
I.5.Choix du référentiel.....	11
I.5.1.Référentiel immobile par rapport au stator.....	11
I.5.2.Référentiel immobile au rotor.....	11
I.5.3.Référentiel immobile au champ tournant.....	12
I.6.Mise en équation d'état.....	13
I.7.Equations mécaniques.....	14
I.8.Simulation de la machine asynchrone.....	15
I.9.Résultats et interprétation de simulation.....	15
I.10.Conclusion.....	18

Chapitre: II

Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.1.Introduction.....	19
II.2.La commande vectorielle par orientation du flux	19
II.3.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	20
II.3.1.Méthode indirecte.....	22
II.3.2.Méthode directe	22
II.4.Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.....	22
II.4.1.Description.....	22
II.4.2.Système d'équations liées au flux rotorique.....	22
II.4.3.Découplage entré-sortie.....	23
II.4.3.1.Découplage par compensation.....	23
II.4.4.Régulation.....	24
II.4.4.1.Conception des régulateurs.....	24
II.4.4.1.1.Action proportionnelle.....	24
II.4.4.1.2.Action intégrale.....	24
II.4.4.2.Caractéristiques des régulateurs.....	25
II.4.4.2.1.Stabilité.....	25
II.4.4.2.2.Précision.....	25
II.4.4.2.3.Rapidité.....	25
II.4.4.3.Calcul des régulateurs.....	25
II.4.4.3.1.Régulation de courant statorique i_{sd}	25
II.4.4.3.2.Régulation de courant statorique i_{sq}	26
II.4.4.3.3.Régulation de la vitesse.....	27
II.5.Schéma bloc de la commande vectorielle directe.....	28
II.6.Résultats de simulation.....	28
II.6.1.Fonctionnement nominal.....	29
II.6.2.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	30
II.6.3.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge.....	31
II.6.4.Fonctionnement de la machine lors de la variation du flux.....	32
II.7.Interprétation des résultats de simulations	33
II.8.Conclusion	34

Chapitre: III

Commande hybride vectorielle mode glissant

III.1.Introduction.....	35
III.2.Systèmes à structure variables.....	35
III.2.1.Définition 1.....	35
III.2.2.Définition 2.....	36
III.3.Théories des Modes glissants.....	36
III.4.Conception de la commande par mode glissant.....	37
III.4.1.Choix de la surface de glissement.....	37
III.4.2.Conditions de convergence.....	39
III.4.2.1.Fonction directe de commutation.....	39
III.4.2.2.Fonction de Lyapunov.....	39
III.4.3.Calcul de la commande.....	40
III.4.3.1.Définition des grandeurs de commande.....	41
III.4.3.2.Expression analytique de la commande.....	41
III.4.4.Elimination du phénomène de CHATTERING.....	43
III.5.Application de la commande hybride vectorielle mode de glissement à la MAS.....	43
III.5.1.Description.....	43
III.5.2.Modèle de la MAS.....	44
III.5.3.Synthèse de la commande hybride.....	44
III.5.3.1.Pour le régulateur du flux.....	44
III.5.3.2.Pour le régulateur de vitesse.....	45
III.5.3.3.Pour la commande de la composante directe du courant statorique.....	45
III.5.3.4.Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique.....	46
III.6.Résultats de simulation.....	47
III.6.1.Fonctionnement nominal.....	47
III.6.2.Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse.....	48
III.6.3.Fonctionnement de la machine pour la variation de la charge.....	49
III.6.4.Fonctionnement de la machine lors de la variation de le flux.....	50
III.7.Interprétation des résultats	51
III.8.Conclusion	51

Chapitre IV

Etude comparative

IV.1.Introduction	53
IV.2.Résultats de simulation	53
IV.2.1.Test de robustesse de Fonctionnement nominal	54
IV.2.2.Test de robustesse de la variation de vitesse	55
IV.2.3.Test de robustesse de la variation de la charge	56
IV.2.4.Test de robustesse de la variation du flux	57
IV.3.Interprétation des résultats	58
IV.4.Conclusion	59
Conclusion générale	60
Bibliographie	61
Annexe	63

Notations et Symboles

MAS	: Machine Asynchrone.
s, r	: Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c	: Indice correspondants aux trois phases a, b, c.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	: Tensions d'alimentation des phases statoriques.
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	: Tensions d'alimentation des phases rotoriques.
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	: Courants statoriques.
i_{ra}, i_{rb}, i_{rc}	: Courants rotoriques.
$\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Flux statoriques.
$\Phi_{ra}, \Phi_{rb}, \Phi_{rc}$: Flux rotoriques.
L_{ss}	: La matrice des inductances statoriques.
L_{rr}	: La matrice des inductances rotoriques.
r_s, l_s	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
r_r, l_r	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique
M_{sr}	: Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
m_s	: L'inductance mutuelle entre phases statoriques.
m_r	: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques.
θ	: Angle électrique.
(α, β)	: Axes fixés au stator.
(x, y)	: Axes fixés au rotor.
(u, v)	: Axes biphasé.
(d, q)	: Axes fixés par rapport au champ tournant.
θ_s, θ_r	: Déphasage de l'axe direct par rapport au stator et rotor.
[P]	: Matrice de transformation de PARK.
ω_s	: Pulsation statorique.
ω_r	: Pulsation rotorique.
ω_g	: Pulsation de glissement.
P	: Nombre de paires de pôles.
C_r	: Couple résistant.

Ω	: Vitesse angulaire de rotation.
f	: Coefficient de frottement.
J	: Moment d'inertie de la partie tournante de la machine.
C_e	: Couple électromagnétique.
σ	: Coefficient de dispersion.
$[A]$: Matrice de transition.
$[B]$: Matrice de commande.
T_r	: Constante de temps rotorique.
T_s	: Constante de temps statorique.
V_{eff}	: Valeur efficace de tension.
f	: Fréquence du réseau.
s	: Opérateur dérivée de LAPLACE.
K_p	: Facteur de proportionnalité.
K_i	: Facteur intégral.
PI	: Régulateur proportionnel-intégral.
SMC	: Commande par mode glissant.
C.V	: Commande Vectorielle.
C.H.V.M.G	: Commande Hybride Vectorielle Mode Glissant.

Introduction générale

La plupart des processus industriels font largement appel à des moteurs pour assurer l'entraînement. En fonction des applications, ces moteurs sont de divers types et les performances exigées sont largement variables. Par conséquent, ces moteurs doivent répondre de manière efficace à des variations de consignes (vitesse, position, couple) et cela, dans une large gamme de variations du point de fonctionnement.

La machine asynchrone, de par sa construction, est la machine la plus robuste et la moins coûteuse, elle est utilisée pendant une longue période, dans des applications industrielles qui ne demandent pas de hautes performances, ceci à cause de sa forte non linéarité et de la présence du couplage entre les grandeurs statoriques et les grandeurs rotoriques.

Dans le domaine de la commande des machines asynchrones, les chercheurs se sont orientés de plus en plus vers l'application des techniques comme la commande vectorielle, le réglage par mode glissement, la logique floue, les réseaux de neurones et les algorithmes génétiques...etc.

Le comportement dynamique de la machine asynchrone devient analogue à celui d'une machine à courant continu, dans la mesure où elle est modélisée de manière appropriée pour réaliser un découplage entre les grandeurs "couple-flux", obtenu dans le cas de la commande vectorielle introduite par Blachkeen 1971. Le principe de cette technique consiste à orienter le vecteur flux rotorique dans repère lié au champ tournant. Ainsi l'orthogonalité des deux vecteurs qui en résulte assure une production optimale du couple électromagnétique [1].

Les lois de commande classique donnent de bons résultats dans le cas des systèmes linéaires à paramètres constants. Pour des systèmes non linéaires ou ayant des paramètres non constants, ces lois de commande classique peuvent être insuffisantes car elles sont non robustes, surtout lorsque les exigences sur la précision et autres caractéristiques dynamiques du système sont strictes.

On est donc conduit vers d'autres commandes plus compétitives, plus aptes à surmonter les non-linéarités et plus adaptées à la résolution des problèmes de robustesse. Les commandes à structures variables offrent ces propriétés. Elles ont été à l'issue des travaux élaborés par le mathématicien soviétique A.F. FILLIPOV [2].

Cependant, ce n'est qu'à partir des années 80 que la commande par mode de glissement des systèmes est devenue intéressante et attractive. Elle est considérée comme l'une des approches de commande des systèmes non linéaires et des systèmes ayant des modèles imprécis [2].

Ce mémoire est principalement consacré à appliquer la commande hybride vectorielle mode glissant à la machine asynchrone par d'introduction de la technique de réglage par mode glissant, basée sur le principe de la commande vectorielle directe. Notre travail reportait sur :

- ✓ Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension.
- ✓ Dans le deuxième chapitre, nous appliquons la commande vectorielle directe en tension, à la machine asynchrone, simulation, tests de robustesse de cette commande seront effectués.
- ✓ Le troisième chapitre est consacré la théorie de réglage par mode de glissement et l'application la commande hybride vectorielle mode glissant à la machine asynchrone.
- ✓ On termine par une étude comparative entre les deux stratégies de la commande vectorielle et la commande hybride vectorielle mode glissant.

CHAPITRE I

Modélisation de la machine asynchrone

I.1.Introduction

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie, son principal avantage réside dans l'absence de contact électrique glissant, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire, le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts, relie directement au réseau industriel à tension et fréquence constantes il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse synchrone, c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante le moteur asynchrone permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croître .

La modélisation des machines électriques est une phase primordiale pour l'élaboration de la loi de commande. En effet, aborder la commande des machines électriques nécessite l'emploi d'une méthode de modélisation adaptée à la commande. Il s'agit d'une application simple des méthodes de la modélisation à la machine asynchrone qui présente des spécificités propres qui ne sont pas nécessairement communes à d'autres processus physiques.

Il est donc évident que cette étape de modélisation soit un passage obligatoire pour étudier le comportement de la machine dans tous les cas de fonctionnement.

A cet effet, le point de départ qu'on a considéré pour la modélisation de la machine asynchrone est la machine généralisée et les équations d'état qui lui sont associées.

Ces équations seront traduites sous forme de schéma-blocs de manière à être simulés à l'aide du logiciel MATLAB (SIMULINK).

La simulation de la machine asynchrone triphasée à diverses alimentations nous permettra de retrouver des résultats classiques et de valider nos modèles du type schéma blocs [3].

Ce chapitre comportera deux parties, dans la première on donnera un modèle mathématique de la machine asynchrone dans le plan triphasé puis biphasé selon la transformation de PARK. La deuxième partie sera consacrée à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en l'annexe.

I.2.Généralités sur les machines asynchrones triphasées

I.2.1.Définition

Une machine asynchrone est une machine à courant alternatif dont la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales. Le rotor est toujours en retard par rapport à la vitesse du champ statorique. La machine asynchrone est dite machine à induction car l'énergie transférée du stator au rotor ou inversement se fait par induction électromagnétique [4].

I.2.2. Description

Les machines asynchrones sont des convertisseurs électromagnétiques tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone est constituée de deux parties, le stator et le rotor.

Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinées par trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on retrouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé des barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé. Ces barres sont reliées entre elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit [5].

I.3. Modélisation de la machine asynchrone triphasée

I.3.1. Hypothèses simplificatrices

L'étude de la modélisation d'une machine asynchrone sera faite dans le contexte habituel d'hypothèses simplificatrices suivantes [6] :

- ✓ L'entrefer constant.
- ✓ L'effet des encoches négligé.
- ✓ La distribution spatiale sinusoidale des forces magnétomotrices d'entrefer.
- ✓ Le circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ✓ Les pertes ferromagnétiques négligeables.
- ✓ L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques, n'est pas prise en compte.
- ✓ L'additivité des flux.
- ✓ La constance des inductances propres.

La structure principale de la machine asynchrone est représentée par la figure (I.1), elle est composée de six enroulements dans l'espace électrique, les axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle ($2\pi/3$), ainsi que les axes rotoriques. L'angle θ représente l'angle entre l'axe de la phase rotorique de référence (r_a) et l'axe fixe de la phase statorique de référence (s_a). Les flux sont considérés positifs selon le sens des axes des enroulements de la machine asynchrone [7].

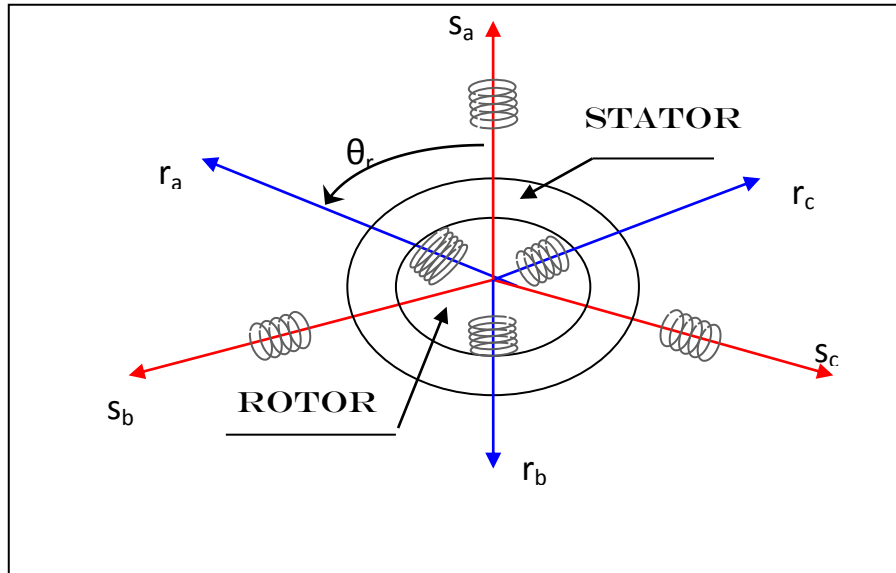


Figure (I.1): Représentation des enroulements de la machine asynchrone triphasée dans l'espace électrique.

I.3.2.Mise en équations

I.3.2.1.Equations électriques

En considérant la figure (I.1), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par le stator avec l'indice (s) et le rotor avec l'indice (r) comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = r_s i_{sa} + \frac{d}{dt} \Phi_{sa} \\ V_{sb} = r_s i_{sb} + \frac{d}{dt} \Phi_{sb} \\ V_{sc} = r_s i_{sc} + \frac{d}{dt} \Phi_{sc} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

$$\begin{cases} V_{ra} = r_r i_{ra} + \frac{d}{dt} \Phi_{ra} \\ V_{rb} = r_r i_{rb} + \frac{d}{dt} \Phi_{rb} \\ V_{rc} = r_r i_{rc} + \frac{d}{dt} \Phi_{rc} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

En désignant par:

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques
- i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants qui traversent les trois phases statoriques
- $\Phi_{sa}, \Phi_{sb}, \Phi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.
- r_s : Résistance d'une phase statorique.
- r_r : Résistance d'une phase rotorique .

Les équations (I.1) et (I.2) peuvent être écrites sous la forme matricielle suivante:

a. Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{sabc}] = [r_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{sabc}] \quad (\text{I.4})$$

b. Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.5})$$

Ou sous la forme condensée comme suit :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{rabc}] \quad (\text{I.6})$$

I.3.2.2. Equation magnétiques

Les relations entre les flux et le courant s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

a. Pour le stator :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_{ss}][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{I.7})$$

b. Pour le rotor:

$$[\Phi_{rabc}] = [L_{rr}][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{I.8})$$

Tel que:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T \quad (\text{I.9})$$

On désigne par:

$[L_{ss}]$: Matrice des inductances statoriques.

$[L_{rr}]$: Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$: Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

Avec:

L_s : Inductance propre d'une phase statorique.

L_r : Inductance propre d'une phase rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

M_r : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{I.12})$$

θ_r : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases statoriques et rotoriques.

m : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre une phase statorique et une phase rotorique lorsque les deux axes se coïncident.

I.3.2.3. Equations mécaniques

L'équation de mouvement est donnée par:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{I.13})$$

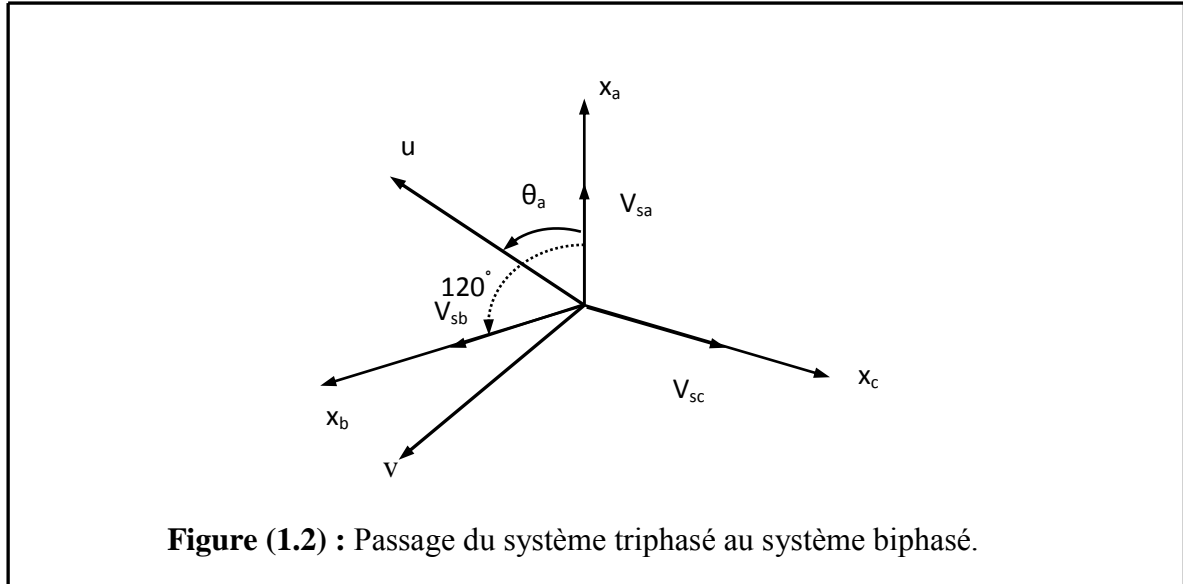
Le couple est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}] \frac{d}{dt} \left([M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \right) \quad (\text{I.14})$$

Les équations précédentes font apparaître des difficultés pour la résolution analytique du fait que les termes trigonométriques de la matrice des inductances varient en fonction de la position. Cela conduit à l'usage de la transformation de Park, qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position.

I.4. Transformation de Park

La transformation de Park consiste à imaginer de remplacer le repère rotorique tournant par un autre repère fictif équivalent fixe à condition de conserver la force magnétomotrice et la puissance instantanée.



Pour transformer un système triphasé $[abc]$ en un système biphasé $[uv]$ avec une composante homopolaire comme indique dans l'équation suivante:

$$[X_{uvo}] = [P(\theta_c)] [X_{abc}] \quad (\text{I.15})$$

Le passage inverse est donner par:

$$[X_{abc}] = [P(\theta_c)]^{-1} [X_{uvo}] \quad (\text{I.16})$$

Tel que:

X : peut-être la tension, le courant ou le flux.

$[P(\theta_c)]$: est la matrice de transformation directe de Park.

$[P(\theta_c)]^{-1}$: est la matrice de transformation inverse de Park.

Avec:

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta_c) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

La matrice de transformation $[P(\theta_c)]$ étant orthonormée, le calcul de sa matrice inverse est donc simplifié

$$[P(\theta_c)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_c) & -\sin(\theta_c) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta_c + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

La composante homopolaire est de valeur nulle, si on considère que le système (abc) est équilibré et symétrie.

θ_c : La position angulaire du système d'axes (uv) par rapport au système d'axe réel (abc)

$\omega_c = \frac{d}{dt}\theta_c$: Vitesse de coordonnée.

Dans ces conditions les équations électriques, magnétiques et mécaniques deviennent

I.4.1. Equations électriques

On applique la transformation de Park sur les deux équations (I.4) et (I.6), et en admettant que le rotor étant en court-circuit, il en résulte:

$$\begin{cases} V_{su} = r_s i_{su} + \frac{d}{dt}\Phi_{su} - \omega_c \Phi_{sv} \\ V_{sv} = r_s i_{sv} + \frac{d}{dt}\Phi_{sv} + \omega_c \Phi_{su} \\ V_{ru} = 0 = r_r i_{ru} + \frac{d}{dt}\Phi_{ru} - \omega_c \Phi_{rv} \\ V_{rv} = 0 = r_r i_{rv} + \frac{d}{dt}\Phi_{rv} + \omega_c \Phi_{ru} \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Le système (u, v) tourne à la vitesse $(\omega_c - \omega_r)$ par rapport au rotor.

I.4.2. Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur les équations (I.7) et (I.8) donne:

$$\begin{cases} \Phi_{su} = l_s i_{su} + M i_{ru} \\ \Phi_{sv} = l_s i_{sv} + M i_{rv} \\ \Phi_{ru} = l_r i_{ru} + M i_{su} \\ \Phi_{rv} = l_r i_{rv} + M i_{sv} \end{cases} \quad (\text{I.20})$$

Avec:

$l_s = L_s - M_s$: Inductance cyclique propre statorique.

$l_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique propre rotorique.

$M = \frac{3}{2} m$: Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor.

I.4.3.Expression du couple électromagnétique et de la puissance

L'expression du couple électromagnétique est donnée par:

$$C_e = \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} = P \frac{\partial W_e}{\partial \theta_{géo}} \quad (\text{I.21})$$

Avec:

W_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

$\theta_{géo}$: Ecart angulaire de la partie (rotor par rapport au stator).

P : Nombre de paires de pôle.

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = V_{sa} i_{sa} + V_{sb} i_{sb} + V_{sc} i_{sc} \quad (\text{I.22})$$

$$P(t) = V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv} + V_{so} i_{so} \quad (\text{I.23})$$

Le système, étant équilibrée, il vient:

$$P(t) = [V_{su} i_{su} + V_{sv} i_{sv}] \quad (\text{I.24})$$

En remplaçant V_{su} et V_{sv} par leurs expressions il vient que:

$$P(t) = [r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2] + \left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right] + \omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{I.25})$$

Cette dernière expression est composée de trois parties:

$[r_s i_{su}^2 + r_s i_{sv}^2]$: Représente les chutes ohmiques.

$\left[i_{su} \frac{d}{dt} \Phi_{su} + i_{sv} \frac{d}{dt} \Phi_{sv} \right]$: Représente la variation de l'énergie magnétique.

$\omega_c [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}]$: Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que:

$$P_e = C_e \omega_c \quad (\text{I.26})$$

Alors:

$$C_e = [\Phi_{su} i_{sv} - \Phi_{sv} i_{su}] \quad (\text{I.27})$$

Ou bien encore:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} [\Phi_{ru} i_{sv} - \Phi_{rv} i_{su}] \quad (\text{I.28})$$

I.5.Choix du référentiel

L'étude analytique du moteur asynchrone à l'aide de la transformation de Park, nécessite l'utilisation d'un référentiel qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques.

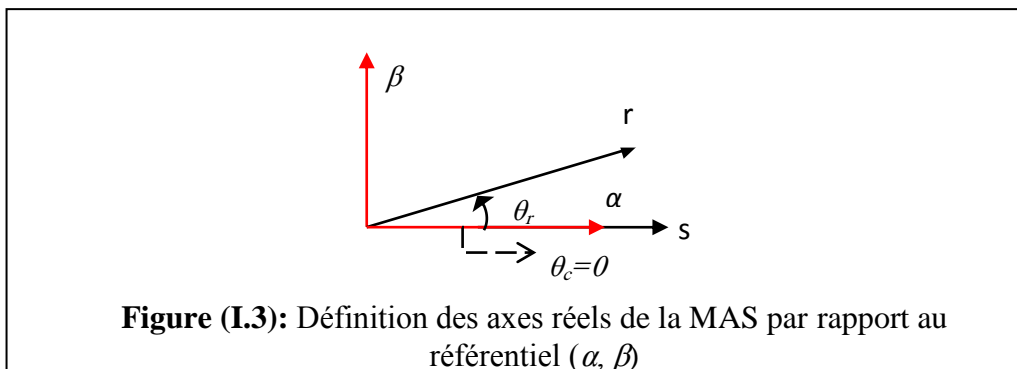
Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes (u,v) qui se fait en fonction de l'application.

I.5.1. Référentiel immobile par rapport au stator

Il se traduit par les conditions :

$$\omega_c = \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad (\text{I.29})$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «α» et «v» par «β», on obtient :



Les équations de système (I.19) prennent la forme:

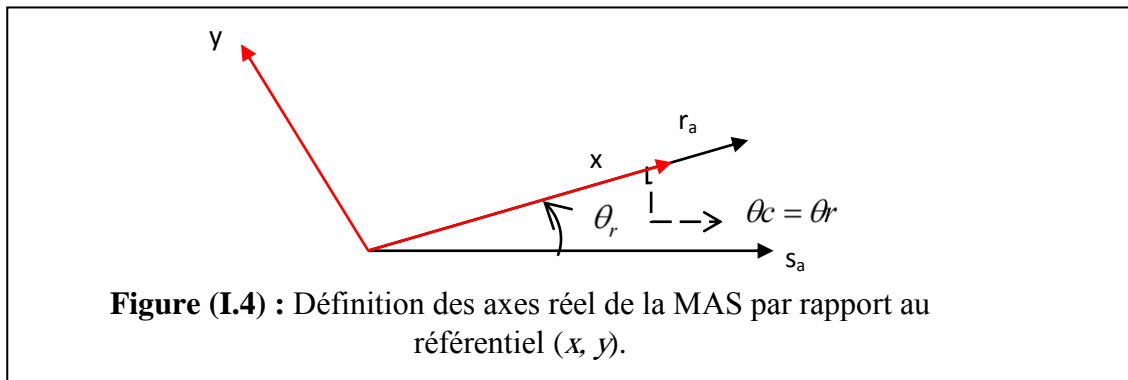
$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{r\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} - \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

C'est le repère le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées, il possède des tensions et des courants réelles et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif [8].

I.5.2. Référentiel immobile au rotor

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_r = \omega_r \quad (\text{I.31})$$



Les équations de système (I.17) prennent la forme:

$$\begin{cases} V_{sx} = r_s i_{sx} + \frac{d}{dt} \Phi_{sx} - \omega_r \Phi_{sy} \\ V_{sy} = r_s i_{sy} + \frac{d}{dt} \Phi_{sy} + \omega_r \Phi_{sx} \\ V_{rx} = 0 = r_r i_{rx} + \frac{d}{dt} \Phi_{rx} \\ V_{ry} = 0 = r_r i_{ry} + \frac{d}{dt} \Phi_{ry} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

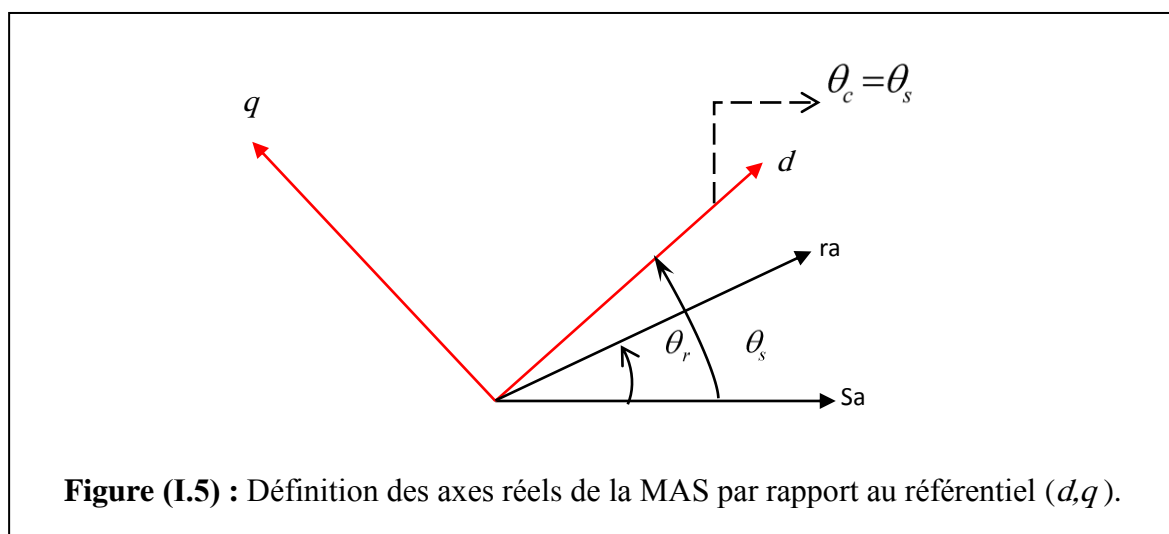
Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.5.3. Référentiel immobile au champ tournant

Il se traduit par les conditions:

$$\omega_c = \frac{d}{dt} \theta_s = \omega_s \quad (\text{I.33})$$

Et on remplaçant l'indice «u» par «d» et «v» par «q»



Les équations de système (I.19) prennent la forme:

$$\begin{cases} v_{sd} = r_s i_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \\ v_{sq} = r_s i_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \\ V_{rd} = 0 = r_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = r_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_s - \omega_r) \Phi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.34})$$

Avec:

$$\omega_g = \omega_s - \omega_r$$

Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplification dans la formulation des équations. Il fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, raison pour laquelle ce référentiel est utilisé en commande [Chapitre II].

I.6. Mise en équation d'état

Les phénomènes transitoires dans les machines asynchrones peuvent être étudiés à partir du modèle généralisé dans un référentiel lié au stator (α, β) . Considérons les tensions $(V_{s\alpha}, V_{s\beta})$ comme grandeurs de commande, les courants statoriques $(i_{s\alpha}, i_{s\beta})$, les flux rotoriques $(\Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta})$, la vitesse mécanique Ω_r comme variables d'état et le couple résistant comme perturbation.

Soit le système d'équations statoriques et rotoriques exprimées dans le repère (α, β) .

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = r_s i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} = r_s i_{s\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 = r_r i_{s\alpha} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\alpha} + \omega_r \Phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = r_r i_{r\beta} + \frac{d}{dt} \Phi_{r\beta} + \omega_r \Phi_{r\alpha} \end{cases} \quad (\text{I.35})$$

En substituant le système (I.22) dans (I.33), on aboutit à :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -r & 0 & 0 \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sigma_s & 0 & \frac{M}{l_r} & 0 \\ 0 & \sigma_s & 0 & \frac{M}{l_r} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.36})$$

On cherche à obtenir un système d'équation écrit sous forme d'équation d'état le modèle sera de la forme :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I.37})$$

Tel que :

$$[X] = [i_{s\alpha} \quad i_{s\beta} \quad \Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T : \text{Vecteur d'état.}$$

$$[A] : \text{Matrice d'évolution d'état du système.}$$

$$[B] : \text{Matrice de commande du système.}$$

$$[U] = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}] : \text{Vecteur de commande.}$$

Après tous les calculs fait on trouve :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & 0 & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} & \frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} + \frac{M^2}{l_r T_r}\right) & -\frac{M}{\sigma l_s l_r} \omega_r & \frac{M}{\sigma l_s l_r T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.38})$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma l_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma l_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.39})$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{l_s l_r} : \text{Le coefficient du fuite totale.}$$

$$T_s = \frac{l_s}{r_s} : \text{Constante de temps statorique.}$$

$$T_r = \frac{l_r}{r_r} : \text{Constante de temps rotorique.}$$

I.7. Equations mécaniques

L'équation du couple électromagnétique et de mouvement sont défini comme suit:

$$C_e = \frac{PM}{l_r} (\Phi_{r\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (\text{I.40})$$

$$J \frac{d}{dt} \omega_r = P(C_e - C_r) - f \omega_r \quad (\text{I.41})$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Coupler résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

ω_r : Vitesse électrique rotorique.

f : Coefficient de frottement visqueux.

I.8.Simulation de la machine asynchrone

La mise sous forme d'état du modèle de la machine asynchrone permet la simulation de cette dernière. L'objectif de l'étude réalisée dans cette section est d'établir un schéma bloc à partir duquel la machine asynchrone est alimentée directement par le réseau triphasé [220/380V, 50Hz]. Les paramètres de la machine asynchrone utilisée dans ce travail sont donnés en Annexe.

Les tensions d'alimentation sont supposées parfaitement sinusoïdales d'amplitudes constantes, elles peuvent être présentées comme suit :

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t) \\ V_{sb} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{sc} = \sqrt{2}V_{eff} \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases}$$

Avec :

V_{eff} : Valeur efficace de tension.

$$\omega = 2\pi f$$

Avec :

f : Fréquence du réseau

I.9.Résultats et interprétation de simulation

Les figures suivantes illustrent les simulations effectuées sur une MAS dont les paramètres sont donnés en annexe. Ces figures présentent les principales caractéristiques de la MAS pour un fonctionnement à vide, puis en charge.

Les figure (I.6), (I.7) présentent les résultats de simulation de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard « 220/380V, 50HZ ». Dans un premier lieu sans l'application de perturbation et un autre essai avec l'application de la perturbation.

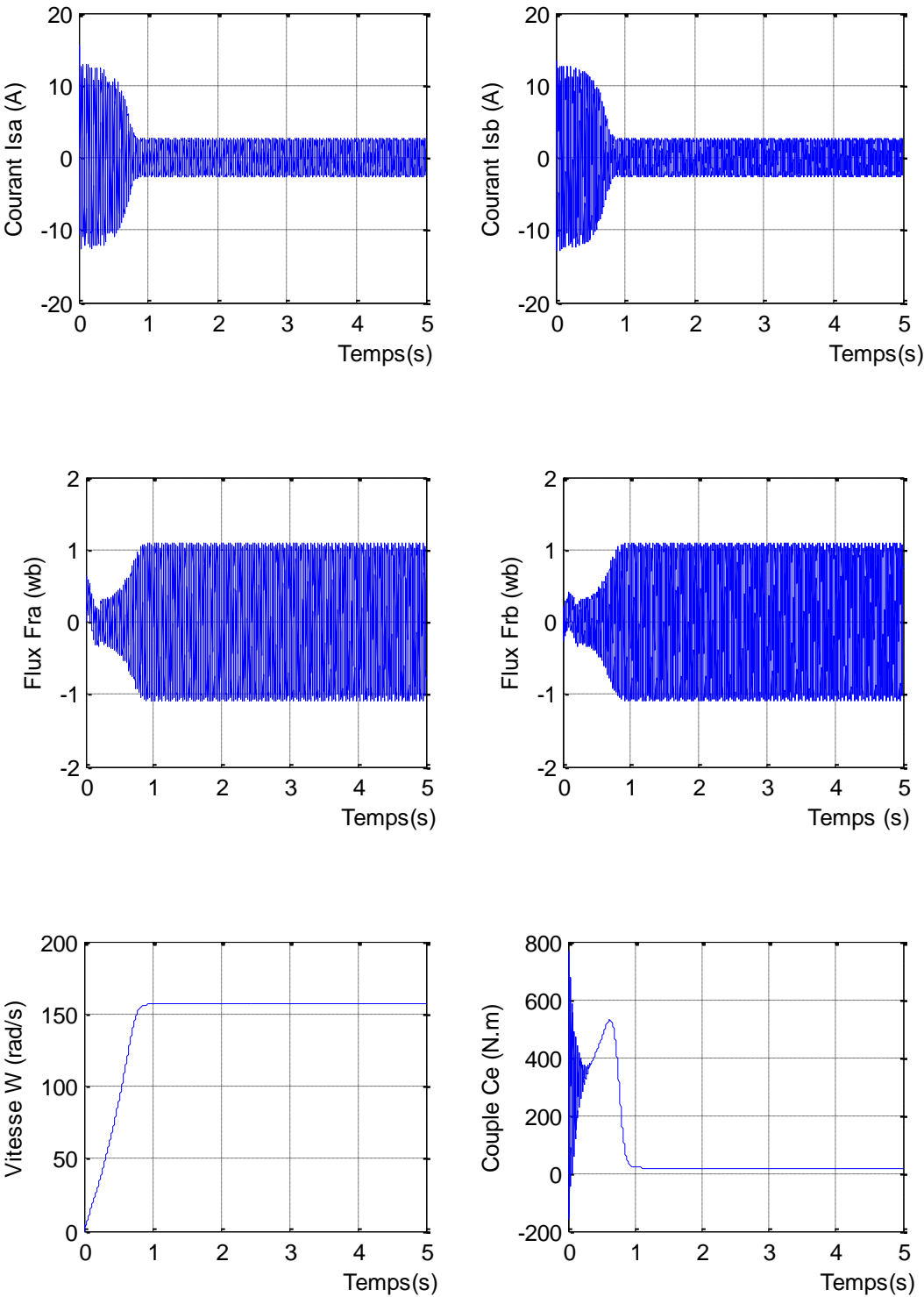


Figure (I.6): Fonctionnement à vide de la MAS.

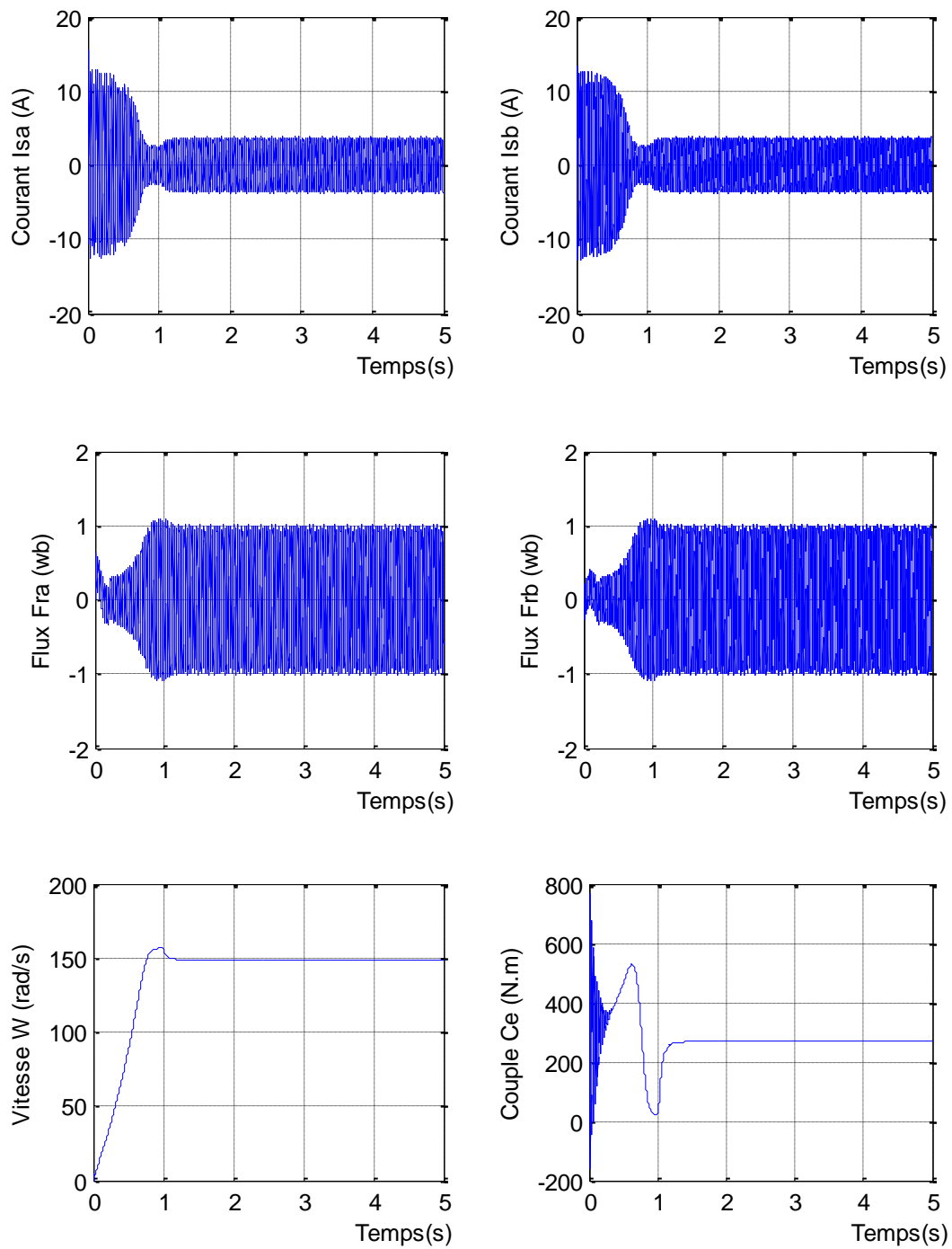


Figure (I.7): Fonctionnement en charge de la MAS.

L'examen des courbes permet de constater que le démarrage à vide avec une tension nominale nous donne :

L'allure de la caractéristique de vitesse présente des oscillations dans le premier instant de démarrage avec un accroissement presque linéaire, puis se stabilise à la valeur désirée. Après un temps d'environ 0.8 s la vitesse de rotation s'établit à une valeur proche de la vitesse de synchronisme.

Pendant le régime transitoire, le couple est fortement pulsatif, présent au premier instant de démarrage, des battements importants suivi d'un nombre d'oscillations avant de se stabiliser à zéro.

Les courants statoriques présentent des oscillations successives autour de zéro avec une amplitude maximale de (13A) jusqu'à 0.8 s. Après ce temps l'amplitude de ces oscillations est diminuée jusqu'à 3A.

Pour, une perturbation de couple ($C_r=5\text{N.m}$) appliquée à l'arbre du moteur, les résultats de simulation correspondants sont regroupés également dans la même figure (I.7).

Lors de l'application de charge, le couple électromagnétique rejoint sa valeur de référence pour compenser cette sollicitation avec une réponse quasiment instantanée. Avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal.

On constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement. Ce qu'est un résultat évident.

On remarque également que les flux rotoriques subissent une chute significative causée par le glissement. Les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre du moteur.

I.10. Conclusion

Dans ce premier chapitre nous avons pu établir le modèle mathématique de la machine asynchrone alimentée en tension. La complexité de ce modèle a été réduite par un certain nombre d'hypothèses simplificatrices et par l'application de la transformation de PARK qui ramène le modèle triphasé en un modèle diphasé équivalent.

Cette modélisation nous a permis essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle et de vérifier que les simulations effectuées par MATLAB sont valables. D'autre part nous avons constaté que la vitesse de rotation du moteur chute lorsque on augmente la charge, ceci nécessite sa régulation en particulier lorsqu'il s'agit d'un processus industriel exigeant une vitesse constante indépendamment de la variation de la charge.

Dans le chapitre suivant, nous exploitons le modèle établi précédemment pour étudier la régulation de vitesse de la machine asynchrone en utilisant la technique de commande vectorielle.

CHAPITRE II

*Commande vectorielle par
Orientation du flux rotorique*

II.1.Introduction

La machine asynchrone est difficilement commandable. La difficulté réside dans le fait que son modèle mathématique dans le repère de Park est non linéaire multi variables est fortement couplé [9].

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique et le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi, toute variation du couple par variation du courant statorique se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor [6], [10].

Pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage entre le couple et le flux.

Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en appliquant la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blaschke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation du flux selon l'axe directe du repère (d, q) [11].

Depuis son apparition, la commande vectorielle des machines asynchrones n'a cessé d'intéresser les chercheurs dans le domaine des entraînements électrique à vitesse variable cela s'explique par les nombreux travaux de recherche dans ce domaine [12].

Le présent chapitre consiste à introduire la méthode du control vectoriel direct par orientation du flux rotorique, débiter par une explication du principe de cette méthode, puis on va appliquer la commande vectorielle sur le modèle de la machine asynchrone et nous faisons le réglage des grandeurs de la machine en utilisant des régulateurs de type PI. Finalement, on présentera les résultats de simulation avec des tests de robustesse.

II.2.Commande vectorielle par orientation du flux

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée [13].

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d, q). Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère (d, q) entraîne l'alignement de l'axe d sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).

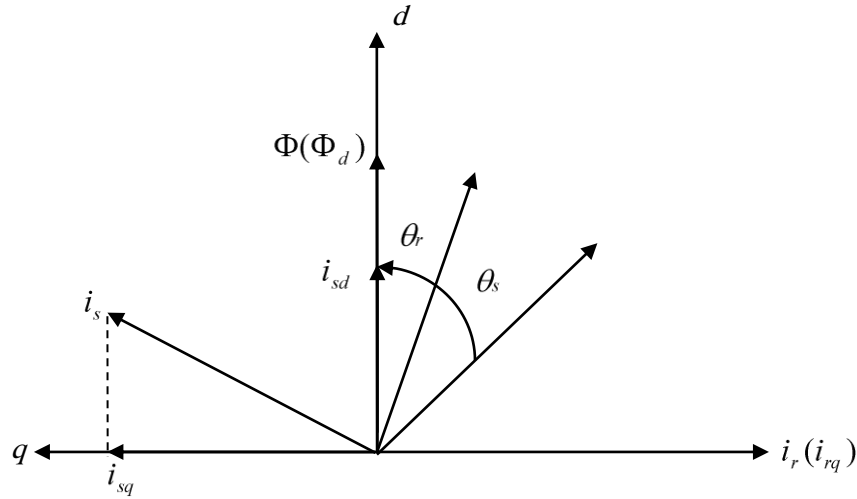


Figure (II.1): Orientation du flux (rotorique, statorique ou d'entrefer)

Le flux (Φ) peut représenter:

- ✓ Flux rotorique : $\Phi_{rd} = \Phi_r$; $\Phi_{rq} = 0$
- ✓ Flux statorique : $\Phi_{sd} = \Phi_s$; $\Phi_{sq} = 0$
- ✓ Flux d'entrefer : $\Phi_{rg} = \Phi_g$; $\Phi_{gq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important et nécessite la connaissance des paramètres rotorique [13].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

II.3.Principe de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solidaire au champ tournant de vitesse ω_s , donc on peut remarquer les propriétés suivantes:

- La composante transversale du flux rotorique est nulle.
- L'axe d est aligné systématiquement sur le vecteur du flux rotorique.
- La composante longitudinale du courant rotorique est nulle si le flux rotorique est maintenu constant.

D'après ces propriétés on peut écrire:

$$\begin{aligned}\Phi_{rq} &= 0 \\ \Phi_{rd} &= \Phi_r \\ i_{rd} &= 0\end{aligned}\tag{II.1}$$

On remplace ce système dans le système (I.20) on obtient:

$$\begin{aligned}\Phi_r &= M i_{sd} \\ \Phi_{rq} &= l_r i_{rq} + M i_{sq} = 0\end{aligned}\tag{II.2}$$

À partir de la dernière équation de ce système on aura l'équation suivante :

$$i_{rq} = \frac{M}{l_r} i_{sq} \tag{II.3}$$

On remplace le système (II.1) dans l'équation (I.29) on aura :

$$C_e = \frac{PM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \tag{II.4}$$

Ou encore, le couple devient:

$$C_e = k_2 i_{sd} i_{sq} \tag{II.5}$$

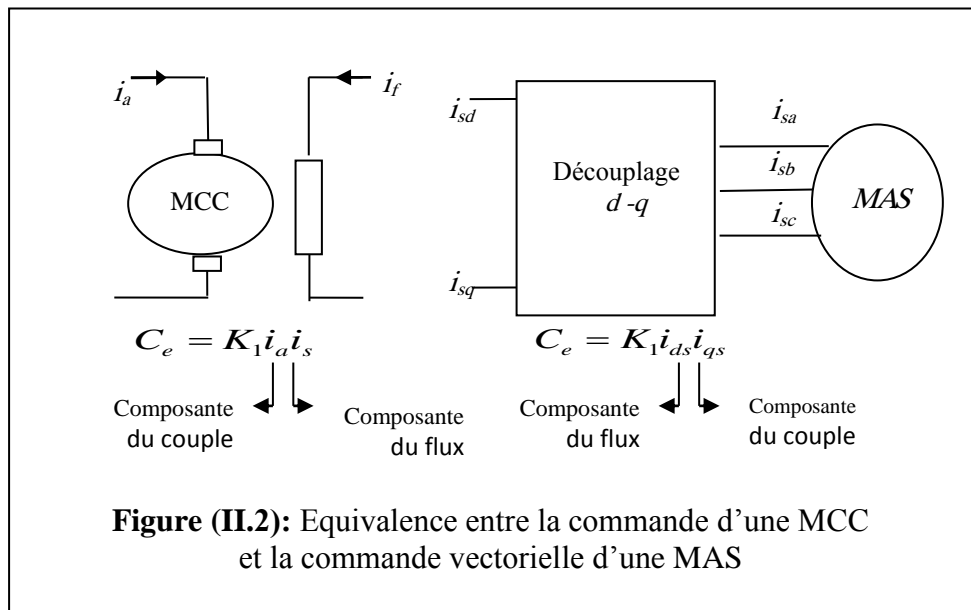
Avec:

$$k_2 = \frac{PM^2}{l_r}$$

La présente expression est analogue à celle des couples d'une machine à courant continu. La figure (II.2) illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplé classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle d'une machine asynchrone.

Ainsi le système balais-collecteur dans la machine à courant continu est remplacé, dans le cas de la machine asynchrone par le système d'autopilotage qui permet de réaliser une harmonie entre la fréquence de rotation et celle des courants induits dans le rotor. Telle que la relation suivante [8] :

$$\begin{aligned} \omega_s &= \omega_r + \omega_g = P\Omega_r + \omega_g \\ \theta_s &= \int \omega_s dt \end{aligned} \tag{II.6}$$



Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes. La première appelée méthode directe qui a été développé par F.Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par k.Hasse [4].

II.3.1.Méthode indirecte [7]

La méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas, le flux est contrôlé en boucle ouverte. Ce type de contrôle est simple à implanter mais insensible aux variations paramétriques.

II.3.2.Méthode directe [7]

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase et celle-ci doivent être vérifiée quel que soit le régime transitoire effectué. La mesure directe du flux ou son estimation permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Les inconvénients majeurs de cette méthode, sont La non fiabilité de la mesure du flux. Dans la partie qui suit, on considère l'orientation du flux statorique pour une commande vectorielle directe.

II.4.Structure de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique

II.4.1.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 statoriques (V_{sd}, V_{sq}) et la vitesse du champ tournant (ω_s).

II.4.2. Système d'équations liées au flux rotorique

Les équations (I.29), (I.36) et (I.43) munies de la contrainte ($\Phi_{rq}=0$) se simplifient:

$$V_{sd} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} - \omega_s \sigma l_s i_{sq} - \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \quad (\text{II.7})$$

$$V_{sq} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sq} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r \quad (\text{II.8})$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \quad (\text{II.9})$$

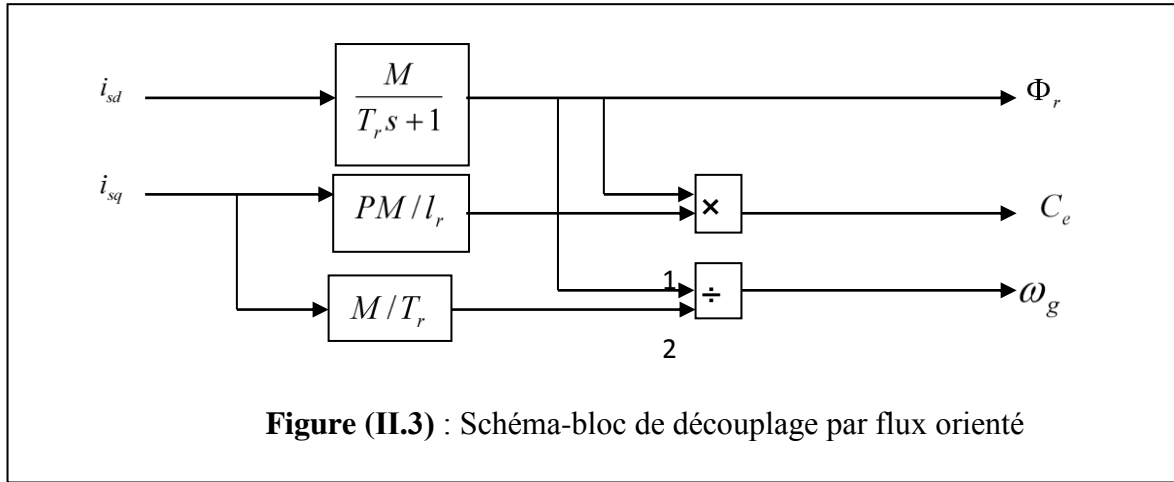
$$C_e = \frac{pM}{l_r} \Phi_r i_{sq} \quad (\text{II.10})$$

$$\omega_g = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (\text{II.11})$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (\text{II.12})$$

Les équations (II.09) et (II.10) mettant respectivement en évidence le courant producteur du flux i_{sd} , et le courant producteur du couple i_{sq} . Cela offre la possibilité de contrôler la machine asynchrone en découplant comme dans la machine à courant continu, le flux et le couple.

La structure de découplage est définie par les équations définies précédemment (II.9), (II.10) et (II.11). Le schéma bloc de cette structure est représenté, par le montage de la figure (II.3).



II.4.3. Découplage entré-sortie

Les lois de commandes vectorielles des machines asynchrones alimentées en tension présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q . Le flux et le couple dépendent simultanément des tensions V_{sd} et V_{sq} , donc il faut réaliser un découplage [14].

L'objectif est, dans la mesure du possible, de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie, nous pourrions alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble de systèmes mono variables évoluant en parallèle. Les commandes sont alors non interactives.

Différentes techniques existent: découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation, nous présentons le découplage par compensation.

II.4.3.1. Découplage par compensation

Définitions de deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que:

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_d \quad (\text{II.13})$$

Et :

$$V_{sq} = V_{sq1} - e_q \quad (\text{II.14})$$

Avec :

$$e_d = \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r^2} r_r \Phi_r \quad (\text{II.15})$$

$$e_q = -(\omega_s \sigma l_s i_{sd} + \omega_r \frac{M}{l_r} \Phi_r) \quad (\text{II.16})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} (figure (II.4))

Tel que:

$$V_{sd1} = \sigma l_s \frac{di_{sd}}{dt} + (r_s + r_r \frac{M^2}{l_r^2}) i_{sd} \quad (\text{II.17})$$

$$V_{sq1} = \sigma l_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} \quad (\text{II.18})$$

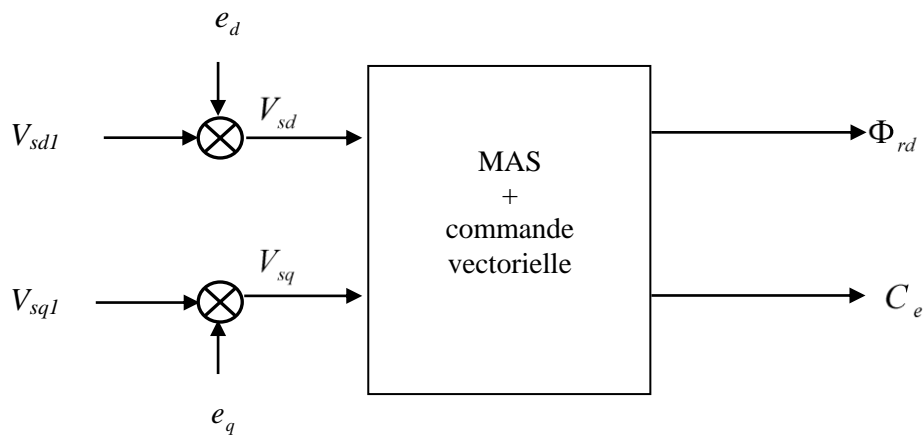


Figure (II.4): Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}

II.4.4.Régulation

Dans le cas de notre étude on se limite à la technique du contrôle (PI).

II.4.4.1.Conception des régulateurs

Soit $Y^*(t)$ le signal à pour suivre, et $y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler.

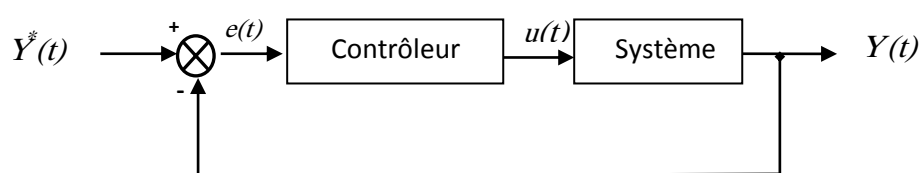


Figure (II.5) : Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) \tag{II.19}$$

II.4.4.1.1.Action proportionnelle

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.4.4.1.2.Action intégrale

L'action intégrale régit, lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.4.4.2. Caractéristiques des régulateurs

II.4.4.2.1. Stabilité

Un système bouclé doit être stable. Si seulement si les réactions du système de régulation soit énergétique sans être disproportionnées avec l'erreur à corriger [15].

Une correction trop forte ou tardive risque de conduire le système à une instabilité [16].

II.4.4.2.2. Précision

En régulation, la précision obtenue par l'implantation d'intégration dans la boucle.

II.4.4.2.3. Rapidité

En générale, un système bouclé doit répondre rapidement à la variation de sa consigne (poursuite) et effacer rapidement les perturbations (régulation) [15]. Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus [16].

II.4.4.3. Calcul des régulateurs

II.4.4.3.1. Régulation de courant statorique i_{sd}

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique i_{sd} est représenté par la figure (II.8).

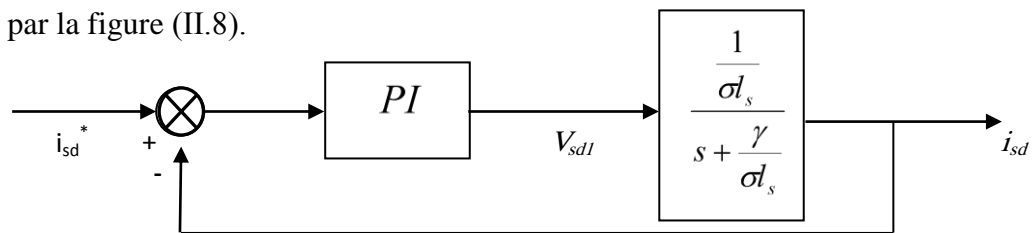


Figure (II.6): Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sd}

Nous souhaitons d'obtenir, en boucle fermée, une réponse de type 1^{er} ordre.

Soit un régulateur proportionnel intégral de fonction de transfert :

$$PI = K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F_{isd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{\gamma}{\sigma_s}} \quad (\text{II.20})$$

Compensons le pôle $s + \frac{K_{i1}}{K_{p1}}$ par $s + \frac{\gamma}{\sigma_s}$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{\gamma}{\sigma_s} \quad (\text{II.21})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F_{isd} = \frac{K_{p1}}{s \sigma_s} \quad (\text{II.22})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_{isd} = \frac{Fi_{sd}}{1 + Fi_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma l_s}{K_{p1}} + 1} \quad (\text{II.23})$$

Nous obtenons une réponse de type 1^{er} ordre de constante de temps τ_1 .

Avec :

$$\tau_1 = \frac{\sigma l_s}{K_{p1}}$$

Pour un temps de réponse imposé $t_{rep1(5\%)}$, nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1(5\%)}$$

$$3 \frac{\sigma l_s}{K_{p1}} = t_{rep1(5\%)}$$

Donc :

$$K_{p1} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II.24})$$

Et, d'après l'équation (II.21) :

$$K_{i1} = \frac{3\gamma}{t_{rep1(5\%)}} \quad (\text{II.25})$$

Avec :

$$\gamma = r_s + \frac{M^2}{T_r l_r}$$

II.4.4.3.2. Régulation de courant statorique i_{sq}

Le schéma bloc de régulateur de la composante inverse du courant statorique est représenté par la figure (II.9).

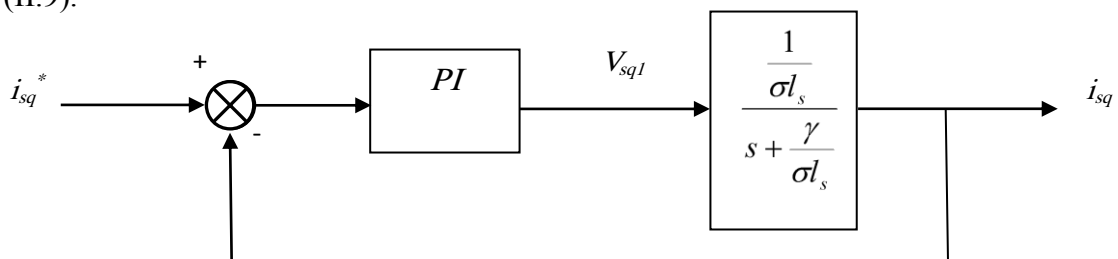


Figure (II.7): Schéma bloc de la régulation du courant statorique i_{sq} .

On remarque que le courant i_{sq} à la même dynamique que le courant i_{sd} , on trouve alors le même paramètre que précédemment :

$$K_{p2} = \frac{3\sigma l_s}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II.26})$$

$$K_{i2} = \frac{3\gamma}{t_{rep2(5\%)}} \quad (\text{II.27})$$

II.4.4.3.3. Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.8).

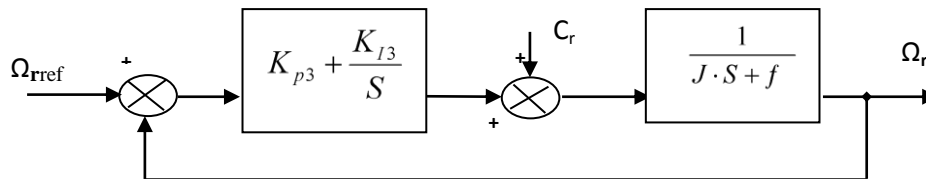


Figure (II.8): schéma –bloc de régulation de vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F(\Omega_r) = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II.28})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G(\Omega_r) = \frac{K_{p3}s + K_{i3}}{Js^2 + (K_{p3} + f)s + K_{i3}} \quad (\text{II.29})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2^{ème} ordre, dont la forme canonique :

$$\frac{1}{\frac{s^2}{\omega_n^2} + \frac{2\xi}{\omega_n}s + 1} \quad (\text{II.30})$$

Par comparaison on obtient alors :

$$\frac{J}{K_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (\text{II.31})$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{K_{p3} + f}{K_{i3}} \quad (\text{II.32})$$

Pour un coefficient d'amortissement $\xi = 1$ et une pulsation ω_n donnée, on obtient :

$$K_{i3} = J\omega_n^2 \quad (\text{II.33})$$

$$K_{p3} = 2J\omega_n - f \quad (\text{II.34})$$

Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de temps τ .

II.5.Schéma bloc de la commande vectorielle directe

Le schéma bloc de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique est illustré sur la figure (II.9). Ce schéma contient quatre régulateurs de type PI, un pour le flux, et un pour la vitesse, et les deux autres pour le courant. Les grandeurs régulées entrent dans le bloc du découplage pour construire les tensions V_{sd} et V_{sq} . On se trouve le bloc de transformation vers (α, β) qui alimente la machine. Les grandeurs sortantes de la machine (les courants statoriques, et les flux rotoriques) sont utilisées dans le calcul de θ_s et ω_s . Un autre bloc de transformation du (α, β) vers (d, q) est utilisé pour faire le retour de régulation.

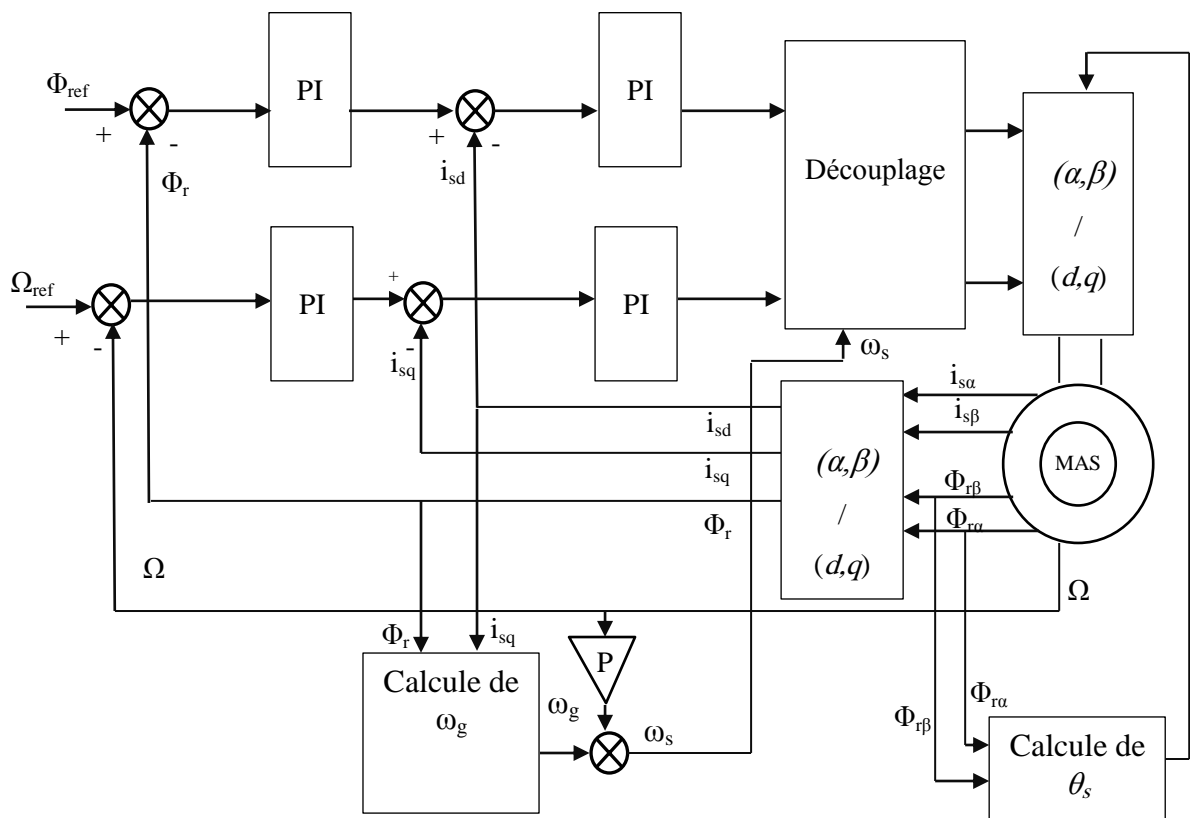


Figure (II.9): Schéma bloc de la commande vectorielle.

II.6.Résultats de simulation

Avant de présenter les résultats de simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone, nous devons signaler que la simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- ✓ Un flux de référence de 1 Wb.
- ✓ Une vitesse de référence égale à 157 rad/s.
- ✓ Une charge nominale de 5 N.m.

Afin de tester les résultats de la commande vectorielle par orientation de flux rotorique directe en tension. Nous avons simulés le système dans des conditions de fonctionnement nominales et variables à savoir la variation de charge, de vitesse et de flux.

II.6.1.Fonctionnement nominal

La figure (II.10) présente l'évolution des grandeurs régulées dans les conditions nominales et avec une charge nominale $C_r = 5\text{Nm}$, appliquée à l'instant $t = 1\text{s}$.

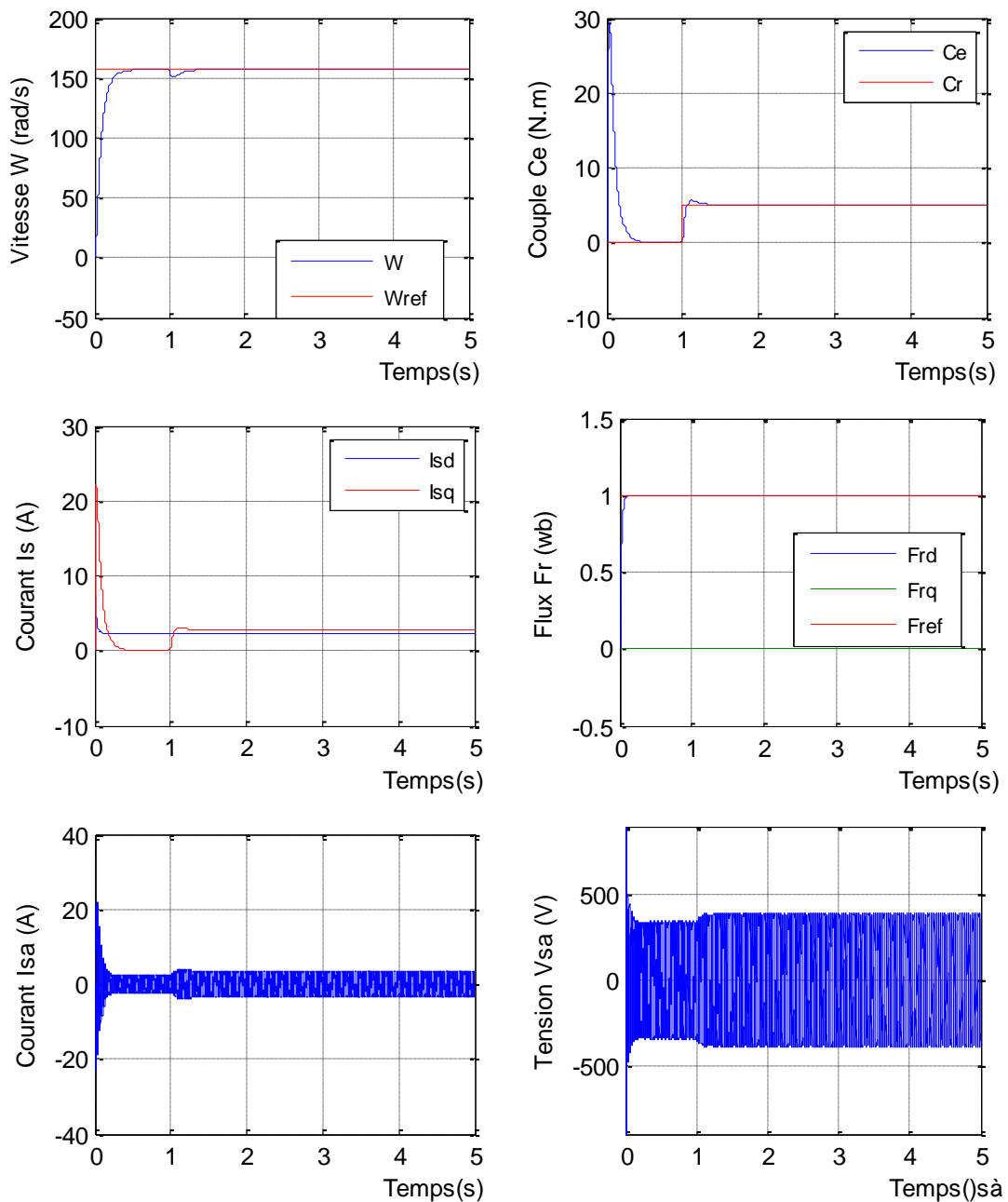


Figure (II.10): Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS lors du fonctionnement nominal.

II.6.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour la variation de la vitesse ont présentés dans la figure (II.11). Au début de ce test la vitesse est égale à celle de la valeur nominale (157 rad/s), à l'instant 1s on fait inverser le sens de rotation de la machine de (-157rad/s) jusqu'à l'instant $t = 3s$, ou on diminue la vitesse jusqu'à 40 rad/s.

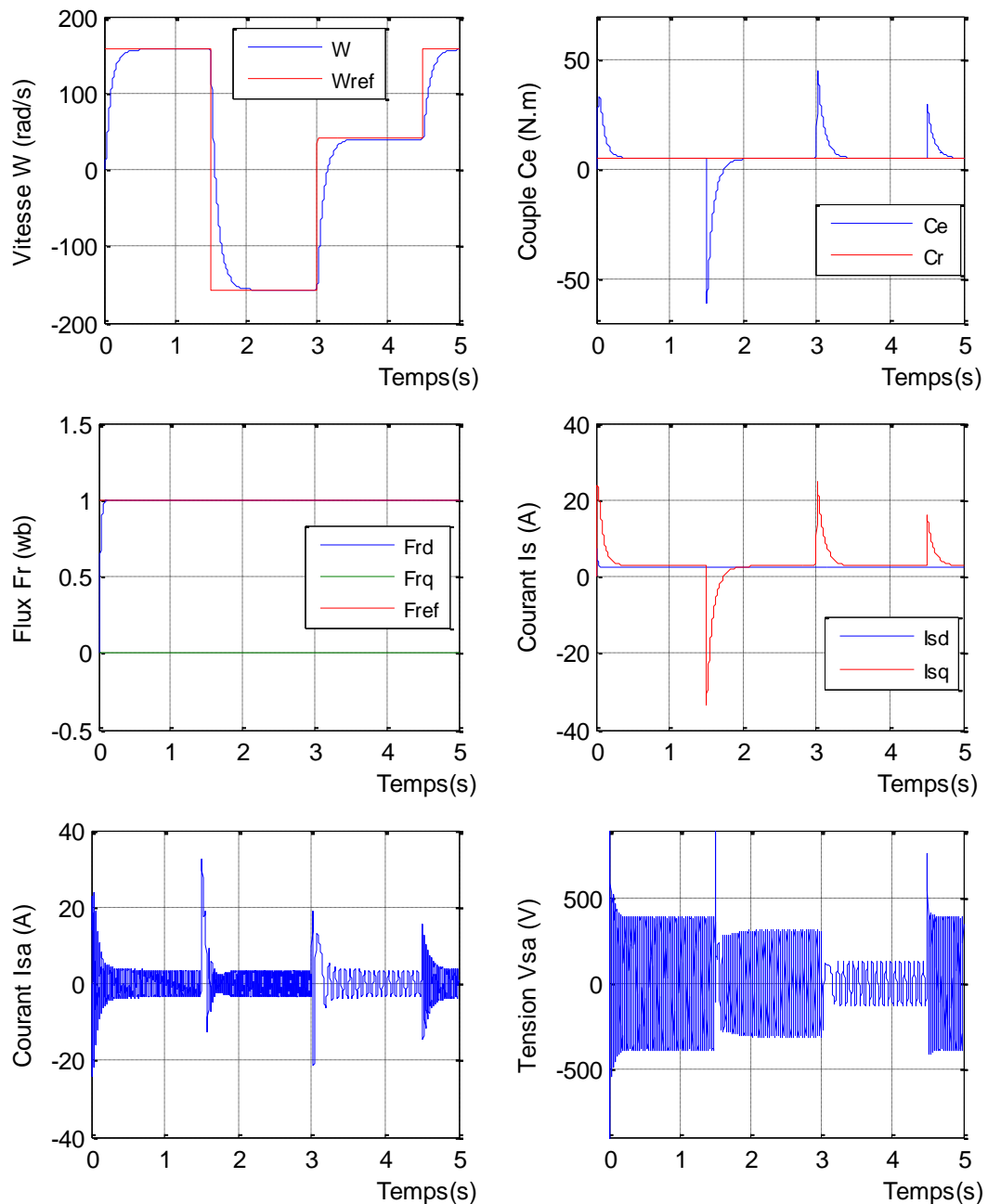
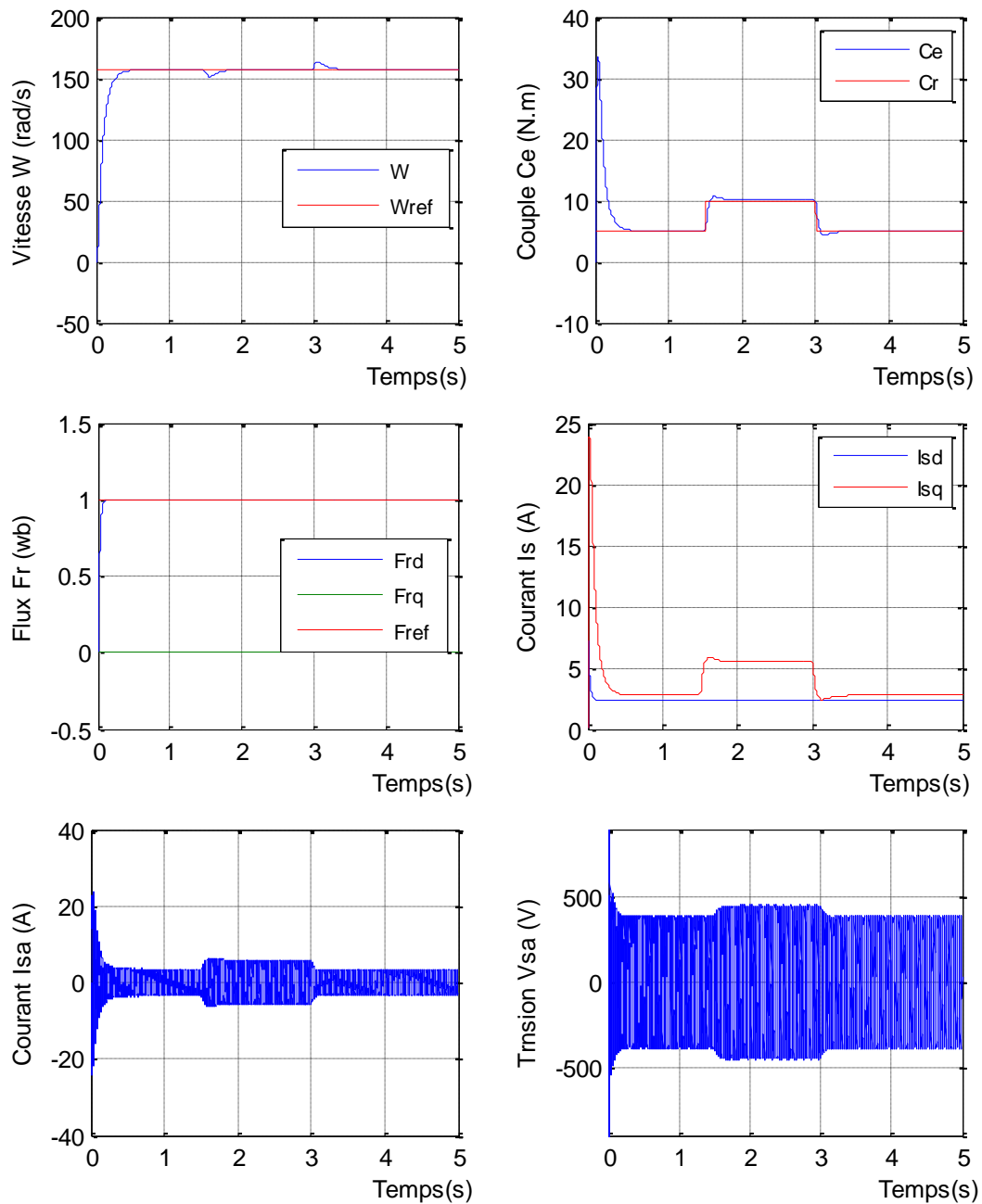


Figure (II.11): Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS lors du fonctionnement à vitesse variable.

II.6.3. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la charge

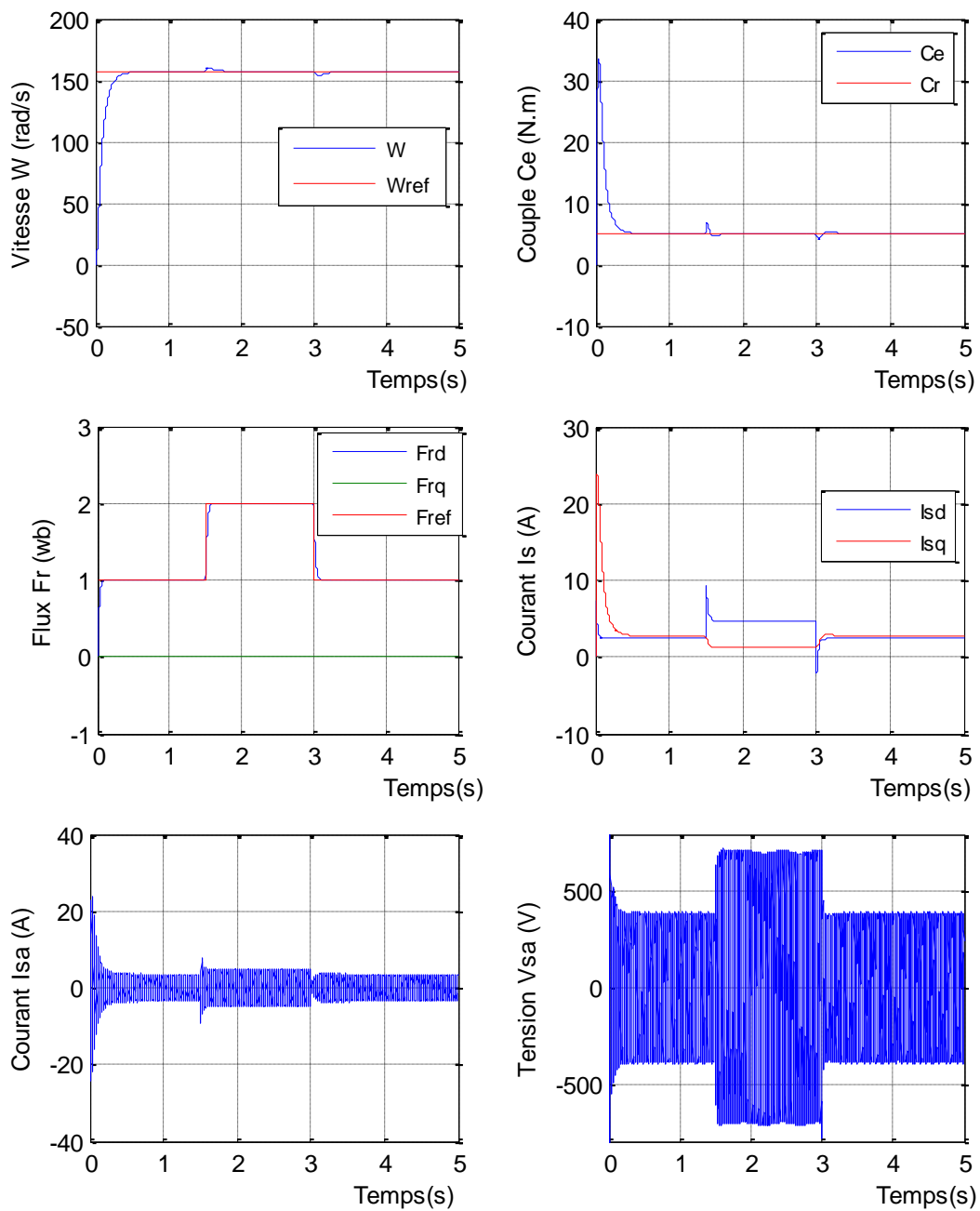
Entre les instants 1.5s et 3s, on applique une charge de +100% de sa valeur nominale. Les résultats correspondants sont présentés dans la figure (II.12).



Figure(II.12): Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS lors de la variation du charge

II.6.4.Fonctionnement de la machine lors de la variation du flux

Ce test est caractérisé par une augmentation du flux entre les instants 1.5s et 3s.



Figure(II.13): Résultats de simulation de la commande vectorielle appliquée à la MAS lors de la variation du flux.

II.7. Interprétation des résultats de simulations

Dans la figure (II.10), on remarque que:

- ✓ La vitesse suit sa valeur de référence avec un temps de réponse $t_r=0.5s$.
A $t=1s$, elle diminue un peu puis elle reprend sa valeur lors de l'application de la charge.
- ✓ Initialement, le couple moteur a un pic de $29.3N.m$, puis il se stabilise au zéro lorsque $t=0.5s$. Après l'application de la charge $C_r=5N.m$, le couple subit un petit dépassement puis il rejoint sa valeur finale de $5N.m$.
- ✓ La composante directe de flux rotorique Φ_{rd} après un régime transitoire qui dura jusqu'à $t_r=0.15s$, atteint sa valeur finale de $1Wb$.
- ✓ Le courant statorique i_{sd} prend la valeur $2.4A$ après un temps de réponse très court, au moment où la composante i_{sq} converge vers la valeur zéro (A) après un régime transitoire caractérisé par un pic de $22A$, et lorsque la charge est appliquée il atteint la valeur de $2.75A$.
- ✓ Le courant i_{sa} entre dans son régime permanent après un temps de réponse $t_r=0.2s$ où l'amplitude est de $2.8A$. A l'instant $t=1s$, l'amplitude de ce courant augmente jusqu'à $3.8A$.

Dans la figure (II.11), on remarque que le système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence, le couple subit un pic lors du passage au mode des sous vitesses puis regagne sa valeur sans erreur.

Aussi on remarque que les composantes du flux rotorique Φ_{rd} et Φ_{rq} ne présentent aucun changement à la variation de la vitesse, avec le maintien de Φ_{rq} pratiquement nul. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de la vitesse. Les résultats montrent aussi que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants et les tensions statoriques.

Dans la figure (II.12), les résultats montrent que la vitesse subit une petite variation lors du changement de la charge puis elle rejoint sa valeur de référence. Le couple électromagnétique subit un pic lors du changement de la charge, et de même pour la composante du courant statorique i_{sq} puis ils suivent leurs valeurs de référence. Alors que les composantes du flux présentent des grandeurs constantes sans aucun changement, ce qui caractérise le découplage entre le flux et le couple.

On remarque dans la figure (II.13), que la vitesse subit une petite variation lors du changement du flux puis elle rejoint sa valeur de référence. Le couple électromagnétique subit un pic lors du changement du flux, et de même pour les composantes des courants statorique.

Aussi on remarque que le système répond positivement à ce test, le flux Φ_{rd} suit sa nouvelle référence, avec le maintien de Φ_{rq} pratiquement nul.

II.8. Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle par orientation du flux rotorique. Cette structure de commande, qui consiste à déterminer directement le flux considéré par une mesure, pouvait s'exprimer comme une commande découplant.

Dans le cas de l'alimentation en tension, l'algorithme de commande, par orientation du flux rotorique, prend en compte la dynamique du stator. Ce qui a pour conséquence une plus grande sensibilité de la commande aux variations des paramètres de la machine.

Nous pouvons également conclure que les performances offertes par le moteur commandé vectoriellement ne seront d'autant plus meilleures que lors d'un réglage précis des différents régulateurs. Ceci peut se concevoir qu'avec la connaissance exacte des paramètres de la machine. Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, différents tests ont été effectués, ou les résultats indiquent le degré de robustesse offert par ce type de commande.

CHAPITRE III

Commande hybride vectorielle

Mode glissant

III.1.Introduction

En générale, les techniques de commande sont demandées dans le but de résoudre le problème des variations paramétriques, avec une erreur statique presque nulle et une réponse rapide, donc on obtient un système de contrôle stable et robuste. Parmi ces techniques, on trouve la commande par mode de glissement connue par sa simplicité et sa robustesse. Cette dernière a été inventée pour la première fois en Union Soviétique (Emelynov, 1950). Par la suite, des travaux ont été repris ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour étudier quelques applications possibles [17].

Au début des années 80, la commande des systèmes à structure variable (par mode de glissement) est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme l'une des approches les plus simples pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis grâce aux avantages qu'elle présente (robustesse vis-à-vis des paramètres variables, une très haute précision, une bonne stabilité, un temps de réponse très faible) [18].

La commande par mode de glissement (en anglais : Sliding mode), est un mode de fonctionnement particulier des systèmes de réglage à structures variables (SMC). Elle est caractérisée par la discontinuité de la commande aux passages par une surface de commutation. Toute repose donc sur le choix approprié de cette surface de commutation appelée encore surface de glissement [18].

Ce chapitre est entièrement consacré à la commande hybride vectorielle mode glissant. A cet effet, nous introduisons les principes fondamentaux de ce type de réglage, que nous appliquons au processus de commande hybride de la machine asynchrone présenté dans ce chapitre.

III.2.Système à structure variable :

Le terme « système à structure variable » apparaît à cause de la structure particulière du système ou régulateur, où cette structure change d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures. Il en découle les définitions suivantes :

III.2.1.Définition 1 :

Commande à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement, il est caractérisé par le choix d'une structure et d'une logique de commutation. Ce choix permet au système de commuter d'une structure à l'autre à tout instant. De plus un tel système peut avoir de nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure [17].

III.2.2.Définition 2 :

Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{X} = \begin{cases} f_1(X) & \text{si la condition 1 est vérifiée} \\ \vdots & \vdots \\ f_n(X) & \text{si la condition n est vérifiée} \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple pratique d'un système à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par un système d'équation différentielle.

III.3.Théorie des modes glissants :

Les systèmes à structure variable sont caractérisés par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation appropriée. Ce choix assure à tout instant la commutation entre ces structures. La combinaison des propriétés de chacun de ces structures permet d'imposer le comportement désiré au système global [17].

En effet, comme il a été présenté précédemment, la commande par mode glissant est un cas particulier de la commande à structure variable appliquée à des systèmes décrits par l'équation suivante (on se limite au cas $n=2$) :

$$\dot{X} = f = \begin{cases} f^+(X, U^+) & \text{si } S(x, t) > 0 \\ f^-(X, U^-) & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les champs de vecteur U^+ , U^- sont définis par :

$$U = \begin{cases} U^+ & \text{si } S(x, t) > 0 \\ U^- & \text{si } S(x, t) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Où $S(x, t)$ est la fonction de commutation.

La surface de commutation S_0 est définie comme suit :

$$S_0 = \{X(t) / S(x, t) = 0\} \quad (\text{III.4})$$

Ici, on a choisi une surface de glissement ; c'est la surface laquelle le système suit l'évolution désirée. En générale, la variété de commutation est de dimension égale à n moins le nombre de fonction de commutation disponible (dans le cas de la commande, c'est le nombre de sortie à stabiliser).

La figure (III.1) représente des trajectoires de f^+ et f^- qui convergent vers la surface de commutation S_0 , et qui ont la particularité de glisser sur celle-ci. Ce phénomène est appelé « mode de glissement ».

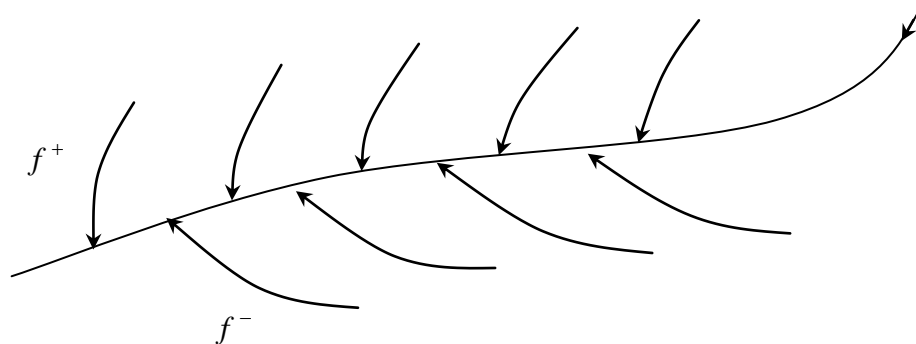


Figure (III.1): Trajectoires de f^+ et de f^- pour le mode de glissement.

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants, bien connus et appréciés depuis le début des années quatre-vingt. Ce type de commande est de conception simple, permet une bonne précision, une bonne stabilité du temps et notamment la robustesse. Ce type de commande est particulièrement adapté aux systèmes ayant des modèles imprécis. Cette imprécision peut être due à deux raisons [21]:

- ✓ Imprécision et variation de paramètres : problème d'identification.
- ✓ Simplification du modèle dynamique du système : problème de modélisation.

III.4. Conception de la commande par mode glissant

La conception des régulateurs par les modes glissants prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

- ✓ Le choix de la surface.
- ✓ L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
- ✓ La détermination de loi de commande.

III.4.1. Choix de la surface de glissement :

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leur forme. En fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivant [21], [19] :

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \\ y = C^t x, \quad y \in R^m \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase (convergence de la variation d'état vers sa valeur désirée). Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. J.J SLOTINE propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable vers sa valeur désirée :

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x\right)^{r-1} e(x) \tag{III.6}$$

Avec :

$e(x)$: L'écart de la variation à régler : $e(x) = x_{ref} - x$

λ_x : Est un scalaire qui représente la pente de la surface de glissement, cette dernière est obtenue pour un système du deuxième ordre lorsque : $S(x, t) = 0$

r : Degré relatif, égale au nombre de fois qu'il fait dériver le sortie pour faire apparaître la commande.

Pour: $r = 1$; $S(x) = e(x)$

Pour : $r = 2$; $S(x) = \dot{e}(x) + \lambda_x e(x)$

$S(x) = 0$: est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est : $e(x) = 0$.

En d'autre terme, la difficulté revient à un problème de poursuite de trajectoire dont l'objectif est de garder $S(x)$ à zéro. Ceci est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart en respectant la condition de convergence. La linéarisation exacte de l'écart (Figure III.2) a pour but de forcer la dynamique de l'écart (référence sortie) à être une dynamique d'un système linéaire autonome d'ordre « r ».

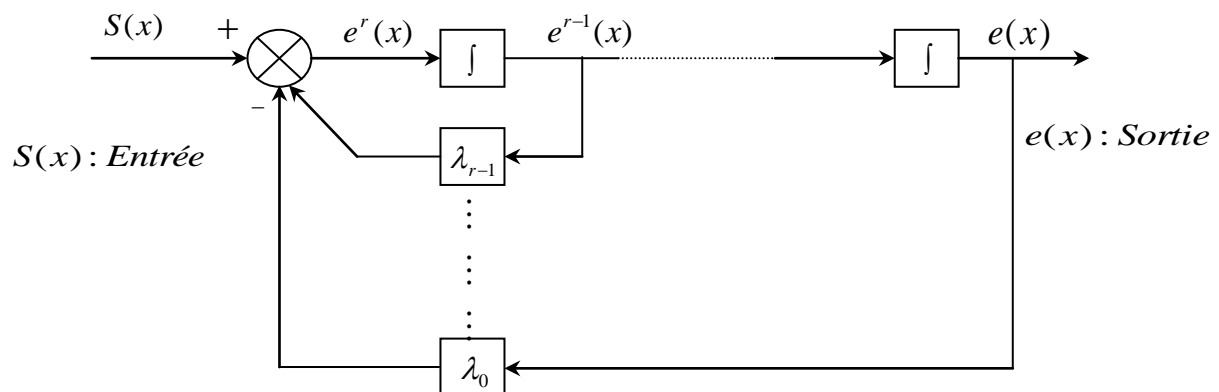


Figure (III.2): Linéarisation exacte de l'écart.

Deux surfaces de glissement sont choisies vu la dimension du vecteur de commande U représenté par les tensions V_{ds} et V_{qs} . Les variables à régler sont la vitesse de rotation et le flux ϕ_r .

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système.

$$\begin{cases} S_{\omega} = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_{\omega} \right) e(\omega) \\ S_{\phi_r} = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_{\phi_r} \right) e(\phi_r) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Avec :

$$e(\omega) = \omega^* - \omega \text{ et } e(\phi) = \phi_r^* - \phi_r$$

III.4.2. Condition de convergence

Les conditions de convergences permettent à la dynamique du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système.

III.4.2.1. Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, elle est proposée par UTKIN. Elle s'exprime sous la forme [15]:

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

Dans cette condition, il faut introduire pour $S(x)$ et sa dérivée, les valeurs justes à gauche et à droite de la loi de commutation.

III.4.2.2. Fonction de LYAPUNOV

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive $V(x) > 0$ pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commutation qui fera décroître cette fonction ($V(x) < 0$). Cette fonction est généralement utilisée pour garantir la stabilité des systèmes non linéaire [19]. En définissant la fonction de LYAPUNOV par:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.9})$$

Et sa dérivée par :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.10})$$

Pour que la fonction de LYAPUNOV décroisse, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative.

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.11})$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par $S^2(x)$, diminue tout le temps, contraignant du système à se diriger vers la surface des deux côtés (Figure III.3). Cette condition suppose un régime glissant idéal.

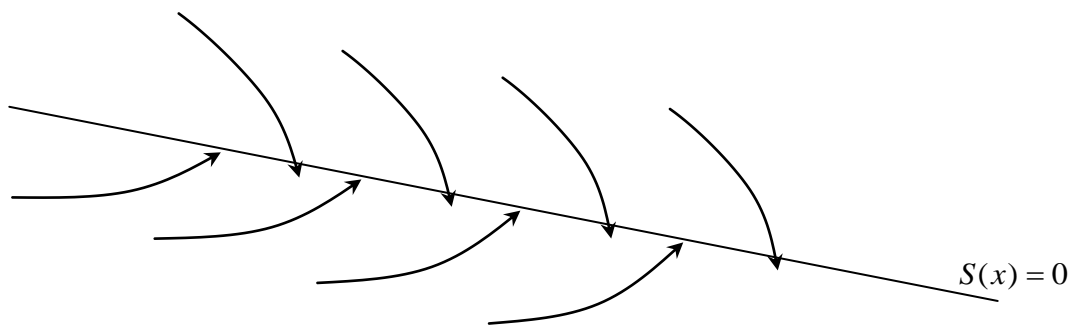


Figure (III.3) : Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.

III.4.3. Calcul de la commande

Une fois la surface de glissement est choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Une des hypothèses essentielles dans la conception des systèmes à structure variable contrôlés par les modes glissants, est que la commande doit commuter entre U_{max} et U_{min} instantanément (fréquence infinie), en fonction du signe de la surface de glissement (Figure (III.4)). Dans ce cas, des oscillations de très haute fréquence appelées « Chattering » apparaissent dans le mode de glissement.

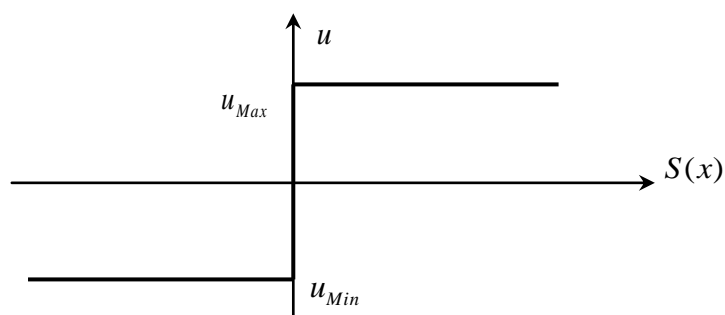


Figure (III.4): Commande appliquée aux systèmes à structure variable.

III.4.3.1. Définition des grandeurs de commande

La structure d'un contrôleur comporte deux parties; une première concernant la linéarisation exacte et une deuxième stabilisante. Cette dernière est très importante dans la technique de commande par mode de glissement, car elle est utilisée pour éliminer les effets d'imprécision du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

Nous posons donc :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (\text{III.12})$$

$U_{eq}(t)$ Correspond à la commande équivalente proposée par FILIPOV et UTKIN. Cette dernière est considérée comme la plus simple. Elle est calculée en reconnaissant que le comportement du système durant le mode de glissement est décrit par : $\dot{S}(x) = 0$.

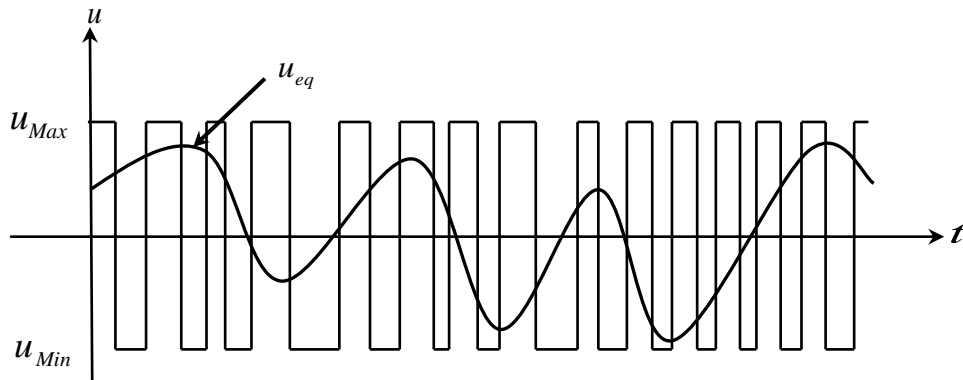


Figure (III.5) : La valeur continue u_{eq} prise par la commande lors de la commutation entre u_{Max} et u_{Min} .

La commande U_N est déterminée pour garantir l'attractivité de la variable à contrôler vers la surface de glissement et satisfaire la condition de convergence :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0 \quad (\text{III.13})$$

En d'autre ternie, elle définit le comportement dynamique du système durant le mode de convergence.

III.4.3.2. Expression analytique de la commande

Nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.14) [22].

$$\dot{X}(t) = f(x,t) + g(x,t)u(t) \quad (\text{III.14})$$

Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_N soit :

$$U(t) = U_{eq}(t) + U_N \quad (\text{III.15})$$

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \cdot \frac{\partial X}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial X} \{f(x,t) + g(x,t)U_{eq}(t)\} + \frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\} \quad (\text{III.16})$$

En mode de glissement de convergence, en remplaçant le terme U_{eq} par sa valeur (III.15) dans l'équation (III.16). Donc, nous obtenons une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\} \quad (\text{III.17})$$

Le problème revient à trouver U_N tel que :

$$S(x)\dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial X} \{g(x,t)U_N\} < 0 \quad (\text{III.18})$$

La solution la plus simple est de choisir U_N sous la forme de relais (Figure (III.6)). Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$U_N = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.19})$$

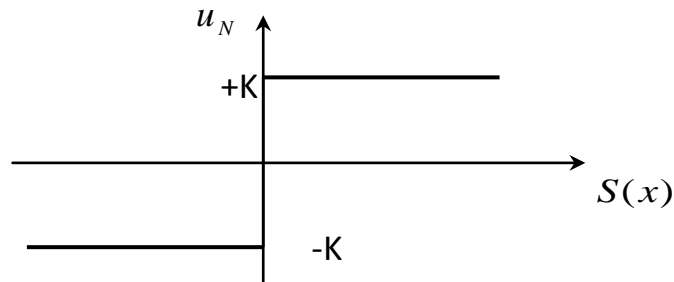


Figure (III.6) : Représentation de la fonction « SIGN ».

En remplaçant l'expression (III.18) dans (III.19), on obtient :

$$S(x)\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial X} \cdot g(x,t)K |S(x)| < 0 \quad (\text{III.20})$$

Où le facteur $\frac{\partial S}{\partial X} g(x,t)$ est toujours négatif pour la classe de système que nous considérons.

Le gain K est choisi positif pour satisfaire la condition (III.20). Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long, et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering) [19].

III.4.4. Elimination du phénomène de Chattering

Le phénomène de Chattering est provoqué par une commutation non infiniment rapide de la commande quand les techniques des modes glissants sont utilisées. Ce phénomène est indésirable car il ajoute au spectre de la commande des variables de haute fréquence [19].

Ce phénomène peut être réduit en remplaçant la fonction « sign » par une fonction de saturation qui filtre les hautes fréquences. On donne ci-dessous un exemple de fonction de saturation [21] (figure III.7).

$$\begin{cases} Sat(S) = 1 & \text{si } S > \mu \\ Sat(S) = -1 & \text{si } S < -\mu \\ Sat(S) = \frac{S}{\mu} & \text{si } |S| < \mu \end{cases}$$

Avec : μ un paramètre petit et positif

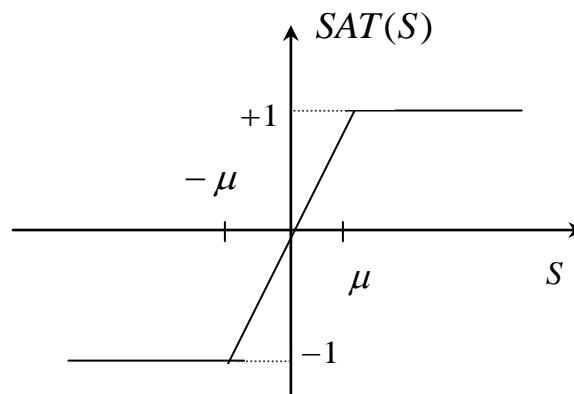


Figure (III. 7): Fonction « SAT ».

III.5. Application de la commande hybride vectorielle mode glissant à la MAS

III.5.1. Description

Dans cette étude nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant basée sur le principe de contrôle vectorielle à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre.

Rappelons que ce modèle a été appliqué par le principe d'orientation du flux rotorique. Ceci a permis de découpler la machine selon les deux axes d et q et de faire la régulation sur chacun d'eux. La structure cascade impose un choix de trois surfaces sur les deux axes. La boucle interne permet de contrôler les courants « i_{ds} et i_{qs} » et la boucle externe la vitesse « ω_r ».

III.5.2.Modèle de la MAS

Le modèle de la machine dans le repère (d, q) sur la base d'orientation du flux rotorique est donné par :

$$\begin{aligned}
 \frac{di_{sd}}{dt} &= \frac{-1}{\sigma l_s} \left[r_r \left(r_s + \frac{M}{l_r} \right)^2 i_{sd} + \omega_s \sigma l_s i_{sq} + \frac{M}{l_r} r_r \Phi_r + V_{sd} \right] \\
 \frac{di_{sq}}{dt} &= \frac{1}{\sigma l_s} \left[-r_r \left(r_s + \frac{M}{l_r} \right)^2 i_{sq} + \omega_s \sigma l_s i_{sd} - \frac{M}{l_r} \omega_m \Phi_r + V_{sq} \right] \\
 \frac{d\phi_r}{dt} &= \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \Phi_r \\
 \frac{d\omega_m}{dt} &= \frac{P^2 M}{l_r J} i_{sq} \Phi_r - \frac{P}{J} C_r
 \end{aligned} \tag{III.21}$$

III.5.3.Synthèse de la commande hybride

On prend les surfaces suivantes :

$$\begin{aligned}
 S(\omega_r) &= \omega_{rref} - \omega_r \\
 S(\Phi_d) &= \Phi_{ref} - \Phi_d \\
 S(i_{sd}) &= i_{sdref} - i_{sd} \\
 S(i_{sq}) &= i_{sqref} - i_{sq}
 \end{aligned} \tag{III.22}$$

III.5.3.1.Pour le régulateur du flux

La condition nécessaire pour que les états du système suivant la trajectoire définie par les surface de glissement est $S=0$, ce qui nous ramène à définir la commande équivalente du module de flux rotorique de la façon suivante :

$$\begin{aligned}
 \dot{S}(\Phi_d) &= \dot{\Phi}_{ref} - \dot{\Phi}_d \\
 \dot{S}(\Phi_d) &= \dot{\Phi}_{ref} - \frac{r_r}{l_r} \Phi_d - \frac{r_r}{l_r} M i_{sd}
 \end{aligned} \tag{III.23}$$

On arrive à écrire :

$$i_{sdeq} = -\frac{r_r}{l_r} \Phi_d - \frac{r_r}{l_r} M i_{sd} \tag{III.24}$$

La commande qui assure l'attractivité est:

$$i_{sdn} = K_1 \frac{S(\Phi_d)}{|S(\Phi_d)| + \mu_1} \tag{III.25}$$

$$i_{sdref} = i_{sdeq} + i_{sdn} \quad (\text{III.26})$$

III.5.3.2. Pour le régulateur de vitesse

De même façon, la synthèse de la commande de la vitesse est, comme suit :

$$\begin{aligned} \dot{S}(\omega_r) &= \dot{\omega}_{rref} - \dot{\omega}_r = 0 \\ \dot{\omega}_{rref} &= -P \frac{M}{J} \frac{1}{l_r} \Phi_{rd} i_{sq} + \frac{C_r}{J} \end{aligned} \quad (\text{III.27})$$

$$i_{sqeq} = P \frac{M}{J} \frac{1}{l_r} \Phi_{rd} i_{sq} - \frac{C_r}{J} \quad (\text{III.28})$$

La commande qui assure l'attractivité est :

$$i_{sqn} = K_2 \frac{S(\omega_r)}{|S(\omega_r)| + \mu_1} \quad (\text{III.29})$$

$$i_{sqref} = i_{sqeq} + i_{sqn} \quad (\text{III.30})$$

III.5.3.3. Pour la commande de la composante directe du courant statorique

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sd} , on peut générer la tension sur l'axe d :

$$\begin{aligned} \dot{S}(i_{sd}) &= \dot{i}_{sdref} - \dot{i}_{sd} = 0 \\ \dot{i}_{sdref} + \frac{M^2}{\sigma} \frac{r_r + l_r^2 r_s}{l_s l_r^2} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M}{\sigma} \frac{r_r}{l_s l_r^2} \Phi_{rd} - \frac{1}{\sigma} \frac{1}{l_s} V_d &= 0 \end{aligned} \quad (\text{III.31})$$

Donc :

$$V_{deq} = \sigma l_s \left(\dot{i}_{sd} + \frac{M^2}{\sigma} \frac{r_r + l_r^2 r_s}{l_s l_r^2} i_{sd} - \omega_s i_{sq} - \frac{M}{\sigma} \frac{r_r}{l_s l_r^2} \Phi_{rd} \right) \quad (\text{III.32})$$

En assurant de la commande d'attractivité par :

$$V_{dn} = K_3 \frac{S(i_{sd})}{|S(i_{sd})| + \mu_1} \quad (\text{III.33})$$

$$V_d = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{III.34})$$

III.5.3.4. Pour la commande de la composante en quadratique du courant statorique

D'après la dérivée de la surface du courant i_{sq} , on peut exprimer la tension sur l'axe q :

$$\dot{S}(i_{sq}) = \dot{i}_{sqref} - \dot{i}_{sq} = 0 \tag{III.35}$$

$$\dot{i}_{sq} = \dot{i}_{sqref} + \frac{M^2}{\sigma} \frac{r_r + l_r^2 r_s}{l_s l_r^2} i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{p M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \Phi_{rq} + \frac{1}{\sigma l_s} V_q = 0$$

Donc :

$$V_{qeq} = \sigma l_s \left(\dot{i}_{sq} + \frac{M^2}{\sigma} \frac{r_r + l_r^2 r_s}{l_s l_r^2} i_{sq} + \omega_s i_{sd} + \frac{p M}{\sigma l_s l_r} \omega_r \Phi_{rq} \right) \tag{III.36}$$

En assurant de la commande d'attractivité par :

$$V_{qn} = K_4 \frac{S(i_{sq})}{|S(i_{sq})| + \mu_1} \tag{III.37}$$

$$V_q = V_{qeq} + V_{qn} \tag{III.38}$$

Le choix des gains (K_1, K_2, K_3 et K_4) se fera de façon à imposer la valeur désirée à la sortie du régulateur

La figure suivante représente le modèle complet de la commande vectorielle mode glissant de la machine asynchrone.

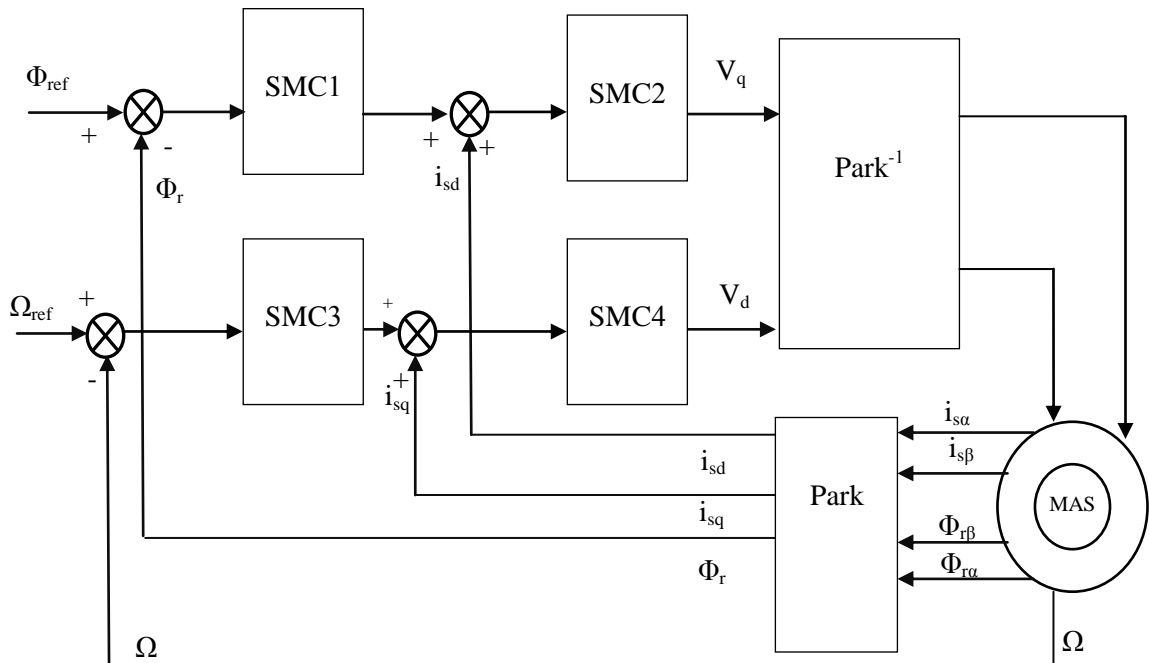


Figure (III.8): Principe de la commande par mode glissant en cascade appliquée à la MAS

III.6. Résultats de simulation

III.6.1. Fonctionnement nominal

La figure (III.9) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et a $t=1$ sec en applique un charge nominal.

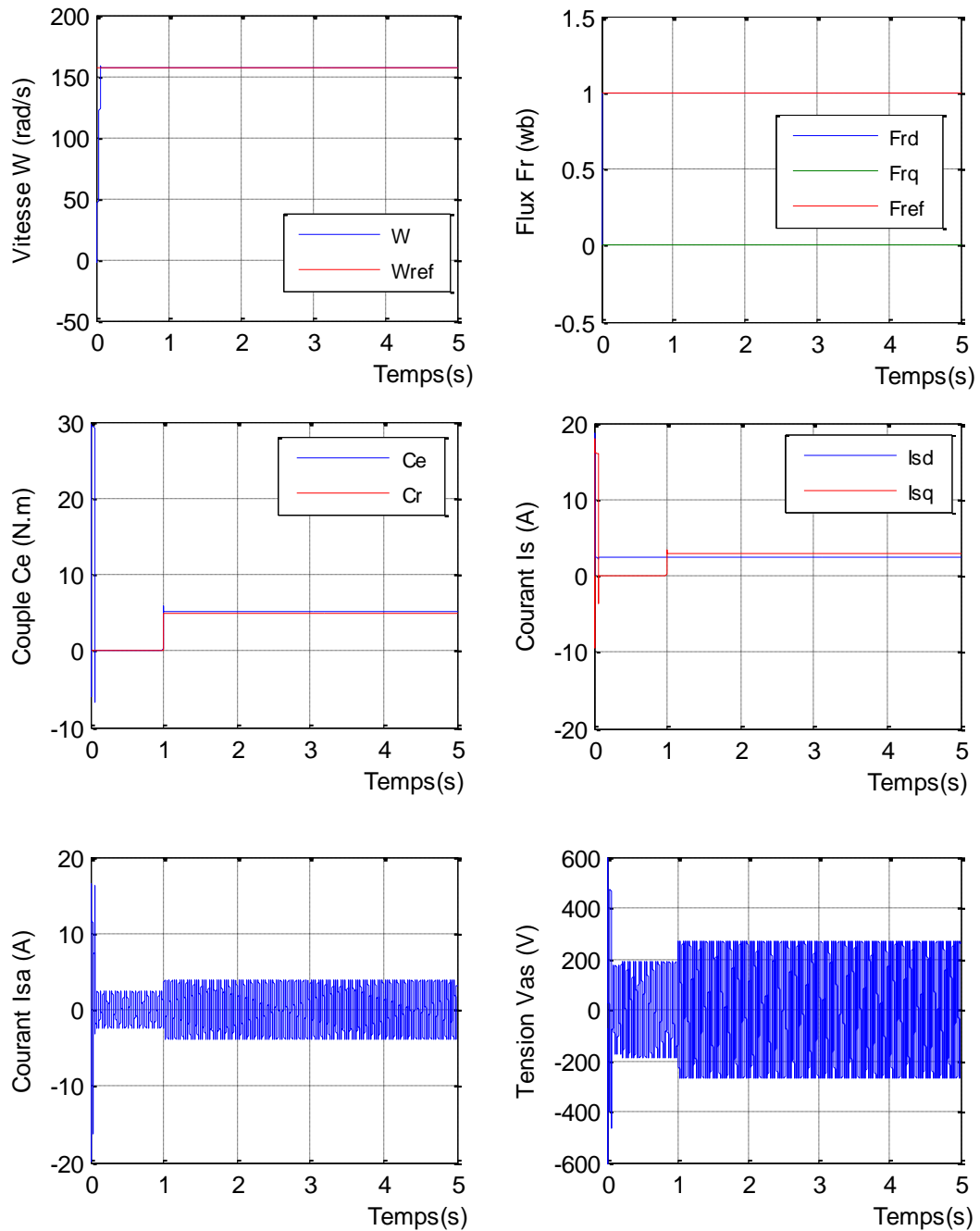


Figure (III.9): Résultats de simulation de la C.H.V.M.G de la MAS lors du fonctionnement nominal.

III.6.2. Fonctionnement de la machine lors de la variation de la vitesse

Dans ce test, la machine fonctionne avec une vitesse nominale, et à l'instant $t=1.5s$, on inverse de rotation de la machine jusqu'à -157 (rad/s). A l'instant $t=3s$, on fait tourner la machine à une faible vitesse de 40 (rad/s), en fin à l'instant $t=4.5s$, la machine reprend sa vitesse nominale. Les résultats obtenus sont regroupés dans la figure (III.10).

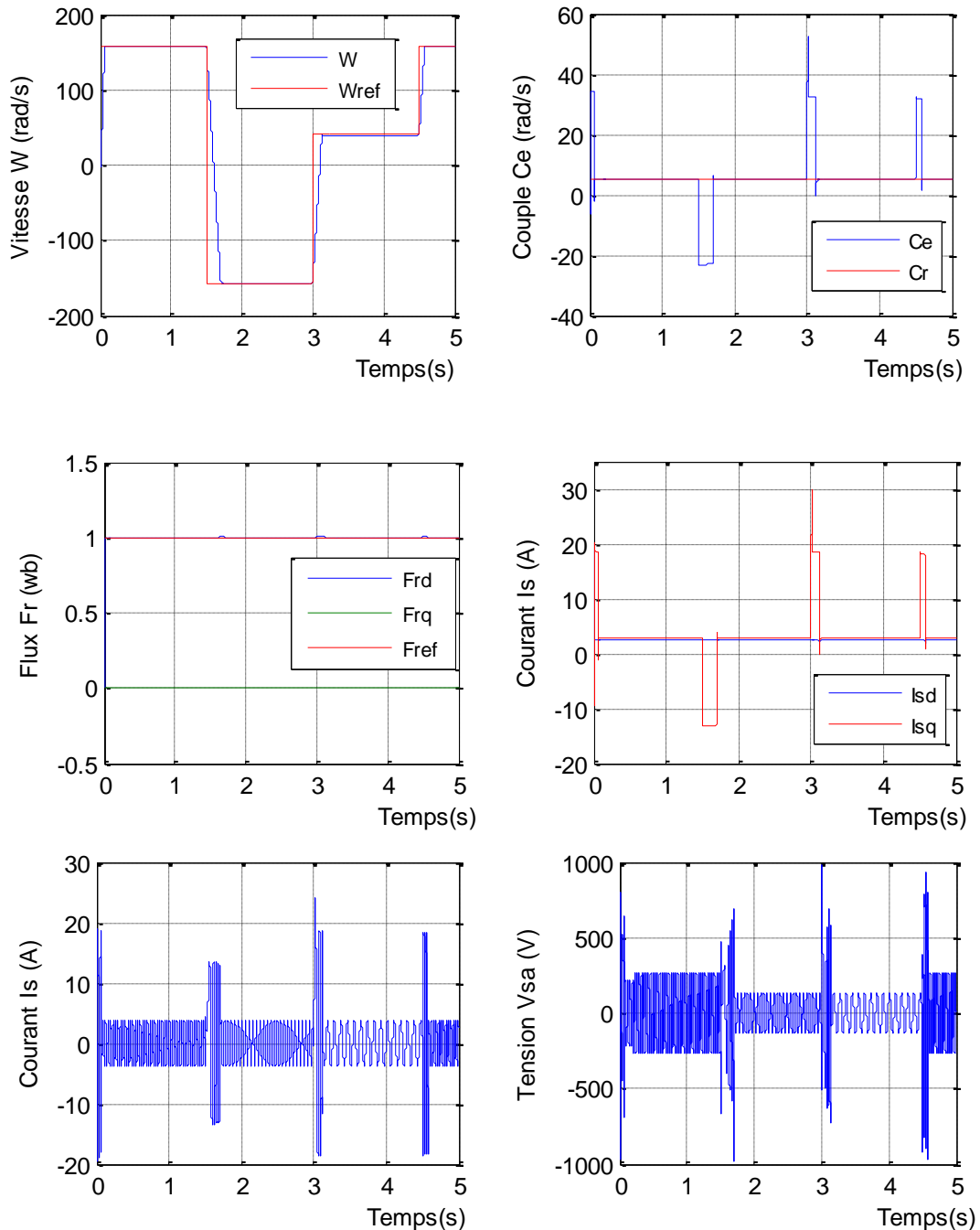


Figure (III.10): Résultats de simulation de la C.H.V.M.G de la MAS lors du fonctionnement à vitesse variable.

III.6.3. Fonctionnement de la machine pour la variation de la charge

Dans ce test, la machine démarre à vide, puis à l'instant $t=0s$, la charge sera nominale pendant $1.5s$, et à $t=1.5s$, elle augmente de $+100\%$ de sa valeur nominale. Après $t=3s$, le système reprend le fonctionnement nominal

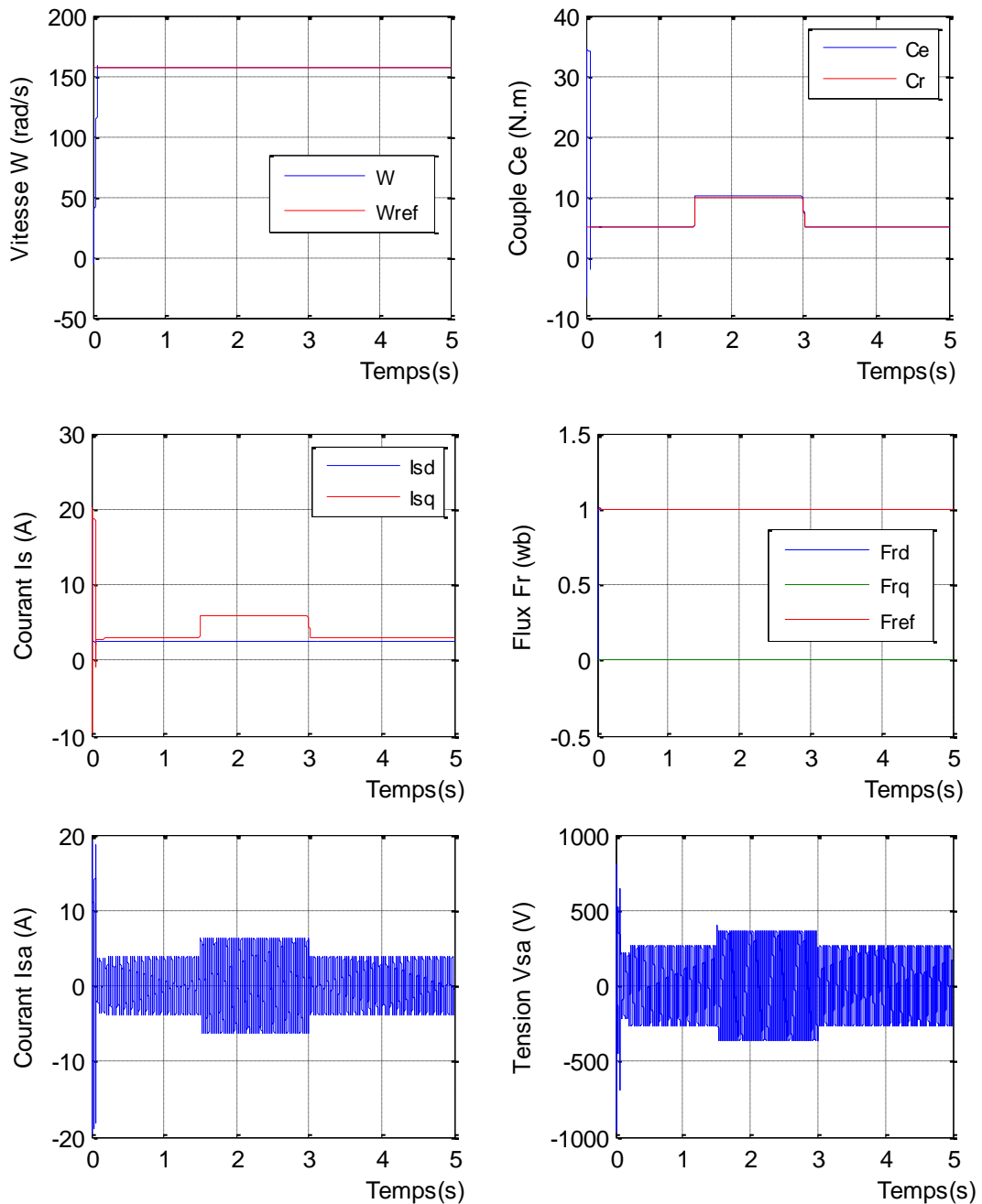


Figure (II.11): Résultats de simulation de la C.H.V.M.G de la MAS lors du fonctionnement d'une charge variable.

III.6.4. Fonctionnement de la machine lors de la variation du flux

Ce test est caractérisé par une augmentation de +100% de module de flux entre les instants 1.5s et 3s.

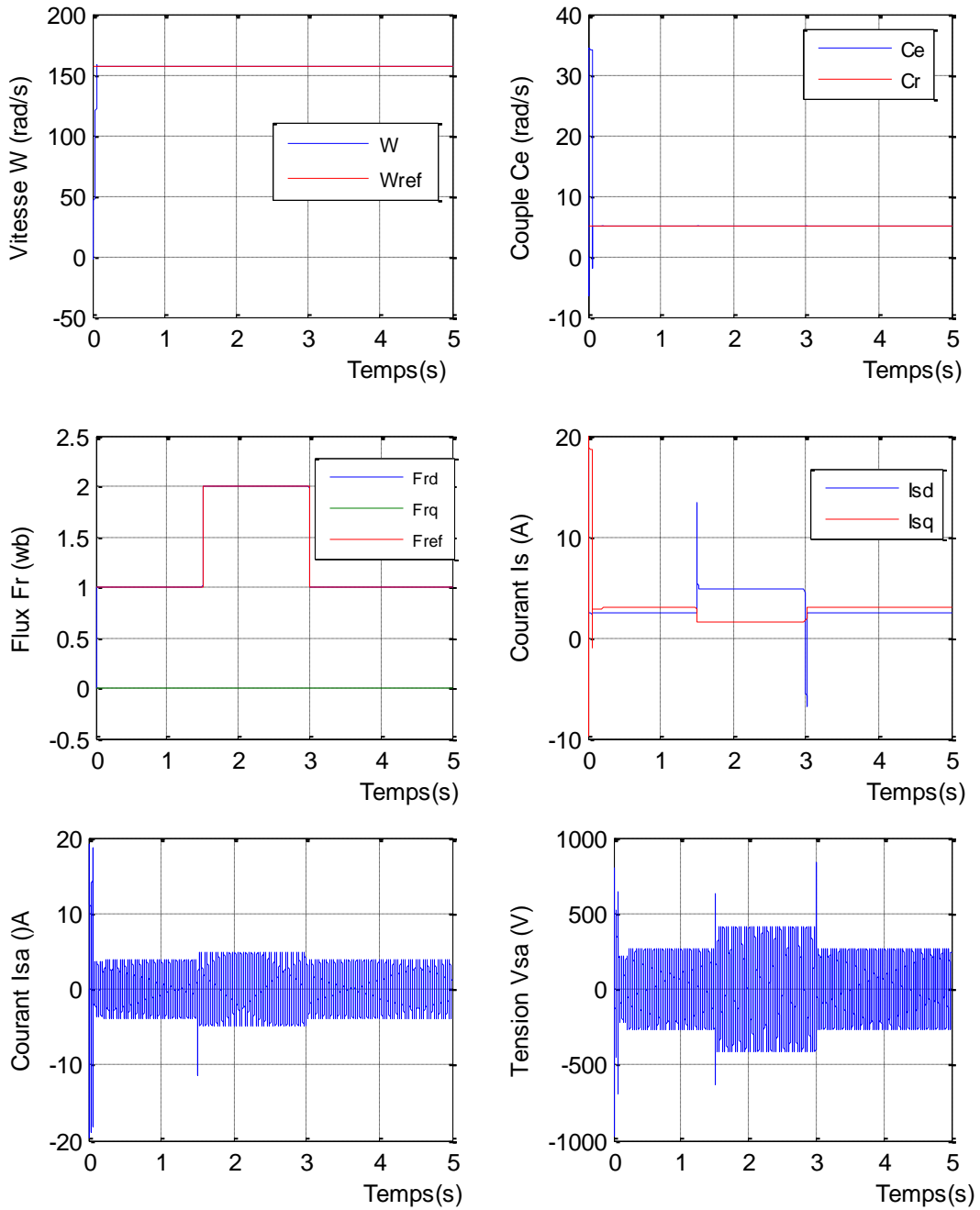


Figure (III.12): Résultats de simulation de la C.H.V.M.G de la MAS lors du fonctionnement d'un flux variable.

III.7. Interprétation des résultats

La figure (III.9) montre qu'avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire et atteint la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit environs (0.1s). Après l'application de la charge ($Cr = 5 \text{ N.m}$), on ne constate aucune influence sur l'allure de vitesse.

Le couple subit au moment de démarrage un pic, puis atteint rapidement la valeur de couple résistant avant et après l'application de la charge.

Le flux est orienté sur l'axe d, tout en respectant le principe de la commande vectorielle.

On remarque que les courants statoriques et la tension V_s restent les mêmes résultats que la commande vectorielle.

Dans la figure (III.10), on remarque que le flux converge vers la valeur désirée (1Wb pour Φ_{rd} et zéro pour Φ_{rq}), et il ne possède aucun changement vis-à-vis des changements de la vitesse. Le couple et le courant i_{sd} subit des pics lors du passage d'un régime d'entraînement à un autre, comme il est le cas de la commande vectorielle directe.

On constate également dans la figure (III.11), que la vitesse atteint très rapidement sa référence sans aucun dépassement. La courbe du couple électromagnétique montre le fort couple aux premiers temps de démarrage, puis suit sa consigne. Le courant de phase statorique suit parfaitement la variation de la charge. Le flux rotorique est resté toujours constant quel que soit les variations appliquées.

Dans la figure (III.12), on remarque que les composantes de la vitesse et le couple ne représentent aucun changement à la variation du flux. Ainsi que le système répond positivement à ce test, le flux suit sa nouvelle référence avec le maintien de Φ_{rq} pratiquement nul. Les résultats montrent aussi que cette variation influe sur les courants et les tensions statoriques.

III.7. Conclusion

Dans ce chapitre, après la présentation de la théorie de base de commande mode glissant, nous avons défini la méthodologie de conception nécessaire pour cette commande, nous constatons que le choix convenable des surfaces de commutation permet d'obtenir des hautes performances suite à la nature de la SMC qui s'adapte bien aux systèmes non linéaires.

On a appliqué une commande hybride via le contrôle vectoriel et le mode glissant à la machine asynchrone. Des fonctions de Lyapunov ont été appliquées pour garantir la stabilité de la machine asynchrone et pour remplacer les régulateurs PI. Des tests de robustesse de cette commande ont été appliqués à la machine telle que la variation de la vitesse, la variation de la charge et la variation du flux. Les résultats de simulation nous montrent que cette stratégie de commande présente une très bonne performance.

CHAPITRE IV

Etude comparative

IV.1.Introduction

Dans le présent chapitre, nous permettent d'effectuer une comparaison entre la Commande Vectorielle (C.V) et la Commande Hybride Vectorielle Mode Glissant (C.H.V.M.G) d'une machine asynchrone. Nous allons procéder à une comparaison des caractéristiques dynamiques par deux types de commandes. L'analyse de cette étude comparative est effectuée sur les différents schémas-bloc de la machine asynchrone présentée précédemment.

L'interprétation des résultats se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque technique de commande. Les structures sont alors simulées en mode de variateur de vitesse pour différentes perturbations sur le couple et le flux.

Pour les taches qui vont suivre on signale que cette comparaison est réalisée pour une même vitesse de cosigne (157 rad/s), un même couple de charge statique (5 N.m), et un même flux rotorique (1 Wb).

IV.2.Résultats de simulation

Afin de tester les résultats obtenus par simulation de la comparaison entre la C.V et C.H.V.M.G. Nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement nominales et variables à savoir la variation de vitesse, de charge et de flux.

IV.2.1. Test de robustesse de fonctionnement nominal

La figure (IV.1) présente l'évolution des grandeurs régulées dans les conditions nominales et avec une charge nominale $C_r = 5\text{Nm}$, appliquée à l'instant $t = 1\text{s}$.

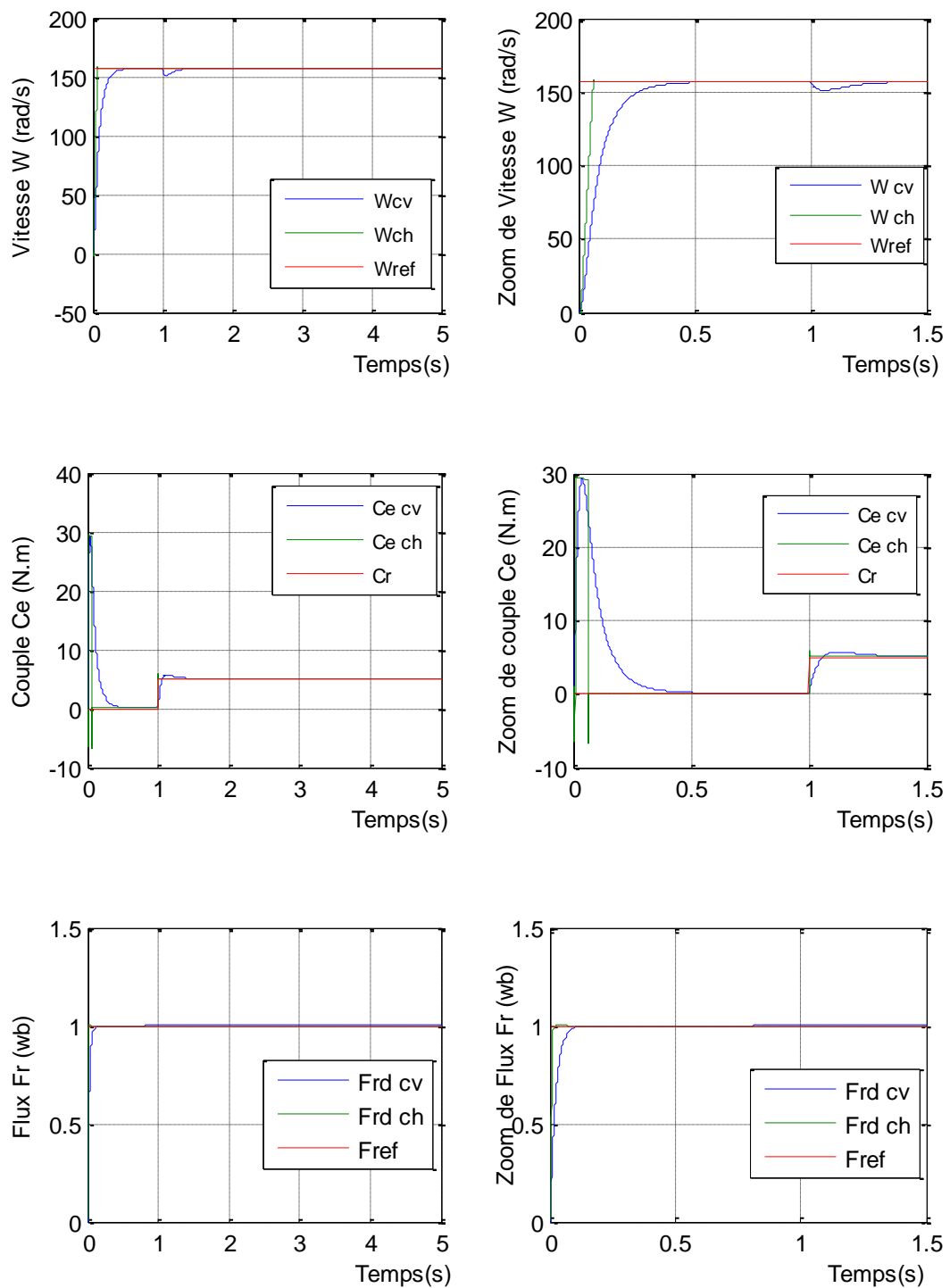


Figure (IV.1) : Comparaison au niveau de fonctionnement nominal.

IV.2.2. Test de robustesse de la variation de vitesse

Les résultats de simulation d'obtenus pour la variation de la vitesse ($\omega_{ref}=157,-157, 40, 157$ rad/s) dans la figure (IV.2).

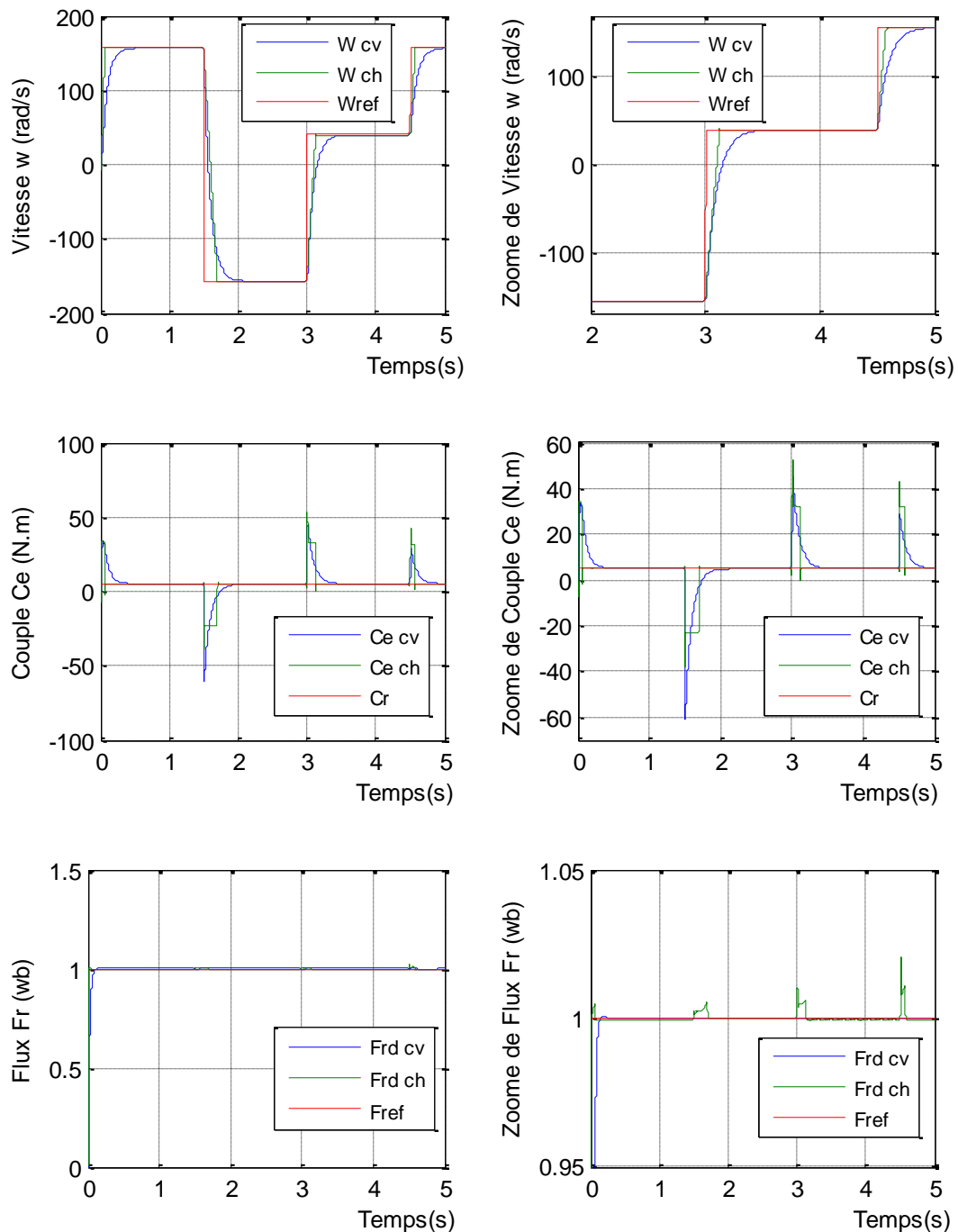


Figure (IV.2) : Comparaison au niveau de la variation de la vitesse.

IV.2.3. Test de robustesse de la variation de la charge

Ce test est représenté par la figure (IV.3) où on applique un couple résistant de (5 N.m) entre $t_1=1.5s$ et $t_2= 3s$.

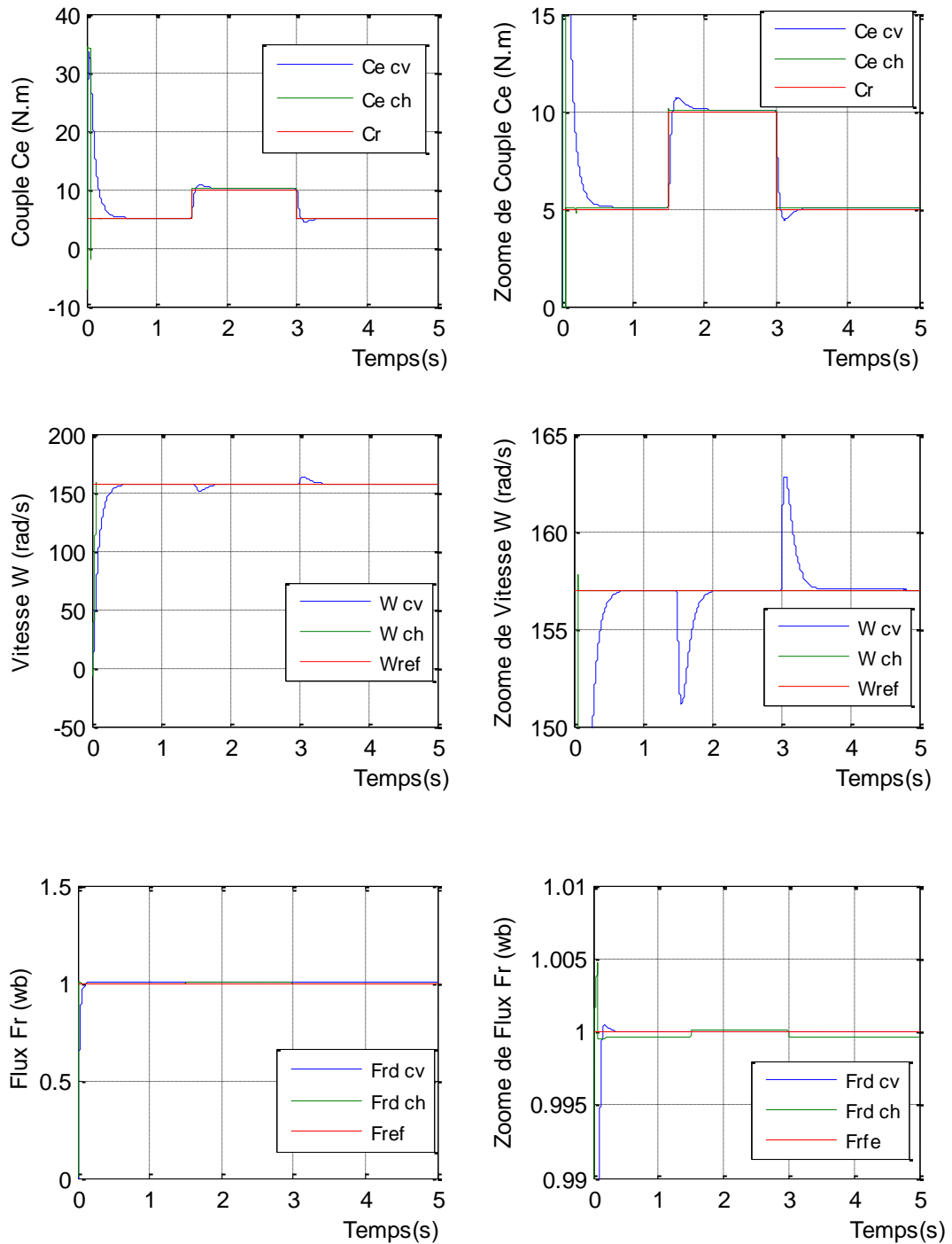


Figure (IV.3) : Comparaison au niveau de la variation de la charge.

IV.2.4. Test de robustesse de la variation du flux

Dans la figure (IV.4), les résultats de simulations obtenus pour la variation du flux ($\Phi_{ref} = 1, 2$ Wb).

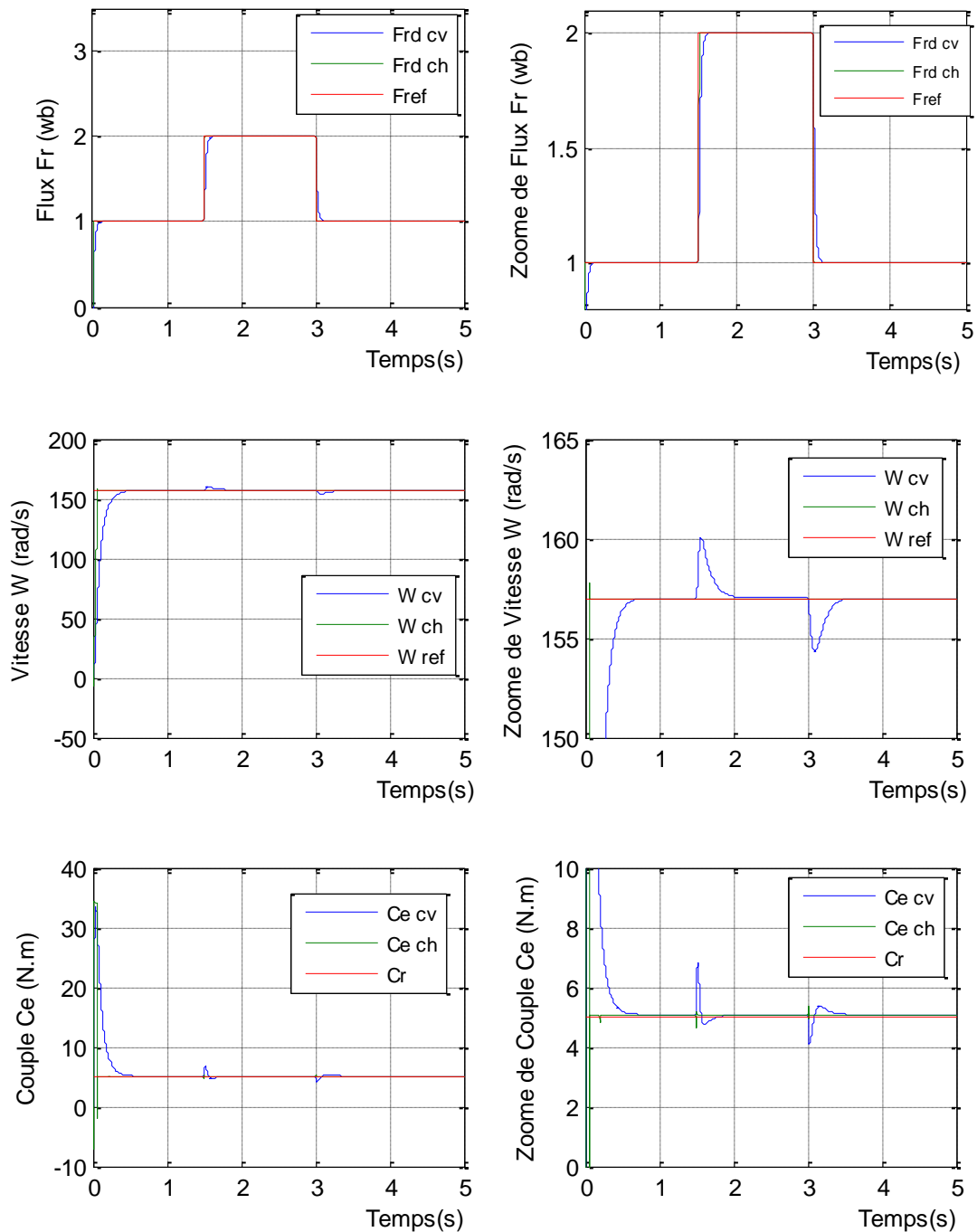


Figure (IV.4) : Comparaison au niveau de la variation du flux.

IV.3. Interprétation des résultats

D'après la figure (IV.2), on remarque que le temps de réponse du C.H.V.M.G est plus rapide, que pour la C.V.

D'autre part, les résultats de la figure (IV.2) montrent que le couple obtenu par la C.H.V.M.G diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le C.H.V.M.G est retenu à sa valeur maximale plus long temps. Dans ce fait on peut expliquer la grande rapidité de la réponse en vitesse obtenue avec la C.H.V.M.G.

Les réponses obtenues avec les deux types de réglage montrent clairement que le système commandé avec la C.H.V.M.G est plus robuste par rapport au C.V.

Dans la figure (IV.3), on constate également que la vitesse suit sa nouvelle référence dans les deux types de commande mais le dans C.H.V.M.G inférieur à celui présenté dans la C.V, ce temps de réponse peut être expliqué par la rapidité du C.H.V.M.G. Nous constatons également que couple électromagnétique en charge suit parfaitement sa référence dans les deux commandes. Les deux courbes de flux prenne la valeur 1Wb est reste toujours constant quel que soit les variations appliquées.

La figure (IV.4) montre que le flux suit sa nouvelle référence dans les deux types de commande, par contre la C.H.V.M.G présente un temps de réponse plus rapide par rapport la C.V. Le couple donné par la C.H.V.M.G présente un pic plus important que le donné par la C.V, mais il regagne rapidement à sa valeur de référence.

IV.4.Conclusion

Nous avons présenté dans ce dernier chapitre, une étude comparative entre C.V et C.H.V.M.G. des résultats obtenus par les deux commandes (commande vectorielle par orientation de flux rotorique et la commande hybride vectorielle mode glissant). Ces résultats obtenus dans le cadre de cette application en simulation mettent en valeur les performances de chaque technique de commande (dépassement, robustesse, rapidité...). Pour un aspect comparatif, les performances de ces différentes commandes sont représentées dans le tableau suivant :

Type du commande \ Testes	Précision	Temps du réponse	Robustesse vis-à-vis des variables
C.V	Bonne	Rapide	Bonne
C.H.V.M.G	Très bonne	Plus rapide	Très bonne

Enfinement on peut conclure que la commande hybride vectorielle mode glissant présente une meilleure robustesse que celle de la commande vectorielle, en plus des avantages inhérents à l'utilisateur de la machine asynchrone (robustesse, fiabilité), cette robustesse garante une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques. On ne peut a priori affirmer que telle ou telle méthode est adéquate pour la régulation de la vitesse avec les différents contrôles des grandeurs électriques qui accompagnent cette régulation.

Conclusion générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté la commande de la machine asynchrone via deux différentes structures de commande : la commande vectorielle directe et la commande hybride vectorielle mode glissant.

En premier lieu nous avons établi la modélisation de la machine asynchrone qui nous présente une difficulté vue que ses paramètres sont variables dans le temps ce qui nous a mené à des équations différentielles difficiles à résoudre par les méthodes classiques, pour cela nous avons utilisé la transformation de PARK.

Ensuite nous avons donné les principes de bases de la C.V directe par orientation de flux rotorique, qui permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique. Pour améliorer les performances de cette commande et parvenir à des meilleurs résultats, l'identification en ligne des paramètres de la machine s'avère indispensable.

Dans ce sens, notre contribution est de proposer une méthodologie de commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la C.H.V.M.G est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifie d'une manière discontinue, en l'occurrence, la commande par mode glissant. Cette commande est caractérisée par sa robustesse vis à vis des perturbations externes et internes.

On peut donc conclure que la technique de C.H.V.M.G utilisée pour la commande de la machine asynchrone a conduit à des bonnes performances, dans beaucoup de cas, on obtient une qualité de réglage meilleur par rapport à la commande vectorielle.

Enfin, nous donnons quelques perspectives qui nous paraissent les plus intéressantes pour la suite de ce travail à savoir:

- ✓ Développement de la commande présentée dans ce mémoire dans le but de vérifier simulations les résultats trouvés, et la démonstration de la stabilité globale lors de la combinaison de la commande hybride vectorielle mode glissant.
- ✓ l'application de cette stratégie de commande sur d'autres systèmes.

Annexe

Paramètres de la machine asynchrone utilisée

1.Paramètres électriques

$r_s = 10 \Omega$	Résistance du stator
$r_r = 6.3 \Omega$	Résistance du rotor
$L_s = 0.4642 \text{ H}$	Inductance du stator
$L_r = 0.4612 \text{ H}$	Inductance du rotor
$M = 0.4212 \text{ H}$	Inductance Mutuelle
$P = 0,7 \text{ KW}$	Puissance électrique

2.Paramètres mécaniques

$J = 0.02 \text{ Kg.m}^2$	Moment d'inertie
$f = 0 \text{ SI}$	Coefficient de frottement

3.Paramètres électromagnétiques

$C_e = 5 \text{ N.m}$	Couple nominal
$P = 2$	Nombre de pair de pôle

Bibliographie

- [1] S.AMAMRA, « Commande par réseaux de neurones d'une machine asynchrone avec linéarisation hybride », mémoire de Magister – Ecole National Polytechnique – 2005.
- [2] H.BUHLER, « Réglage par mode glissant », Presses Polytechnique Romandes – Lausanne – Suisse – 1986.
- [3] A.BELKHIRI, B.TOUNSI et A.DAHMANI, « Détection des défauts par les réseaux de neurones artificiels de la machine asynchrone contrôlée par la technique du flux orienté », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila – 2007.
- [4] A.ACHOUR et A.AICHOUCHE, « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila – 2005.
- [5] F.MORAND, « Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », Thèse de doctorat – Automatique de Lyon – 2005.
- [6] JEAN-PIERRE CARON et JEAN-PAUL HAUTIER, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Edition Technip – Paris – 1995.
- [7] H.MAKKI et S.ZEGHLACHE, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par orientation du flux statorique sans capteur de vitesse », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila – 2006.
- [8] B.TARAK, « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RSP », mémoire d'ingénieur – Université de Batna – 2003.
- [9] A.ROUABAH et L.SAF, « Commande par retour d'état d'une machine asynchrone alimenté en tension », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila – 2002.
- [10] LUK-MUTREL, « Le moteur asynchrone, régime statique et dynamique », Ellipses Edition – Paris – 1999.
- [11] A.MIDOUN-OUSSEDIK, « La commande robuste a structure variable et à logique floue appliquée à un moteur asynchrone », mémoire de Magister de l'EMP – 2002.

-
- [12] A.BENSEGHIR et S.AMIRI, « Commande prédictive d'une machine asynchrone », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila – 2004.
- [13] D.SIHAM, « Commande vectorielle de la machine asynchrone et introduction aux convertisseurs matricielles », mémoire d'ingénieur – Université de Batna – 2004.
- [14] M.NAIT-SAID, « Commande par mode glissant d'un moteur asynchrone », Cours de Magister – Université de Batna – 2003.
- [15] C.HALIME, « Performance de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant », mémoire d'ingénieur – Université de Batna – 2001.
- [16] R.ABDELHAMIDE et MOUSTAPHA, « Contrôle directe du couple de la machine asynchrone », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila – 2004.
- [17] F.LIEB et H.GERROUCHE, « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone », mémoire d'ingénieur – Université de M'sila – 2004.
- [18] K.BENCHAIBA, « Commande de la machine asynchrone par mode glissement, Apport de la logique pour la réduction du phénomène "Chattering" », mémoire de Magister – Université de Batna – 2003.
- [19] H.TAMRBED et T.AZAROB, « Réglage par mode glissant d'une machine asynchrone », mémoire d'ingénieur – Université de Anaba – 2000.
- [20] M.BENKOURDEL, « Commande à structure variable a mode glissant de la machine asynchrone », mémoire de Magister – Université d'Oran – 2009.
- [21] O.HAMATA et N.LOUCHEN, « Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation », mémoire d'ingénieur – Université de Batna – 2003.
- [22] H.DJOUDI, « Elaboration d'un contrôleur de traction par mode glissant », mémoire d'ingénieur – Université de Batna – 2004.

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Année Universitaire : 2010 / 2011

Proposé et dirigé par : Monsieur : Hemza MEKKI

**Présenté par : BENHADDAD Kamel
CHIKOUCHE Abderrahmen
ZIANE Samir**

Thème :

**COMMANDE HYBRIDE VECTORIELLE MODE GLISSANT
D'UN MOTEUR ASYNCHRONE**

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire concerne l'application d'une commande hybride vectorielle mode glissant au moteur asynchrone (MAS). Après l'élaboration des modèles mathématiques de ce dernier. Ces modèles nous ont permis d'étudier le comportement dynamique de la MAS dans les différents régimes de fonctionnement. A la base de ces modèles, une commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été synthétisée et appliquée à la machine. Les résultats de simulation ont montré que cette commande peut être insuffisante car elle est moins robuste. En fin, nous avons appliqué une technique dite commande hybride vectorielle mode glissant au moteur asynchrone que nous avons présenté en détail. L'étude comparative entre ces deux méthodes se fait dans le but de montrer l'efficacité et la robustesse de chaque méthode par rapport à l'autre. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la deuxième méthode.

Mots clés :

Moteur asynchrone, Modèle mathématique, Commande vectorielle, Commande par mode glissant, Commande hybride.