

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

*Ministère de l'Enseignement supérieur
et de la Recherche Scientifique*



UNIVERSITE DE M'SILA

FACULTE DES SCIENCES ET SCIENCES DE L'INGENIEUR

DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME
D'INGENIEUR D'ETAT EN GENIE ELECTROTECHNIQUE
OPTION : ELECTROMECHANIQUE

THEME

**Commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone
avec adaptation de la constante de temps rotorique**

Proposé et dirigé par :

M^{elle} BENDERRADJI. H

Présenté par:

MOSTEFAOUI Mahyeddine

AICHE Abd elhalim

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2007/2008

Remerciement

Nous tenons à remercier tout premièrement Dieu le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs remerciements à notre encadreur **M^{elle}.H- Benderradji** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour suivi continuel tout le long de la réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de nous donner ses conseils.*

Nos remerciements vont aussi au chef de département d'Electrotechnique et à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.

Nos remerciements à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Nous tenons à remercier vivement toutes personnes qui nous ont aidé à élaborer et réaliser ce mémoire, ainsi à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.

En fin, nous tenons à exprimer notre reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...

MAHYEDDINE & ABD ELHALIM

Dédicace

Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.

Je dédie ce modeste travail

A mon très cher père et ma très chère mère pour sont amour, ces encouragements et ces sacrifices durant toutes mes années d'études dont les mot sont insuffisant pour exprimer toute ma gratitude, ma reconnaissance et mon profond amour.

A Mes frères : Aissa, fouzi, Abd elsamed, Walid, Abd elrahmane, Youssef.

A Mes sœurs

A toute ma famille

À mes amis: Fateh, Abd almalek, Sakkai, Amar, Hocine, Walid.

À tous mes amis que je ne vais pas nommer car ils sont nombreux

& je ne sais pas qui choisir.

À tous mes collègues sans exception & à toutes les promotions

2008 surtout d'électromécanique.

Je vous remercie tous

Mostefaouimohyeddine24@yahoo.fr

Dédicace

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes les difficultés rencontrées.
Je dédie ce modeste travail à la mémoire de mon père, très chère mère qui m'a en trouvé d'affection d'amour et de beaucoup décours*

Ames frères: Youssef, Miloud, Salim

A tout ma grand famille.

A tout mes camarades du group Electromécanique

*Sans oublier mes amis : Abd elmalek, Hamza, abd elgkani, Brahim,
Radwan, tito .*

En fin qu'ils trouvent ici mes sinceres excuses tout celles ou ceux dont le nom ne figure pas

Abd elhalim2008@yahoo.fr



SOMMAIRE

<i>Sommaire</i>	I
<i>Notations</i>	I
<i>Liste des figures</i>	I
<i>Introduction Général</i>	1
<i>Chapitre I : Modélisation de la Machine Asynchrone</i>	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée.....	3
I.2.1 Définition.....	3
I.2.2 Description de la machine asynchrone.....	3
I.2.3 Avantages du moteur asynchrone.....	4
I.2.4 Problèmes posés par le moteur asynchrone.....	4
I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée.....	4
I.3.1 Hypothèses simplificatrices.....	5
I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone triphasée.....	5
I.3.2.1 Equations électriques.....	5
I.3.2.2 Equations magnétiques.....	6
I.3.2.3 Equations mécaniques.....	7
I.4 Transformation de Park.....	7
I.5 Modèle de la machine asynchrone dans le système biphasé.....	9
I.5.1 Equations électriques.....	9
I.5.2 Equations magnétiques.....	10
I.5.3 Équations mécaniques.....	10
I.5.4 Choix du repère de référence.....	10
I.5.3.1 Equation de la machine asynchrone dans le repère (d, q)	11
I.5.3.2 Equation de la machine asynchrone dans le repère (α, β)	12
I.6 Modèle de la machine asynchrone sous forme d'état.....	12
I.7 Simulation de la machine asynchrone	16
I.7.1 Bloc de simulation de la machine asynchrone.....	16
I.7.2 Modélisation de l'onduleur à MLI.....	17

I.7.3 Principe de base.....	18
I.9 Résultats de la simulation.....	20
I.9.1. Interprétation des courbes.....	23
I.10 Conclusion.....	23
<i>CHAPITRE II : Commande Vectorielle de la MAS par Orientation du Flux Rotorique</i>	
II.1. Introduction	24
II.2 Principe de vectorielle par orientation de flux.....	25
II.3 Commande vectorielle par orientation flux rotorique de la MAS.....	26
II.3.1 Découplage par compensation.....	27
II.3.2 Commande vectorielle indirecte.....	28
II.3.3 Commande vectorielle directe	29
II.3.4 Estimation de flux rotorique.....	30
II.4 Régulation du système.....	30
II.4.1 Calcul des Régulateurs.....	31
II.4.1.1 Régulateurs des Courants.....	31
II.4.1.2 Régulateur de flux	32
II.4.1.3 Régulateur de vitesse.....	33
II.5. Résultats de simulation et interprétations.....	35
II.5.1. Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple de charge.....	35
II.5.1.1 Résultats de simulation sans onduleur.....	36
II.5.1.2 Résultats de simulation avec onduleur.....	37
II.5.2 Tests de performance et de robustesse.....	38
II.5.2.1 Test avec variation du couple de charge.....	38
II.5.2.2 Test avec inversion du sens de rotation.....	39
II.5.2.3 Test avec variation de la vitesse.....	39
II.5.2.4 Test avec variation de la constante de temps rotorique.....	40
II.6 Conclusion.....	42
<i>CHAPITRE III : Commande avec observation de flux rotorique et estimation de T_r</i>	
III.1 Introduction.....	43

III.2. Principe d'un observateur.....	44
III.2. 1. Généralités.....	44
III.2.2 Observateurs basés sur l'estimation de flux.....	45
III.2.2 .1 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant....	45
III.2.2.2 Estimation du flux rotorique par une méthode d'élimination.....	45
III.2.2.3 Estimation de flux rotorique par un modèle en tension.....	46
III.2.2.4 Estimateur de flux rotorique d'ordre complet.....	46
III.3 Observateurs de flux en boucle fermé.....	47
III.3.1 Observateur de flux proposé.....	48
III.4 Estimation de Constante de temps rotorique.....	50
III.5 Résultats de simulation.....	53
III.5.1 Résultats de simulation de la MAS avec association de l'observateur.....	53
III.5.2 Interprétation des résultats de simulation.....	56
III.5.3 Résultats de simulation de la MAS avec adaptation de constante de temps rotorique.....	56
III.5.4 Interprétation des résultats de simulation.....	59
III.6 Conclusion.....	60
<i>Conclusion Générale</i>	61
<i>Annexe</i>	
<i>Bibliographie</i>	



**NOTATIONS ET
ACRONYMES**

Table des notations et symboles

Machine asynchrone	
A, B, C	Axes liés aux enroulements triphasés.
α, β	Axes fixés au stator.
X, Y	Axes fixés au rotor.
d, q	Axes fixés par rapport au champ tournant.
u, v	Axes de référentiel de Park.
$[p]$	Matrice de Park.
$[p]^{-1}$	Matrice inverse de Park.
$\theta[rad]$	Angle entre le stator et le rotor.
Grandeurs électriques et magnétiques au stator	
$V_{sabc}[V]$	Tension statorique de la phase a, b et c
$V_{s\alpha\beta}[V]$	Tension statorique sur l'axe α et β .
$V_{sdq}[V]$	Tension statorique sur l'axe d et q .
$i_{sabc}[A]$	Courant statorique de la phase a, b et c.
$i_{s\alpha\beta}[A]$	Courant statorique sur l'axe α ou β .
$i_{sdq}[A]$	Courant statorique sur l'axe d ou q .
$R_s[\Omega]$	Résistance statorique par phase.
$M_s[H]$	Inductance mutuelle entre phases statoriques.
$L_s[H]$	Inductance statorique par phase.
$\varphi_{sabc}[wb]$	Flux statorique de la phase a, b et c.
$\varphi_{s\alpha\beta}[wb]$	Flux statorique sur l'axe α ou β .
$\varphi_{sdq}[wb]$	Flux statorique sur l'axe d ou q .
T_s	Constante de temps statorique.
$\omega_s[rad/sec]$	Pulsation électrique statorique.
Grandeurs électriques et magnétiques au rotor	
$V_{rabc}[V]$	Tension rotorique de la phase a, b ou c.
$i_{rabc}[A]$	Courant rotorique de la phase a, b ou c.
$i_{rdq}[A]$	Courant rotorique sur l'axe d ou q .
$M_r[H]$	Inductance mutuelle entre phases rotoriques.
$L_r[H]$	Inductance rotorique par phase.
$\varphi_{rabc}[wb]$	Flux rotorique de la phase a, b ou c.
$\varphi_{rdq}[wb]$	Flux rotorique sur l'axe d ou q .
$M_{sr}[H]$	Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
$M_0[H]$	Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase du rotor.
T_r	Constante de temps rotorique.
$\omega_r[rad/sec]$	Pulsation électrique rotorique.
σ	Coefficient de dispersion.
$J[kg.m^2]$	Moment d'inertie des parties tournantes.

$f[N.m.s.rad^{-1}]$	Coefficient de frottements visqueux.
$C_e[N.m]$	Couple électromagnétique.
$C_r[N.m]$	Couple résistant.

Onduleur	
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion.
U_r	la tension référence.
U_p	la tension porteuse.
$S(t)$	le signal MLI résultant.
f_p	fréquence de porteuse
f_{ref}	fréquence de référence
r	Taux de modulation.
Régulation	
k_p	Facteur de proportionnalité.
k_i	Facteur intégral.
τ_{i-BO}	Constante de temps des courants en boucle ouverte.
τ_{i-BF}	Constante de temps des courants en boucle fermée.
S	Opérateur dérivée de LAPLACE d/dt

$R[\theta_r]$	la matrice de passage ($dq \rightarrow \alpha\beta$)
δ	l'angle du couple
\hat{x}	Valeur estimé.
ε	erreur
Acronymes	
PI	Régulateur proportionnel-intégral.
IP	Régulateur intégral-proportionnel.
MAS	Machine Asynchrone
FOC	Commande vectorielle par orientation du flux.
IFOC	Commande vectorielle indirecte par orientation du flux.
DFOC	Commande vectorielle directe par orientation du flux.
réf	Référence.



LISTES DES FIGURES

Liste des figures

Chapitre I

Fig (I.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.....4

Fig (I.2) : Représentation des axes de repère uv.....8

Fig (I.3) : Représentation des axes réels du moteur asynchrone triphasé
par rapport aux différents référentiels.....11

Fig (I.4) : Schéma de simulation de la MAS.....16

Fig (I.5) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.....17

Fig (I.6) : Schéma synoptique.....19

Fig (I.7) : Schéma de simulation de l'onduleur.....20

Fig (I.8): La réponse de la MAS à vide :(A) alimentée par un réseau triphasé équilibré
et (B) alimentée par un onduleur à MLI.....21

Fig (I.9) :La réponse de la MAS à vide avec introduction d'un couple de charge de 25 Nm
à $t=1.5$ sec : (A) alimentée par un réseau triphasé équilibré, (B) alimentée par
un onduleur à MLI.....22

Chapitre II

Fig (II.1): Orientation du flux (rotorique, statorique et l'entrefer).....26

Fig. (II.2) : Orientation du flux rotorique sur l'axe d du référence (d,q).....26

Fig (II.3) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq}28

Fig (II.4) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte.....29

Fig (II.5) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe.....29

Fig (II.6) : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte.....30

Fig (II.7) : Relations de transfert.....31

Fig (II.8) : Régulation du courant... ..32

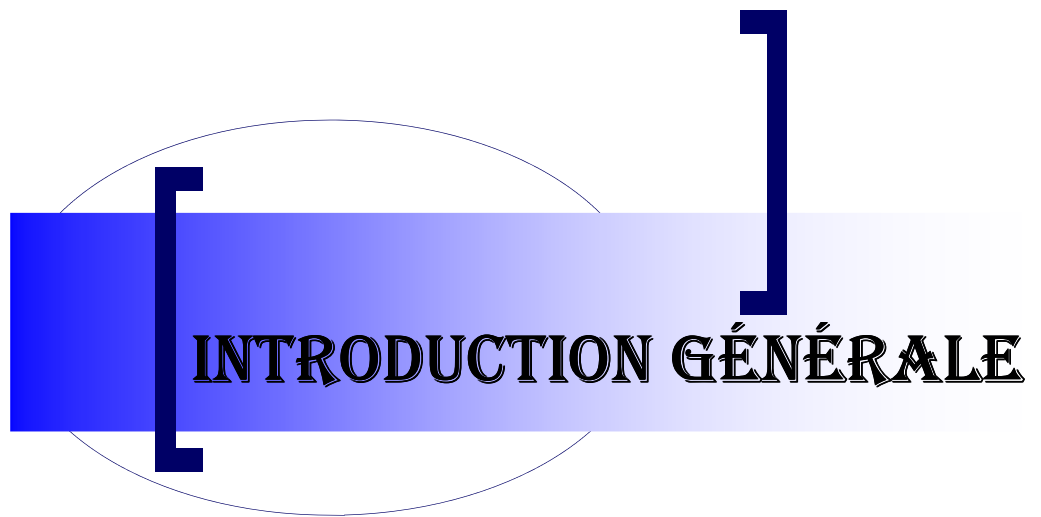
Fig (II.9) : Régulation du flux.....32

Fig (II.10.a) : Régulation de la vitesse.....33

Fig (II.10.b) : Régulation de la vitesse.....34

Fig (II.11) :La réponse de la MAS avec introduction d'un couple de charge de 25 Nm
à $t=1.5$ sec sans onduleur : (A) commande vectorielle indirecte, (B) commande
vectorielle directe.....36

Fig (II.12) : La réponse de la MAS avec introduction d'un couple de charge de 25 Nm à t=1.5 sec avec onduleur : (A) commande vectorielle indirecte, (B) commande vectorielle directe.....	37
Fig (II.13) : Essai avec variation de la charge.....	38
Fig (II.14) : Essai avec inversion du sens de rotation.....	39
Fig (II.15) : Essai avec variation de la vitesse.....	40
Fig (II.16) : Essai avec variation de la Constante de temps rotorique : (A) commande vectorielle indirecte, (B) commande vectorielle directe.....	41
 Chapitre III	
Fig (III.1) : Schéma de Principe d'un observateur.....	44
Fig (III.2) : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte basé à le modèle en courant....	45
Fig (III.3) : Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension.....	46
Fig (III.4) : Estimateur de flux d'ordre complet en boucle ouverte.....	47
Fig (III.5) : Estimateur de flux rotorique en boucle fermée.....	48
Fig (III.6) : observateur de flux rotorique «gopinath modele ».....	49
Fig (III.7) : Représentation de l'angle du couple δ	51
Fig (III.8) : Schéma bloc de l'estimation de la constant du temps rotorique.....	53
Fig (II.9) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe avec observateur	53
Fig (II.10) : Test avec variation de la charge.....	54
Fig (II.11) : Test avec inversion du sens de rotation.....	54
Fig (II.12) : Test avec variation de la vitesse.....	55
Fig (II.13) : Test avec variation de la Constante de temps rotorique.....	55
Fig (III.14): Test avec variation de Tr	57
Fig (III.15): Test avec variation de Tr et variation de la charge.....	58
Fig (III.16): Test avec variation de Tr et variation de la vitesse.....	58
Fig (III.17): Test avec variation de Tr et inversion du sens de rotation.....	59

A decorative graphic consisting of a horizontal bar with a blue-to-white gradient. The left end of the bar is a solid blue square. A large, dark blue bracket is positioned on the left side of the bar, and another large, dark blue bracket is on the right side. The text "INTRODUCTION GÉNÉRALE" is centered on the bar.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction Générale

La machine asynchrone occupe un domaine très important dans l'industrie. Elle est appréciée pour sa robustesse, son faible coût d'achat et d'entretien. Sa commande est par contre plus difficile à réaliser que pour d'autres machines électriques. De nombreuses stratégies ont été développées pour en faire une machine qui dépasse les autres, même dans les systèmes commandés.

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du moteur asynchrone dans de nombreuses applications industrielles. L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit, donne au moteur asynchrone un modèle dynamique non linéaire qui est à l'opposé de la simplicité de sa structure et de ce fait sa commande pose un problème théorique pour les automaticiens [Mor 05].

Les qualités de la MAS justifient le regain d'intérêt de l'industrie vis à vis de ce type de machine. De plus, les développements récents de l'électronique de puissance et de commande permettent aux moteurs asynchrones d'avoir les mêmes performances que celles des machines à courant continu [Rou 99].

En général, la commande de la machine asynchrone se divise en deux classes, la première classe est la commande de faible coût et faible performance, la deuxième classe est la commande à haute performance comme la commande vectorielle par orientation de flux rotorique qui assure une dynamique élevée.

La plupart des stratégies ont été proposées dans la littérature pour atteindre ce but. Une grande partie des méthodes proposées est basée sur des estimateurs ou des observateurs qui dépendent du modèle de la machine asynchrone. La mesure du flux rotorique n'est pas chose facile car au delà du fait que le coût du capteur de flux est assez élevé, il est sensible à la variation de la température et nécessite un démontage du moteur [Bag 99]. Donc, afin de conserver les qualités de la MAS il serait plus commode d'éliminer ces capteurs.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation Matlab des performances de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone associée à un estimateur de flux (en boucle fermée) et une estimation de la constante du temps rotorique.

Le mémoire est structuré de la manière suivante :

Dans le premier Chapitre, nous présenterons une modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de *Park*, avec l'association machine - onduleur de tension à *MLI*. Une simulation en boucle ouverte sera réalisée afin de voir les caractéristiques de la machine.

Dans le deuxième chapitre Nous avons étudié dans une première étape la commande vectorielle indirecte à flux orienté et dans la seconde la commande vectorielle directe à flux orienté. Celle-ci a pour but de remédier au problème de couplage qui rend la machine difficilement commandable. Un calcul de différents régulateurs sera détaillé et des réponses par simulation numérique serrant présentés à la fin du chapitre pour voir les performances de ces deux commandes

Le troisième chapitre sera consacré en premier lieu à une présentation générale des méthodes d'estimation du flux du rotor en boucle ouverte et en boucle fermée existant dans la littérature. Après on présentera l'observateur de flux appliqué, ainsi que la méthode d'estimation de la constante de temps rotorique. A la fin de ce chapitre, on exposera des résultats de simulation pour voir la validité de ces deux estimateurs par rapport aux variations paramétriques.

On terminera par conclusion générale ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'informations utilisées.



Chapitre I

*MODÉLISATION DE LA MACHINE
ASYNCHRONE*

I.1 Introduction

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu coûteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor [Bag 99]. Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible afin qu'il puisse se rendre compte de la réalité [Hau 95].

La conception d'une chaîne de commande passe par une phase de modélisation afin de dimensionner et valider les stratégies retenues.

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension.

Ensuite, nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine, nous traiterons la modélisation de l'association onduleur – machine où on présentera un modèle général associant la machine asynchrone à son alimentation.

I.2 Généralités sur la machine asynchrone triphasée

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.

I.2.2 Description de la machine asynchrone

Les machines asynchrone, appelées également machine à induction sont des convertisseurs électromagnétique tournant transformant l'énergie électrique en énergie mécanique, elles sont utilisées en moteur bien qu'elles puissent fonctionner en générateur. La machine asynchrone à cage 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 [Mor 05].

I.2.3 Avantages du moteur asynchrone

La machine asynchrone à cage est le moteur le plus répandu dans l'industrie : il est robuste, fiable, économique. Il est également apprécié pour sa très bonne standardisation [Buc 01].

I.2.4 Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (I_r par exemple) qu'à travers le stator.

L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator.

La simplicité structurelle cache donc une grande complexité fonctionnelle due aux caractéristiques qui viennent d'être évoquées mais également aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations des paramètres (R_r en particulier, jusqu'à 50%) [Buc 01].

I.3 Modélisation de la machine asynchrone triphasée

La structure principale de la machine asynchrone dans le repère (ABC) est présentée par la figure (I.1). Les trois axes statoriques sont décalés entre eux d'un angle $2\pi/3$, ainsi les axes rotoriques. Un angle θ repère le déphasage entre les axes rotoriques par rapport aux axes statoriques.

Avec :

A, B, C : trois enroulements du stator.

a, b, c : trois enroulements rotoriques.

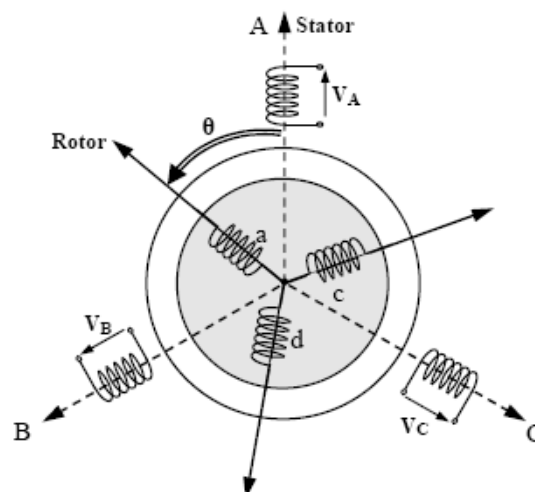


Fig (I.1) : Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

I.3.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [Abd 97]:

- ❖ L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- ❖ L'effet d'encoche est négligeable.
- ❖ Distribution spatiale des forces magnétomotrices dans l'entrefer est sinusoïdale.
- ❖ Circuit magnétique non saturé et à perméabilité constante.
- ❖ Pertes ferromagnétiques négligeables.
- ❖ Les résistances des enroulements ne varient pas en fonction de la température de fonctionnement et on néglige également l'effet de peau.

Ainsi, parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- ❖ L'additivité du flux.
- ❖ La constance des inductances propres.
- ❖ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques.

I.3.2 Equations générales de la machine asynchrone triphasée

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée, les équations de la machine s'écrivent comme suit:

I.3.2.1 Equations électriques

La loi de Faraday permet d'écrire les équations électriques de tension des trois phases statoriques et rotoriques:

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

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

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : Les tensions statoriques.

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : Les courants statoriques.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Les flux totaux à travers les enroulements statoriques.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

Les équations (I.1) et (I.2) se présentent naturellement sous forme matricielle

❖ Pour le stator :

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

❖ Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.4})$$

I.3.2.2 Equations magnétiques

Les relations entre les flux et les courants du stator et du rotor s'écrivent comme suit:

❖ Pour le stator :

$$[\varphi_{s(abc)}] = [L_s][i_{s(abc)}] + [M_{sr}][i_{r(abc)}] \quad (\text{I.5})$$

❖ Pour le rotor :

$$[\varphi_{r(abc)}] = [L_r][i_{r(abc)}] + [M_{sr}]^T [i_{s(abc)}] \quad (\text{I.6})$$

Où :

$[L_s]$: Matrice d'inductances statoriques.

$[L_r]$: Matrice d'inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$: Matrice des inductances mutuelles du couplage entre stator-rotor.

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

Où :

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_0 : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor.

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

I.3.2.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique est donnée par l'expression :

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f \cdot \Omega \quad (I.9)$$

Avec :

j : Moment d'inertie du rotor et des parties tournantes de la machine.

f : Coefficient du frottement visqueux.

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple de charge.

Ω : Vitesse rotorique.

Les équations précédentes permettent la modélisation de la machine dans le plan (ABC) . Elles peuvent être implantées dans un ordinateur, par contre, vu la complexité de ces équations non linéaires et multi variables, il est très difficile d'en tirer des stratégies de commande.

I.4 Transformation de Park

La connaissance et l'étude des comportements statiques et dynamiques d'un moteur asynchrone sont basées sur une modélisation mathématique appropriée à son comportement réel. Dans cette modélisation le moteur asynchrone triphasé réel est remplacé par une machine biphasée fictive, mais magnétiquement équivalente, grâce à la transformation de *Park*.

La transformation de *Park* est ancienne (1929), si elle redevient à l'ordre du jour, c'est tout simplement parce que les progrès de la technologie des composants permettent maintenant de la réaliser en temps réel [Wit 00].

La transformation de *Park* (figure I.2) permet de faire le passage d'un système triphasé (A, B, C) vers un système (u, v, h) constitué des grandeurs biphasées équivalentes (u, v) et d'une composante homopolaire (h), qui n'est pas prise en compte dans le modèle usuel de la machine.

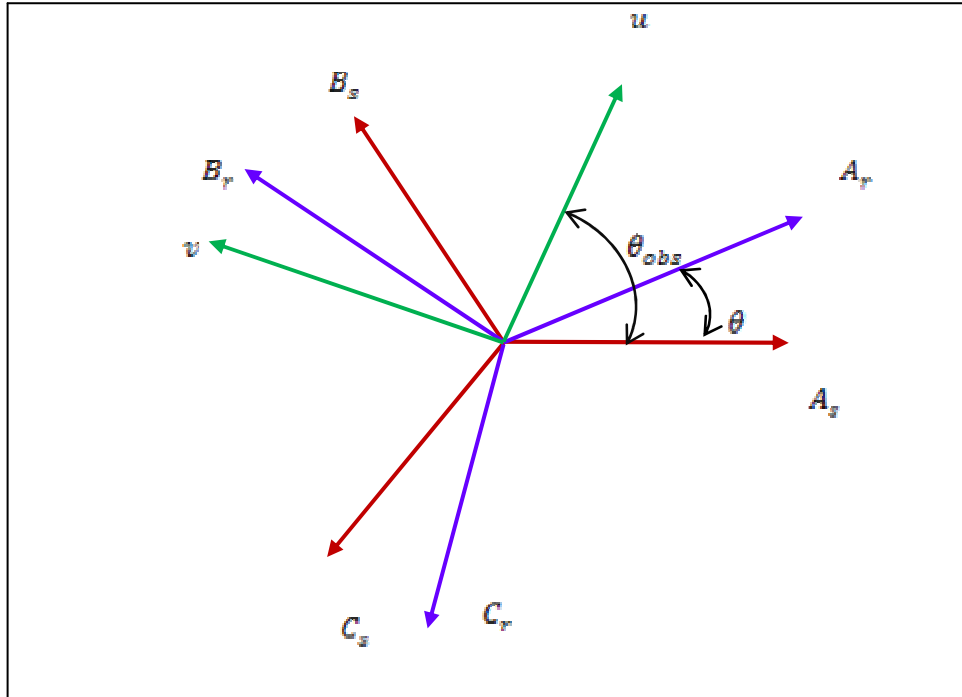


Fig (I.2) : Représentation des axes de repère uv

Tel que :

θ_{obs} : L'angle instantané entre la phase de l'axe A_s et l'axe u .

Selon la figure (I.2), la projection du vecteur (V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}) sur l'axe biphasé nous donne

$$\begin{cases} V_{su} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \cos \theta_{obs} + V_{sb} \cos \left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3} \right) + V_{sc} \cos \left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \\ V_{sv} = \frac{2}{3} \left[V_{sa} \sin \theta_{obs} - V_{sb} \sin \left(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3} \right) - V_{sc} \sin \left(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3} \right) \right] \end{cases} \quad (I.10)$$

❖

V_{su} : est

appelée composante directe de *PARK*.

❖ V_{sv} : est appelée composante en quadrature (*transversale*).

On ajoute l'expression homopolaire V_{sh} au système (I.10) pour l'équilibrer.

$$V_{sh} = \frac{1}{3} (V_{sa} + V_{sb} + V_{sc}) \quad (I.11)$$

La composante homopolaire V_{sh} est nulle pour les systèmes triphasés équilibrés.

D'après, les équations (I.10) et (I.11) on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \\ V_{sh} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

Le passage du système triphasé au système biphasé s'obtient à partir de la matrice $P(\theta_{obs})$.

$$[P(\theta_{obs})] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{obs}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{obs}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{obs} - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

- ❖ Cette transformation est valable pour les courants, les tensions et les flux.
- ❖ Le système (u, v) tourne à la vitesse $(\omega_{obs} - \omega)$ par rapport au rotor.

Lorsque la valeur zéro est attribuée à l'angle (θ_{obs}) , la transformation de *Park* est dite transformation de *Clarck* et la matrice de passage s'écrit comme suit:

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.14)$$

Il est facile de remarquer que les trois vecteurs constituant la matrice de Par $P(\theta_{obs})$ ne sont pas normés. En divisant chacun de ces vecteurs par sa norme on obtient la matrice de transformation modifiée au orthonormée permettant l'invariance de la puissance.

I.5 Modèle de la machine asynchrone dans le système biphasé

La transformation de *Park* consiste à appliquer aux courants, tensions et flux, un changement de variable faisant intervenir l'angle entre l'axe des enroulements et l'axe (u, v)

I.5.1 Equations électriques :

L'application de la transformation de *Park* sur les équations (I.3), (I.4). Nous donnons le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{obs} \\ \omega_{obs} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.15)$$

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_{obs} - \omega) \\ (\omega_{obs} - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.16)$$

Avec :

$$\omega = \frac{d}{dt} \theta = p\Omega \quad ; \quad \omega_{obs} = \frac{d}{dt} \theta_{obs}$$

I.5.2 Equations magnétiques :

L'application de la transformation de *Park* sur les équations (I.5), (I.6). Nous donnons le système d'équations suivant :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{su} \\ \varphi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.17)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{ru} \\ \varphi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ru} \\ i_{rv} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{su} \\ i_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.18)$$

Avec :

$$L_r = l_r - M_r : \text{Inductance cyclique propre du rotor.}$$

$$L_s = l_s - M_s : \text{Inductance cyclique propre du stator.}$$

$$M = \frac{2}{3} M_{sr} : \text{Inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et}$$

l'armature du rotor.

I.5.3 Équations mécaniques :

$$C_e - C_r = j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (I.19)$$

I.5.4 Choix du repère de référence

Pour effectuer une étude par simulation du moteur asynchrone, il est recommandé de choisir un système d'axes de référence qui permet d'avoir un référentiel le mieux adapté aux problèmes posés et l'objectif de l'application.

Le choix du repère de référence dépend de l'objectif de l'application :

- ❖ Repère d'axes (α, β) fixe lié au stator ($\theta_{obs} = 0$). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique ω_s .
- ❖ Repère d'axes (x, y) lié au rotor ($\omega_{obs} = \theta$). Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques ω_r . Elles sont de faible fréquence. La position du repère est déterminée généralement par intégration de la vitesse du moteur.

❖ Repère d'axes (d, q) lié au champ tournant ($\theta_{obs} = \theta_s$). En régime permanent électrique, les grandeurs du modèle sont continues, puisque la pulsation du champ tournant est égale à la pulsation des tensions statoriques ω_s . Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande [Egu 02].

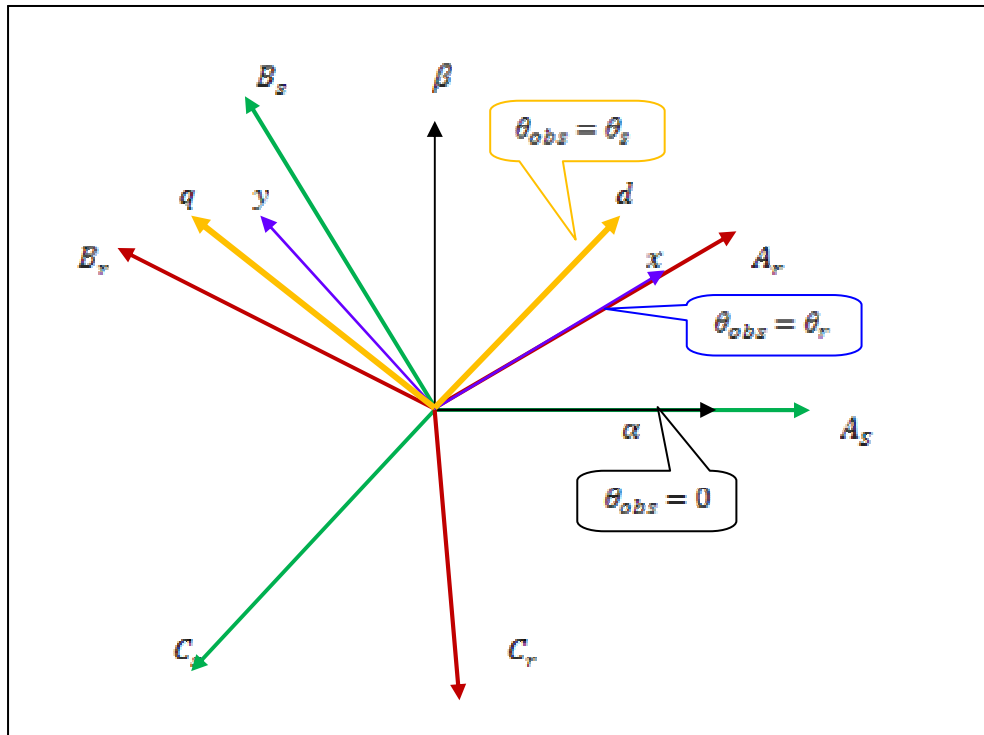


Fig (I.3) : Représentation des axes réels du moteur asynchrone triphasé par rapport aux différents référentiels

1.5.3.1 Equation de la machine asynchrone dans le repère (d, q)

Pour un référentiel lié au champ tournant, on a :

$$\theta_{obs} = \theta_s \Leftrightarrow \begin{pmatrix} u \rightarrow d \\ v \rightarrow q \end{pmatrix}, \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$$

❖ **Les équations électriques :**

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (I.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -(\omega_s - \omega) \\ (\omega_s - \omega) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.21)$$

❖ **Les équations magnétiques :**

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.23})$$

❖ L'équation mécanique :

$$C_e = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} i_{sq} - \varphi_{rq} i_{sd}) \quad (\text{I.24})$$

La représentation dans le référentiel (d, q) fait correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent, En générale, le référentiel lié au champ tournant est utilisée pour réaliser le contrôle vectoriel ou dans la commande des machines électrique dans les systèmes en boucle fermée [Bag 99].

I.5.3.2 Equation de la machine asynchrone dans le repère (α, β) :

$$\theta_{obs} = 0 \Leftrightarrow \begin{pmatrix} u \rightarrow \alpha \\ v \rightarrow \beta \end{pmatrix}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.25})$$

$$\begin{bmatrix} V_{r\alpha} \\ V_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & \omega \\ -\omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.26})$$

Ce référentiel sera choisi en vue d'étudier les variations des grandeurs rotoriques.

Les expressions des flux sont données par :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.27})$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{r\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \end{bmatrix} + M \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{I.28})$$

I.6 Modèle de la machine asynchrone sous forme d'état

La présentation du modèle d'état nécessite, dans un premier temps, la définition du vecteur d'état x , du vecteur d'entrée u et du vecteur de sortie y .

Les variables d'état décrivant les modes électriques, d'axes (α, β) et (d, q) peuvent être des flux et des courants statoriques ou rotoriques.

On cherche à obtenir un système d'équations écrit sous forme d'équation d'état.

Le modèle sera de la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$$[X] = [i_{s\alpha,d} \ i_{s\beta,q} \ \varphi_{r\alpha,d} \ \varphi_{r\beta,q}]^T : \text{Vecteur d'état}$$

$$[U] = [V_{s\alpha,d} \ V_{s\beta,q}] : \text{Vecteur de commande}$$

$[A]$: Matrice d'évolution d'état du système.

$[B]$: Matrice du système de commande.

❖ Pour le référentielle lié au champ tournant (d – q) :

A partir de l'expression (I.23) on déduit les expressions des courants rotorique :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \varphi_{rd} - \frac{M}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \varphi_{rq} - \frac{M}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{I.30})$$

En introduisant (I.30) dans (I.22) :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \sigma L_s i_{sq} + \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.31})$$

Avec : $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_r L_s}$ Coefficient de dispersion.

En fin, en remplaçant dans (I.20) et (I.21) les composantes du flux statorique et celle du courant rotorique on obtient le modèle mathématique de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_{rq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \omega_s \frac{M}{L_r} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.32})$$

$$\begin{cases} V_{rd} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{sq} + \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.33})$$

Avec :

$$T_r = \frac{L_r}{R_r} \text{Constante de temps rotorique}$$

A partir d'expression (I.33) on peut tirer les termes $\frac{d\varphi_{rd}}{dt}$, $\frac{d\varphi_{rq}}{dt}$.

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sd} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} + \omega_r \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{sq} - \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} - \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.34)$$

En remplaçant l'expression (I.34) dans les équations (I.33), et après quelques simplifications on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_{st} i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{M}{L_r T_r} \varphi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} - \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.35.a)$$

$$\begin{cases} V_{sq} = R_{st} i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} - \frac{M}{L_r T_r} \varphi_{rq} + \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.35.b)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} - \frac{M}{T_r} i_{sd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \end{cases} \quad (I.35.c)$$

$$\begin{cases} 0 = \frac{1}{T_r} \varphi_{rq} - \frac{M}{T_r} i_{sq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (I.35.d)$$

Avec :

$$R_{st} = R_s + \frac{M^2}{L_r T_r}$$

❖ Pour le référentiel lié au stator (α, β) :

A partir de l'expression (I.28) on déduit les expressions des courants rotorique :

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \frac{1}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \frac{M}{L_r} i_{s\alpha} \\ i_{r\beta} = \frac{1}{L_r} \varphi_{r\beta} - \frac{M}{L_r} i_{s\beta} \end{cases} \quad (I.36)$$

En introduisant (I.36) dans (I.27) :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \frac{M}{L_r} \varphi_{r\alpha} - \frac{M^2}{L_r} i_{s\alpha} = \sigma L_s i_{s\alpha} + \frac{M}{L_r} \varphi_{r\alpha} \\ \varphi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \frac{M}{L_r} \varphi_{r\beta} - \frac{M^2}{L_r} i_{s\beta} = \sigma L_s i_{s\beta} + \frac{M}{L_r} \varphi_{r\beta} \end{cases} \quad (I.37)$$

En fin, en remplaçant dans (I.25) et (I.26) les composantes du flux statorique et celle du courant rotorique on obtient le modèle mathématique de la machine asynchrone :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \sigma L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \sigma L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} \end{cases} \quad (I.38)$$

$$\begin{cases} V_{r\alpha} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\alpha} + \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega \varphi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 = -\frac{M}{T_r} i_{s\beta} + \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.39)$$

A partir d'expression (I.39) on peut tirer les termes $\frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt}$, $\frac{d\varphi_{r\beta}}{dt}$:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.40)$$

L'expression (I.40) représente un estimateur de flux rotorique.

En remplaçant l'expression (I.40) dans les équations (I.38), et après quelques simplifications on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{s\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma T_r} \varphi_{r\alpha} + \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \omega_r \varphi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = -\left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) i_{s\beta} + \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma T_r} \varphi_{r\beta} - \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \omega_r \varphi_{r\alpha} + \frac{1}{\sigma L_s} V_{s\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\alpha} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\alpha} - \omega_r \varphi_{r\beta} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{M}{T_r} i_{s\beta} - \frac{1}{T_r} \varphi_{r\beta} + \omega_r \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I.41)$$

Avec : $T_s = \frac{L_s}{R_s}$ Constante de temps statorique.

$$[A] = \begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & 0 & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma T_r} & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \omega_r \\ 0 & -\left(\frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right) & -\frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma} \omega_r & \frac{1-\sigma}{M \cdot \sigma T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega_r \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega_r & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.42)$$

et :

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Le couple électromécanique développé par la machine asynchrone donné par la relation suivante :

$$C_e = \frac{3PM}{2L_r} (\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I.43)$$

Dans notre étude, nous avons choisi le repère lié au stator, ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il possède des tensions et des courants réels et peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

I.7 Simulation de la machine asynchrone

L'objectif de l'étude réalisée dans ce chapitre est d'établir un schéma fonctionnel à partir duquel les tensions simples d'alimentation nous permettent de déterminer les grandeurs électriques, électromagnétique et mécanique en fonction du temps, pour un fonctionnement en moteur.

I.7.1 Bloc de simulation de la machine asynchrone

Pour réaliser cette simulation nous traduisons le modèle représenté par les équations (I.9), (I.29), (I.42) et (I.43).

La structure en schéma bloc de cette simulation est présentée par la figure (I.4). Le moteur asynchrone présente comme entrées les composantes de Park de la tension d'alimentation $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ ainsi que le couple résistant C_r et comme sortie la vitesse Ω , le couple électromagnétique C_e , les courants statorique et les flux rotoriques.

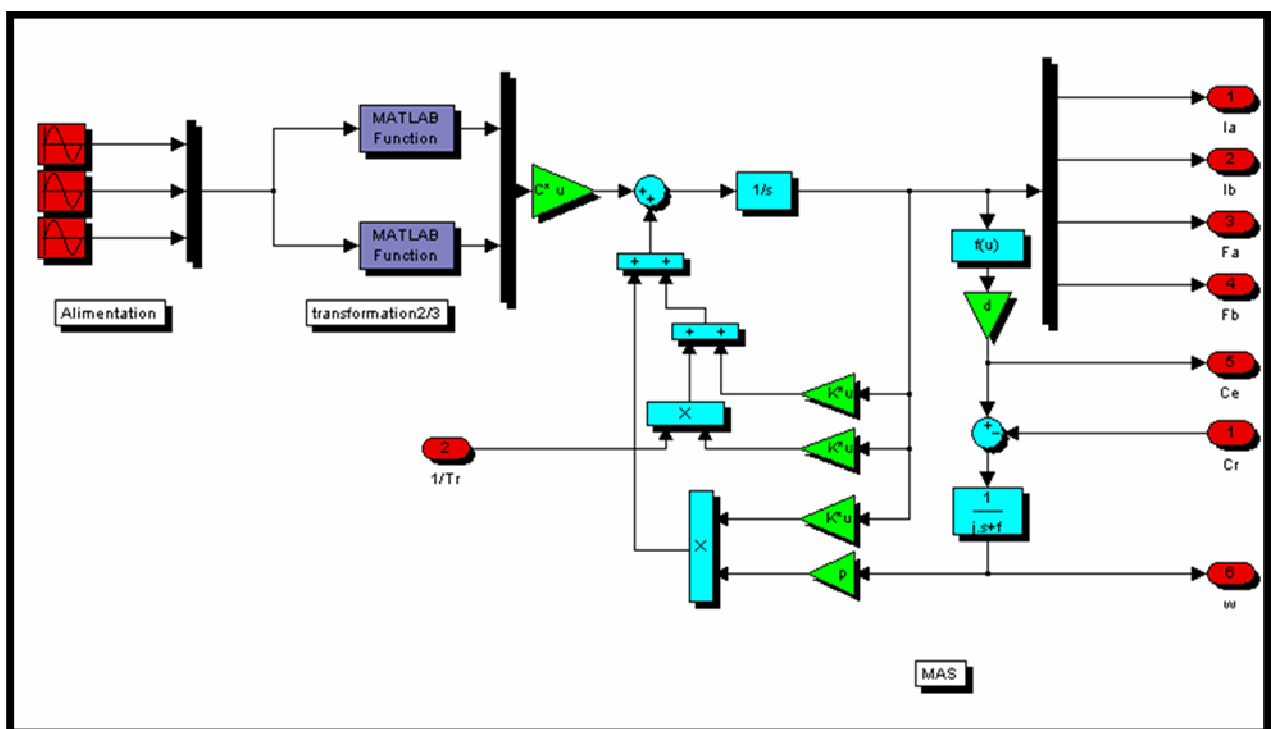


Fig (I.4): Schéma de simulation de la MAS

I.7.2 Modélisation de l'onduleur à MLI

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la Figure (I.9)

Pour assurer la continuité des courants alternatifs i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} les interrupteurs (T1 et T4), (T2 et T5) et (T3 et T6) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur V_{ao} , V_{bo} et V_{co} sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée o . Pour qu'elles soient identiques à $1/3$ période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de $1/3$ période sur le précédent [Wit 00].

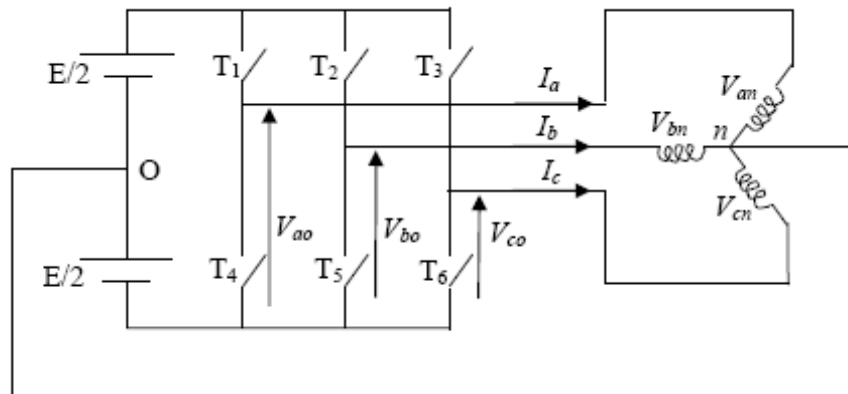


Fig (I.5) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue constante d'amplitude E , on déduit aisément les expressions des tensions composées.

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (I.44)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle :

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3) \cdot [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3) \cdot [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3) \cdot [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.45)$$

La matrice de connexion [T] de l'onduleur s'écrit:

$$[T] = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \quad (\text{I.46})$$

Les tensions imposées de chaque bras de l'onduleur sont définies par :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_1 & T_4 \\ T_2 & T_5 \\ T_3 & T_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{5}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.47})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{no} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{no} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{no} \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

Dont on peut déduire

$$V_{no} = \left(\frac{1}{3}\right) \cdot [V_{ao} + V_{bo} + V_{co}] \quad (\text{I.49})$$

Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3} \cdot V_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (V_{bo} + V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{2}{3} \cdot V_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{2}{3} \cdot V_{co} - \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo}) \end{cases} \quad (\text{I.50})$$

Ce système d'équation peut prendre la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{I.51})$$

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure (I.6) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice).

I.7.3 Principe de base

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle est réalisée par comparaison d'une onde de modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points

d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [Hau 95].

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de $2\pi/3$ à la même fréquence f_s . Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette -MLI- sert à remédier ces problèmes et elle à comme avantages :

- ❖ Variation de la fréquence de la tension de sortie.
- ❖ Elle repousse les harmoniques vers des fréquences plus élevées.

Conséquences :

- Minimisation de la distorsion du courant.
- Faible coût du filtre de sortie.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant:

$$U_r \leq U_p \Rightarrow S(t) = 1 \text{ si non } S(t) = -1$$

Avec :

U_r : la tension référence.

U_p : la tension porteuse.

$S(t)$: le signal MLI résultant.

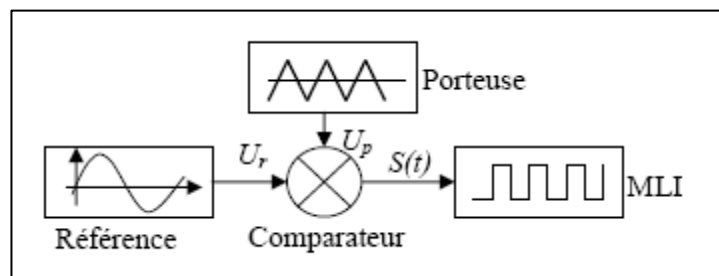


Fig (I.6) : Schéma synoptique

- L'indice de modulation 'm' qui est l'image du rapport de fréquences de la porteuse f_p sur la

Référence f_{ref} : $m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p} \geq 20$.

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) « r » qui est l'image du

rapport des amplitudes de tension de la référence V_{mref} sur la porteuse : $V_{mp} \cdot r = \frac{V_{mref}}{V_{mp}} \leq 1$

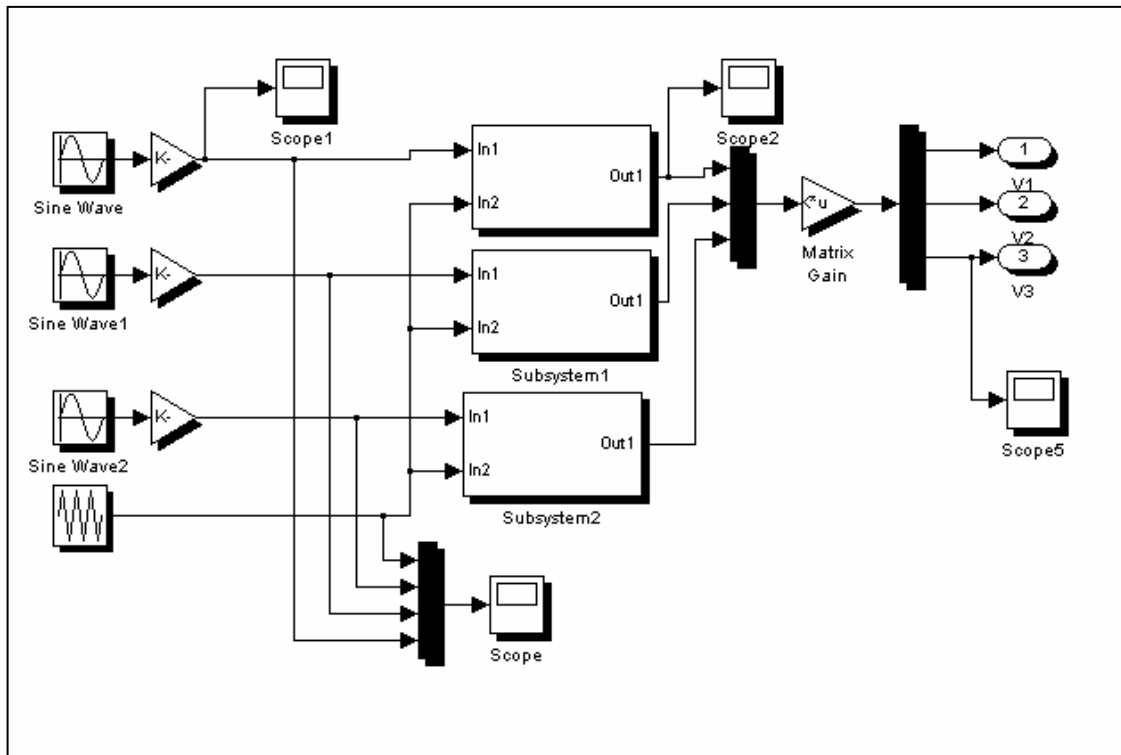
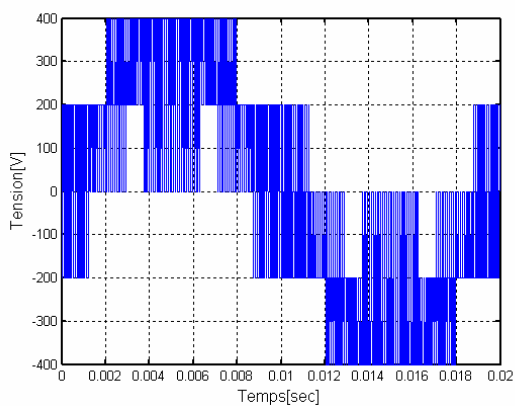
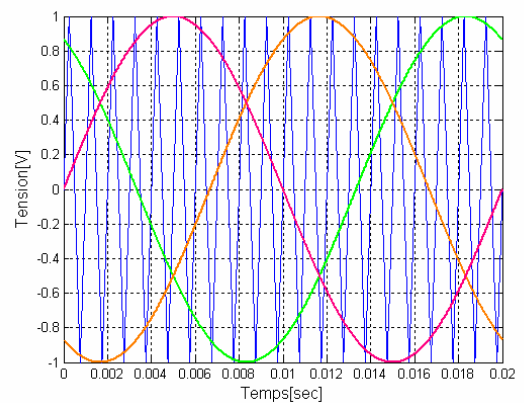


Fig (I.7): Schéma de simulation de l'onduleur



Tension de sortie d'onduleur



Porteuse+Référence

I.9 Résultats de la simulation

Nous avons simulé notre machine alimentée par réseau triphasé équilibré 380/220 V, $f = 50\text{Hz}$, puis par un onduleur de tension commandé à MLI. Les simulations ont été effectuées sous *Matlab-Simulink*. Les paramètres de la machine sont donnés dans *l'annexe*.

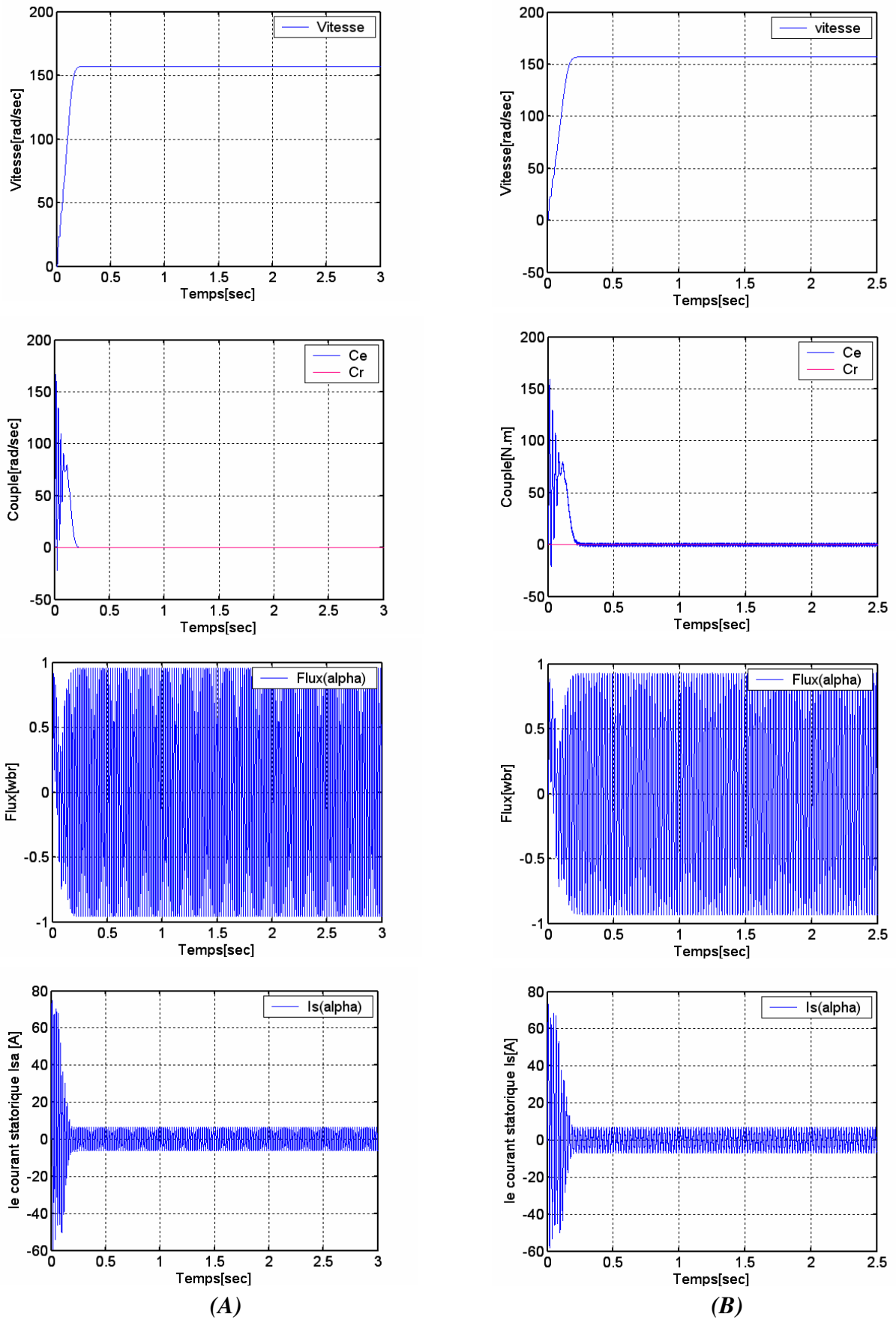


Fig (I.8): La réponse de la MAS à vide :(A) alimentée par un réseau triphasé équilibré et (B) alimentée par un onduleur à MLI

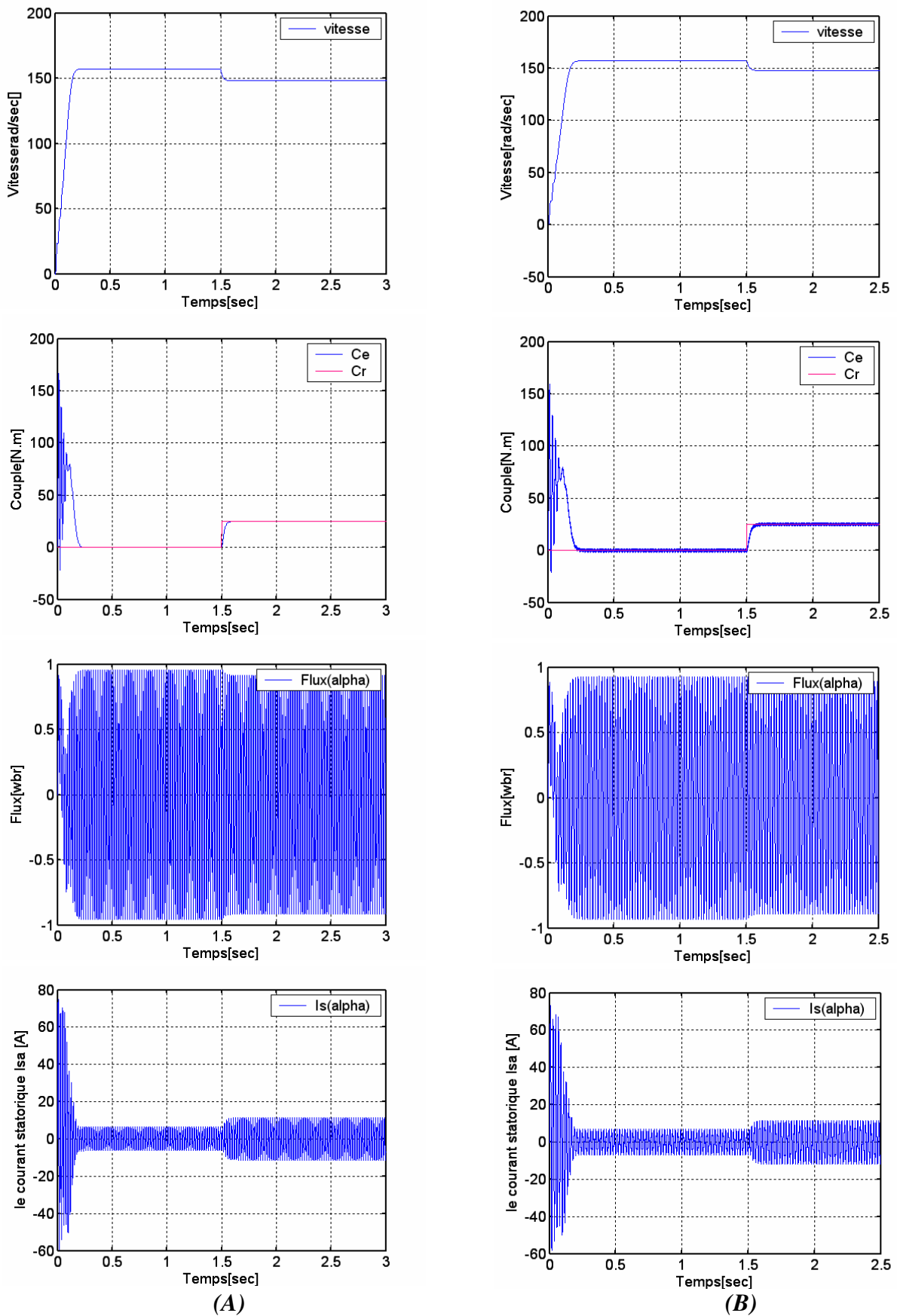


Fig (I.9): Réponse de la MAS à vide avec introduction d'un couple de charge de 25 Nm à $t=1.5$ sec : (A) alimentée par un réseau triphasé équilibré, (B) alimentée par un onduleur à MLI

I.9.1. Interprétation des courbes

Les courbes de la *Fig(I.8)* représentent les résultats de simulation pour un fonctionnement à vide ($C_r=0$), on a simulé le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel (α, β) lié au stator sans et avec l'association onduleur. L'examen de ces courbes permet d'avoir un temps d'établissement (**0.2 sec**) de toutes les grandeurs.

La vitesse en régime permanent se stabilise à (**157 rad/sec**) puisque le moteur possède deux paires de pôles. Au démarrage à vide, le couple présente de fortes pulsations. Il atteint une valeur maximale de l'ordre de six fois le couple nominal. Ceci explique le bruit engendré par la partie mécanique et après disparition du régime transitoire, il tend vers zéro. Il y a un fort appel de courant certes bref, mais important au démarrage, égal à 5 fois environ le courant nominal. Le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide.

On a introduit un couple de charge $C_r = 25 \text{ N.m}$ à $t = 1.5 \text{ sec}$, les résultats de la simulation sont représentés par la *Fig(I.9)*. On constate que cette introduction a provoqué une diminution de la vitesse de rotation. Pour le courant, il y'a une augmentation après l'application du couple de charge. Pour l'association onduleur -MAS on remarque la présence des pulsations dans la réponse du couple liées aux harmoniques de courant injectés par l'onduleur.

I.10 Conclusion

On a présenté dans ce chapitre, le modèle de la machine asynchrone triphasé alimentée en tension et le modèle de *Park* (biphasée) équivalent. Ensuite, on a étudié la modélisation de la machine asynchrone associée à un onduleur de tension.

Le modèle de la machine asynchrone présente entre les grandeurs statorique et rotorique un fort couplage, ce qui augmente la complexité des lois de contrôle de cette machine.

Afin d'éliminer ce couplage, et obtenir de grandes performances dynamiques on introduit la commande vectorielle à flux orienté, un exposé général sur la théorie de cette commande, et application sur le modèle de la machine asynchrone font l'objet du chapitre suivant.



Chapitre II

COMMANDE VECTORIELLE PAR
ORIENTATION DU FLUX
ROTORIQUE

II .1 Introduction

Les machines asynchrones, utilisées en asservissement de vitesse dans les applications industrielles subissent actuellement un développement spectaculaire, au détriment des moteurs à courant continu, qui sont moins performants en terme du couple et notamment beaucoup plus onéreux du point de vue construction et entretien [Med 95].

La machine à courant continu à excitation séparée offre comme principale avantage, d'être facilement commandable. Le flux et le couple sont découplés et contrôlés indépendamment. Cependant, la présence du collecteur et des balais a toujours été le point faible de la machine à courant continu. En effet ce commutateur mécanique limite la puissance, la vitesse et son entretien devient plus exigeant.

Face à ces limitations, la simplicité de construction, le coût, l'environnement de fonctionnement et la robustesse des machines asynchrones ont toujours attiré les chercheurs. En effet, dans ces machines, le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus, ce qui rend la machine difficile à commander, cette difficulté réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrées (tension, fréquence) et les variables de sortie (couple, vitesse) en passant par les variables internes de la machine (courant rotorique et flux) [Buc01].

Ainsi, grâce à l'autopilotage, la commande d'un moteur asynchrone devient similaire à celle d'un moteur à courant continu et l'absence du collecteur mécanique assure sa robustesse.

Pour aboutir à un contrôle de même type que celui de la machine à courant continu, Blaschke avait donné naissance en 1972, une nouvelle théorie de commande des machines à courant alternatif dite commande par flux orienté ou commande vectorielle.

La commande vectorielle à flux orienté, notée *FOC* (*Field Oriented Control*) n'a pu être implantée et exploitée réellement qu'avec les avancés en micro-électronique. En effet, elle nécessite des calculs de transformé de Park, évaluation de fonctions trigonométriques, des intégrations, des régulations...etc, ce qui ne pouvait pas se faire en pure analogique. L'idée de base du *FOC* est de rendre le comportement du moteur asynchrone identique à celui de la machine à courant continu. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, les dynamiques du flux rotorique sont linéaires d'où l'utilisation d'un simple *PI* peut réguler le flux. Quand les dynamiques du flux rotorique ont atteint une consigne constante, la dynamique de la vitesse devient linéaire et peut être régulée par un *PI* classique.

La commande dite à flux orienté permet de piloter la machine suivant deux axes : un axe pour le flux et un autre pour le couple. De nombreuses variantes basées sur ce principe d'orientation, généralement ces techniques se diffèrent selon [Rou 99] :

- ❖ la source d'énergie : commande en tension ou en courant,
- ❖ l'orientation du repère (d, q) : suivant le flux statorique ou rotorique ou d'entrefer,
- ❖ le contrôle du flux : par mesure directe ou indirecte.

Ce chapitre est consacré à l'application de deux techniques de commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine asynchrone : La première est une (*commande vectorielle indirecte IFOC*), la deuxième est une (*commande vectorielle directe DFOC*). La machine est alimentée par un onduleur de tension.

Ce chapitre se termine par des tests de la robustesse de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

II.2 Principe de la commande vectorielle par orientation de flux

L'examen de l'expression de couple de la machine asynchrone donné par l'équation(I.24) montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine.

L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la production du couple. Mathématiquement, la loi de commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une 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 [Hou 95].

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 il est illustré par la figure (II-1).

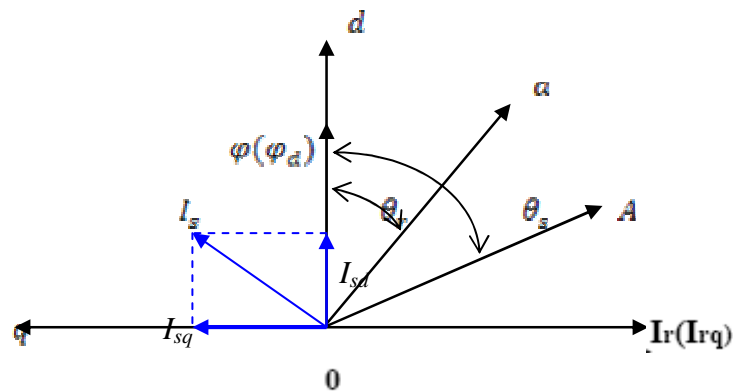


Fig (II.1) : Orientation du flux (rotorique, statorique et l'entrefer)

Le flux (φ) peut être un flux rotorique ou statorique ou flux d'entrefer.

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 [Hou 95].

La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Alors, deux méthodes sont envisageables.

II.3 Commande vectorielle par orientation flux rotorique de la MAS

Dans ce cas le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'une référence solide 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: $\varphi_{rq} = 0$, $\varphi_{rd} = \varphi_r = cst$. (II.1)

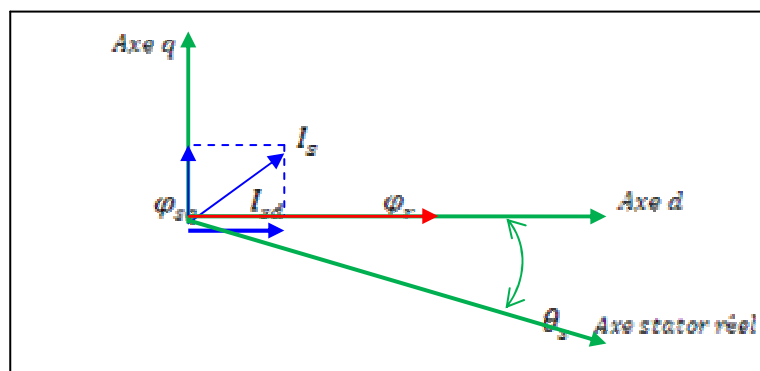


Fig. (II.2): Orientation du flux rotorique sur l'axe d du référentiel (d,q)

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

La stratégie consistera à contrôler de façon indépendante le terme de flux et le terme de courant pour imposer un couple.

L'orientation du flux rotorique appliquée au système (I.35) permet d'écrire

$$\begin{cases} V_{sd} = R_{st}i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \frac{M}{T_r L_r} \varphi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ V_{sq} = R_{st}i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rd} + \sigma \omega_s L_s i_{sd} \\ 0 = \frac{1}{T_r} \varphi_{rd} - \frac{M}{T_r} i_{sq} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ 0 = -\frac{M}{T_r} i_{sq} + \omega_r \varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Le couple se réduira alors à :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \varphi_{rd} i_{sq} \quad (\text{II.3})$$

Les expressions données en (II.2) sont non linéaires puisqu'elles dépendent de la vitesse du repère et de la vitesse électrique et elles sont aussi couplées, car elles comportent des termes croisés. Les termes qui ne dépendent pas du courant i_{sd} dans la première équation et du courant i_{sq} dans la deuxième expression sont appelés les "termes de couplage".

Afin d'éviter ce problème on utilise une loi de commande de découplage par termes de compensation.

En utilisant la notation de Laplace ($S=d/dt$). Le système d'équations (II.2) peut être réécrit de la façon suivante :

$$\begin{cases} V_{sd} = (R_{st} + \sigma S L_s) i_{sd} + \left(-\frac{M}{T_r L_r} \varphi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \right) \\ V_{sq} = (R_{st} + \sigma S L_s) i_{sq} + \left(\frac{M}{L_r} \omega \varphi_{rd} + \sigma \omega_s L_s i_{sd} \right) \\ \varphi_{rd} = \frac{M}{(S T_r + 1)} i_{sd} \\ \omega_r = \frac{M}{T_r} \frac{i_{sq}}{\varphi_{rd}} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

II.3.1 Découplage par compensation

Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage.

En introduisons de nouvelles variables de commande U_{sd} et U_{sq} avec E_d et E_q pour définir les termes de couplage qui sont considérés comme des perturbations.

$$\begin{cases} U_{sd} = (R_{st} + \sigma L_s) i_{sd} \\ U_{sq} = (R_{st} + \sigma L_s) i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

$$\begin{cases} E_d = -\frac{M}{L_r T_r} \varphi_{rd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ E_q = \omega_s \sigma L_s i_{sd} + \frac{M}{L_r} (\omega_s - \omega_r) \varphi_{rd} = \omega_s \left(\sigma L_s i_{sd} + \frac{M \varphi_{rd}}{L_r} \right) - \frac{M^2}{L_r T_r} i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{cases} U_{sd} = V_{sd} - E_{sd} \\ U_{sq} = V_{sq} - E_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

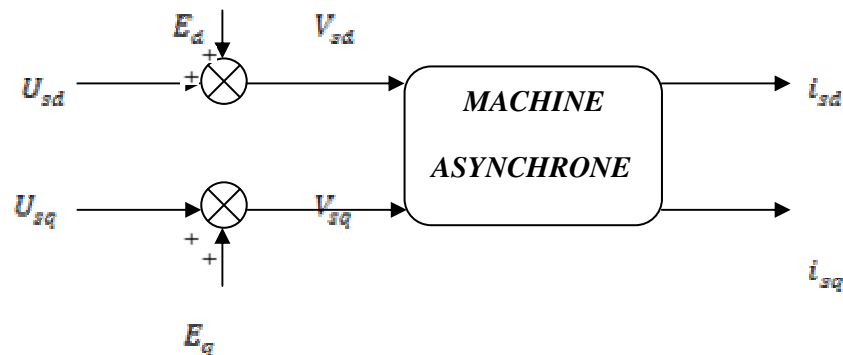


Fig (II.3) : Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

II.3.2 Commande vectorielle indirecte

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc pas besoin de capteur de flux. Si l'amplitude du flux rotorique réel n'est pas utilisée, sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées. Ceci la présence d'un capteur de position du rotor mise à part l'adjonction d'un capteur de position, cette commande indirecte est plus simple que la commande directe mais les résultats obtenus sont de performance plus faibles. L'inconvénient majeur de cette méthode, est la sensibilité envers la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température surtout la constante de temps rotorique T_r [Buc 01].

Dans ce qui suit, on va employer la méthode indirecte de l'orientation du flux rotorique associé au modèle de la machine asynchrone alimentée en tension (sans convertisseur).

Le schéma bloc de la structure de commande vectorielle indirecte par orientation du flux d'une MAS alimentée en tension est représenté par la figure (fig. II.4).

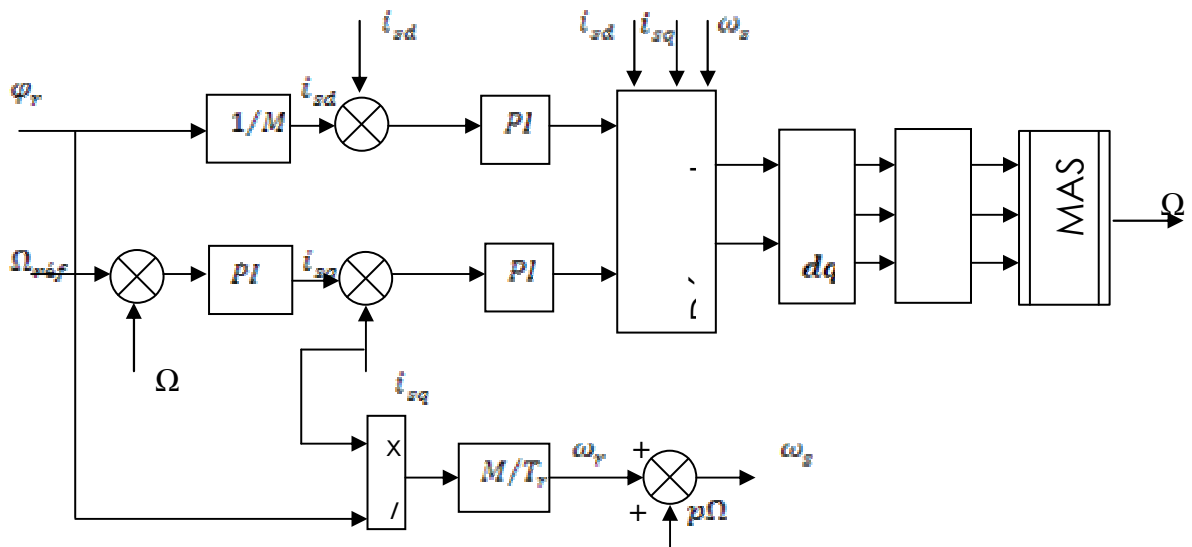


Fig (II.4) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte.

II.3.3 Commande vectorielle directe

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position et celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes du système.

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation [Buc 01].

L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes:

- La non fiabilité de la mesure du flux :
 - problème de filtrage du signal mesuré.
 - précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.
- Le coût de production élevé (capteurs+filtre) [Buc 01].

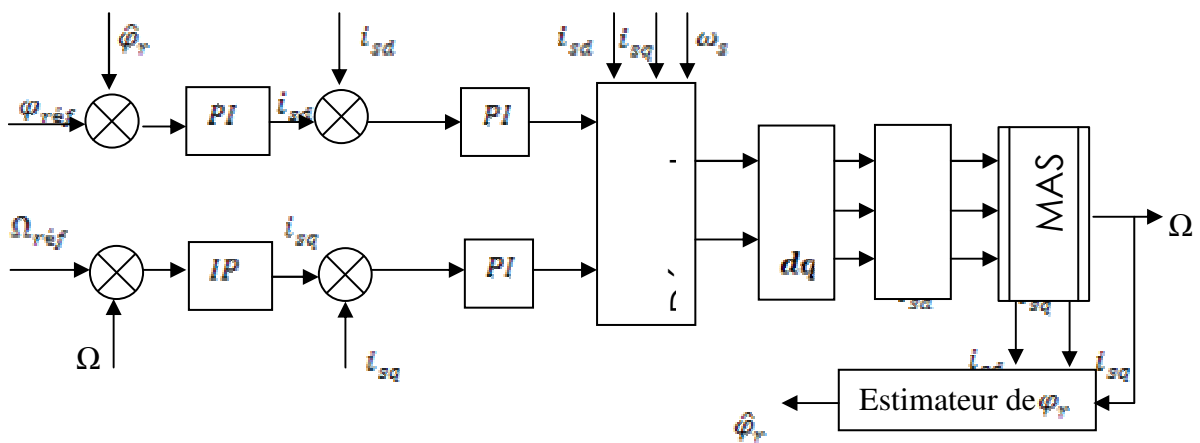
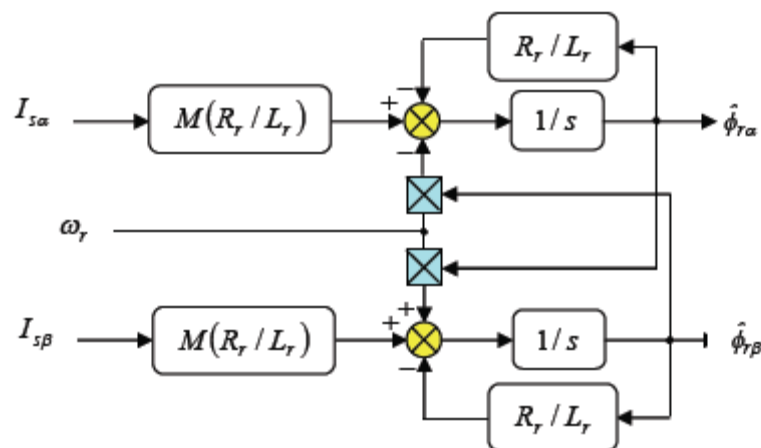


Fig (II.5) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe.**II.3.4 Estimation de flux rotorique**

Seules les grandeurs statoriques sont accessibles, les grandeurs rotoriques, elles, ne le sont pas, il faut donc pouvoir les estimer à partir des grandeurs statoriques.

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes : estimateur basé sur un modèle en courant, estimateur basé sur une méthode d'élimination, estimateur basé sur un modèle en tension et estimateur d'ordre complet. Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone [Rou 99].

Du système d'équations (I.40), nous déduisons que les flux rotoriques $(\varphi_{r\alpha}, \varphi_{r\beta})$ peuvent être estimés à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. Cet estimateur en boucle ouverte, présenté par la figure (II-6), est basé sur un modèle dit en courant.

**Fig. (II.6) : Schéma de l'estimateur de flux en boucle ouverte**

Le module du flux est donné par : $\sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2}$, $\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}$

II.4 Régulation du système

Dans le contrôle vectoriel l'idée sur la régulation consiste à contrôler les deux grandeurs importantes de la machine asynchrone (le flux et le couple).

En utilisant les expressions (I.19), (II.16), (II.17) et (II.19), on peut établir les fonctions de transfert de la machine asynchrone. Elles sont nécessaires pour la synthèse des correcteurs.

La figure (II.7) montre ces fonctions de transfert.

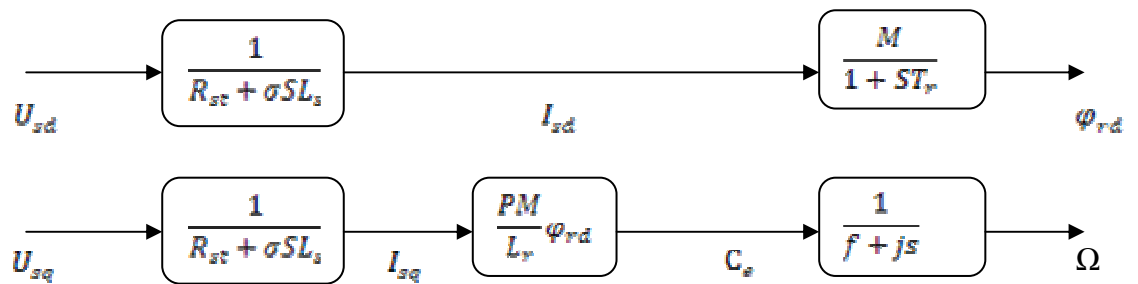


Fig. (II.7) : Relations de transfert

La conception du réglage en cascade du flux et du courant permet de créer une grandeur intermédiaire i_{sd} qui est accessible à la commande. Ce type de régulation est tout à fait valable, puisque dans le cas d'une machine asynchrone, il existe une différence temporelle entre les deux constantes de temps des fonctions de transfert du flux rotoriques ($\tau_{\varphi-BO} = T_r$) du courant ($\tau_{i-BO} = \sigma L_s / R_{st}$). De manière générale, il existe un rapport de l'ordre de 10 ou 20 entre les deux constantes de temps [Egu 02].

La dynamique de réglage des courants doit être très rapide par rapport au réglage du flux.

Pour le cas des machines de grande puissance les modes mécaniques sont beaucoup plus lents que les modes électriques [Egu 02].

II.4.1 Calcul des Régulateurs

On choisit d'utiliser des régulateurs de type proportionnel-intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle.

En appliquant dans la synthèse des régulateurs la technique de compensation du pôle de la fonction de transfert associée en boucle ouverte (BO), les relations résultantes du système en boucle fermée (BF), sont du premier ordre.

I.4.1.1 Régulateurs des Courants

L'expression associée aux régulateurs est:

$$R_i(S) = K_{ii} \left(\frac{1 + (K_{pi}/K_{ii})S}{s} \right) \quad (\text{II.8})$$

La fonction de transfert du système est :

$$G_i(S) = \frac{1/R_{st}}{1+(\sigma L_s/R_{st})S}$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de courant est donné par la figure. (II.7).

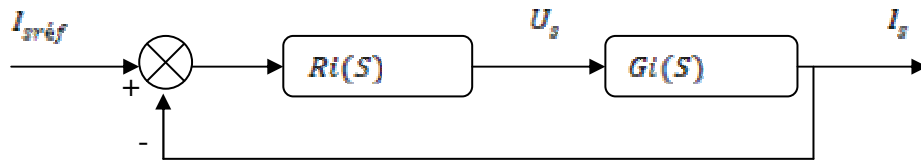


Fig. (II.8) : Régulation du courant

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit:

$$F_i(S)_{BO} = R_i(S) * G_i(S) = \left(\frac{K_{ii}/R_{st}}{S} \right) * \left(\frac{1+(K_{pi}/K_{ii})S}{1+(\sigma L_s/R_{st})S} \right) \quad (II.9)$$

$$\tau_{i-BO} = \sigma L_s / R_{st} : \text{Constante de temps des courants en boucle ouverte.}$$

Par compensation du pôle on aura:

$$F_i(S)_{BO} = \frac{K_{ii}/R_{st}}{S} \quad (II.10)$$

Avec :

$$\tau_{i-BO} = K_{pi}/K_{ii} = \sigma L_s / R_{st} \quad (II.11)$$

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

$$F_i(S)_{BF} = \frac{1}{1+(R_{st}/K_{ii})S} \quad (II.12)$$

Avec :

$$\tau_{i-BF} = R_{st}/K_{ii} : \text{Constante de temps des courants en boucle fermée.}$$

Pour un temps de réponse (t_i) imposé, nous obtenons la condition suivante:

$$t_i = 3\tau_{i-BF}$$

II.4.1.2 Régulateur de flux

Le schéma fonctionnel du contrôle de flux est donné par la figure. (II.7).

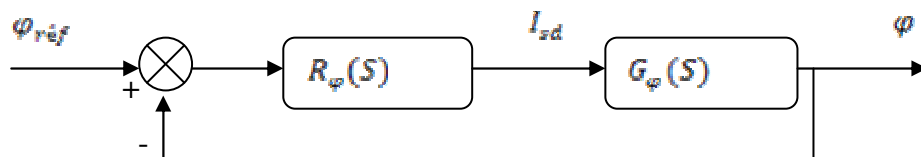


Fig (II.9) : Régulation du flux

$$R_{\varphi}(S) = K_{i\varphi} \left(\frac{1 + (K_{p\varphi}/K_{i\varphi})S}{S} \right) \quad ; \quad G_{\varphi}(S) = \frac{M}{1 + T_r S} \quad (\text{II.13})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte avec compensation du pôle est:

$$F_{\varphi}(S)_{BO} = \frac{K_{i\varphi} M}{S} \quad ; \quad \tau_{\varphi-BO} = \frac{K_{p\varphi}}{K_{i\varphi}} = T_r \quad (\text{II.14})$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée est :

$$F_{\varphi}(S)_{BF} = \frac{1}{1 + (1/K_{i\varphi} M)S} \tau_{\varphi-BF} = 1/K_{i\varphi} M \quad (\text{II.15})$$

Pour un temps de réponse (t_{φ}), nous obtenons la condition suivante:

$$t_{\varphi} = 3\tau_{\varphi-BF} \quad (\text{II.16})$$

II.4.1.3 Régulateur de vitesse

Nous avons pris un régulateur de structure IP.

Le schéma de cette boucle de régulation est illustré par la figure suivant :

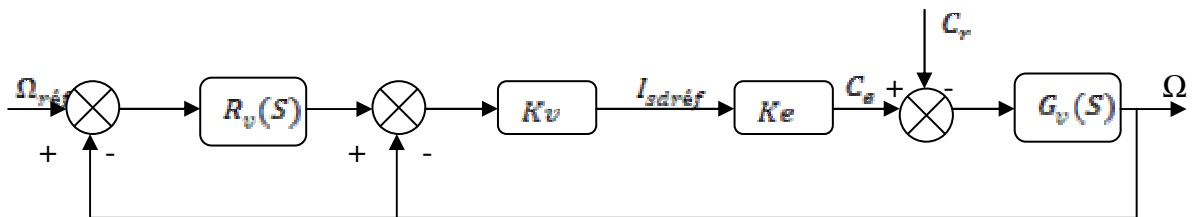


Fig (II.10.a) : Régulation de la vitesse

Le schéma de régulation en cascade retenu nécessite pour un bon fonctionnement, que la boucle interne soit plus rapide que la boucle externe.

Il est clair que le réglage de couple se fera par action sur le courant i_{sq} plutôt qu'une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant i_{sq}).

$$R_v(S) = K_{iv} \left(\frac{1 + (K_{pv}/K_{iv})S}{S} \right) \quad ; \quad G_v(S) = \frac{1}{JS} \quad (\text{II.17})$$

$$K_e = \left(\frac{3}{2} \frac{M}{L_r} \right) \varphi_{rd} : \text{Constante de couple électromagnétique.}$$

Les fonctions de transfert ($FTBO$ et $FTBF$) de la boucle interne avec ($C_r=0$) sont :

$$F_{1V}(S)_{BO} = \frac{K_v K_e}{JS}$$

$$F_{1V}(S)_{BF} = \frac{1}{1 + (J/K_v K_e)S} \quad (\text{II.18})$$

$\tau_{1V-BF} = J/K_v K_e$: Constante de temps en boucle fermée de la boucle interne.

En impose (t_{1v}) avec la condition $t_{1v} = 3\tau_{1V-BF}$

Les fonctions de transfert (FTBO et FTBF) de la boucle externe :

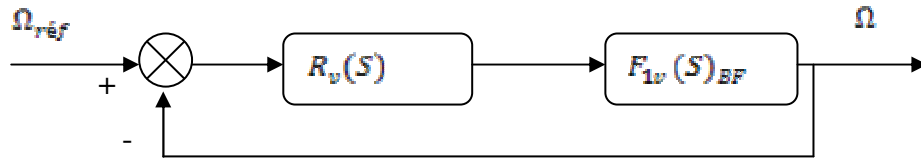


Fig (II.10.b) : Régulation de la vitesse

$$F_{2V}(S)_{BO} = \frac{K_{iv}}{s} \left(\frac{1 + (K_{pv}/K_{iv})s}{1 + (J/K_v K_e)s} \right) \quad (\text{II.19})$$

Par compensation des pôles la fonction devient :

$$F_{2V}(S)_{BO} = \frac{K_{iv}}{s} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

$$K_{pv}/K_{iv} = J/K_v K_e \quad (\text{II.21})$$

La fonction de transfert en boucle fermé :

$$F_{2V}(S)_{BF} = \frac{1}{1 + (1/K_{iv})s} \quad (\text{II.22})$$

$\tau_{2V-BF} = 1/K_{iv}$: Constante de temps en boucle fermée de la boucle externe.

Pour un temps de réponse (t_{2v}) :

$$t_{2v} = 3\tau_{2V-BF} \quad (\text{II.23})$$

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante, la dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique.

Les expressions des différents gains s'écrivent :

❖ Régulateurs des courants :

$$t_i = impose \Rightarrow K_{ii} = \frac{3R_{st}}{t_i} \quad K_{pi} = K_{ii} \frac{\sigma L_s}{R_{st}} \quad (\text{II.24})$$

❖ Régulateur de flux :

$$t_\varphi = N_1 * t_i \Rightarrow K_{i\varphi} = \frac{3}{Mt_\varphi} \quad K_{p\varphi} = K_{i\varphi} T_r \quad (\text{II.25})$$

❖ Régulateur de la vitesse :

$$\begin{aligned}
 t_{1v} = N_2 * t_i &\Rightarrow K_v = \frac{3}{t_{1v}K_e} \\
 t_{2v} = N_3 * t_i &\Rightarrow K_{vi} = \frac{3}{t_{2v}} \quad K_{pv} = \frac{K_{iv}J}{K_vK_e}
 \end{aligned}
 \tag{II.26}$$

Avec :

$N_{1,2,3}$: Nombres réelle.

II.5. Résultats de simulation et interprétations

Les résultats de simulation de l'ensemble Commande Machine sont définis par l'imposition des variables de référence suivantes : $\varphi_{ref} = 1[wbv]$, $\Omega_{ref} = 157[rad/sec]$.

Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par un onduleur de tension et piloté par une commande vectorielle directe et indirecte.

Les paramètres de la machine et les valeurs des régulateurs sont mentionnés dans l'annexe

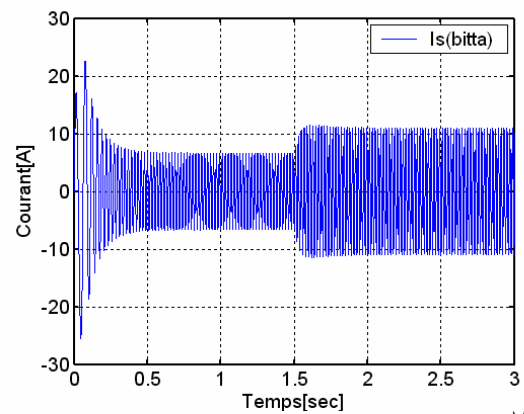
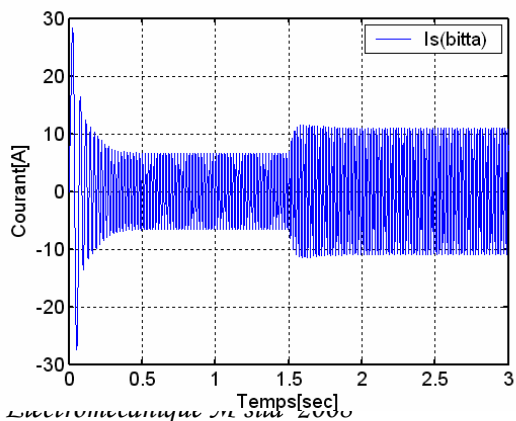
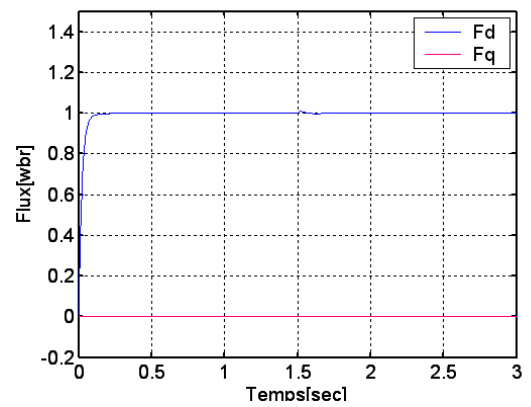
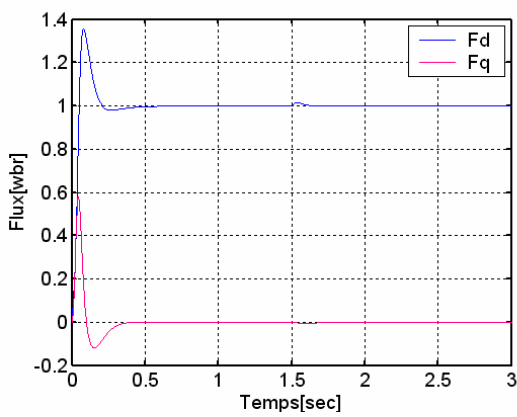
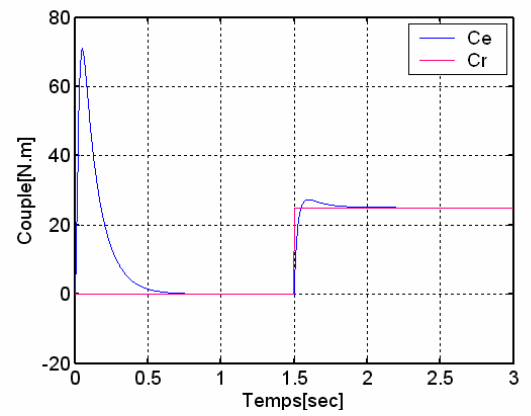
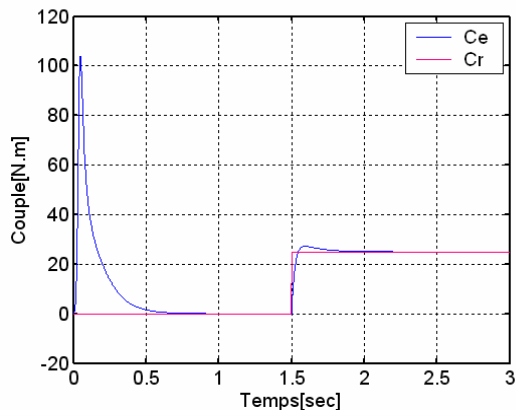
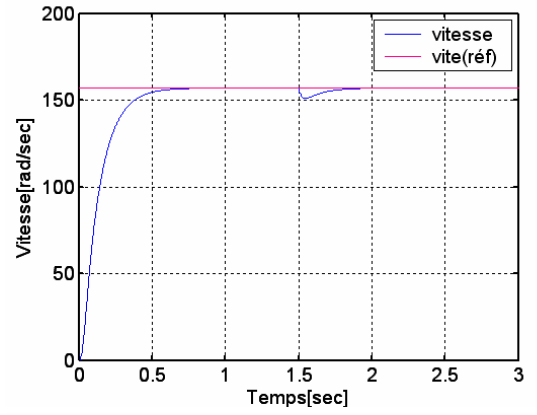
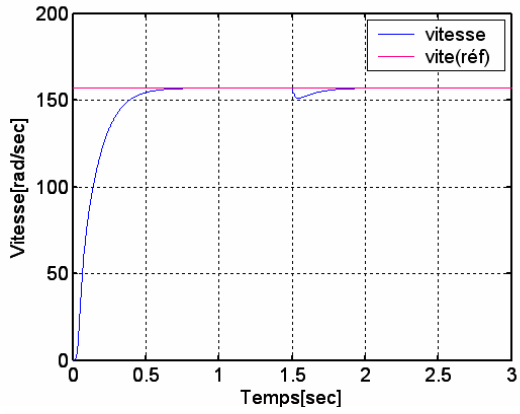
Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- ❖ Démarrage à vide avec introduction du couple de charge,
 - Sans onduleur
 - Avec onduleur
- ❖ variation du couple de charge,
- ❖ Inversion du sens de rotation,
- ❖ variation de la vitesse,

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

Pour tester la performance de la régulation, nous avons simulé un démarrage à vide pour une vitesse de référence de (157 rad/sec), puis la réponse à un échelon de couple ($C_r=25$ Nm) appliqué à l'instant $t=1.5$ sec. Les résultats de simulation sont représentés par la Fig. (II.11) et Fig. (II.12).

II.5.1.1 Résultats de simulation sans onduleur

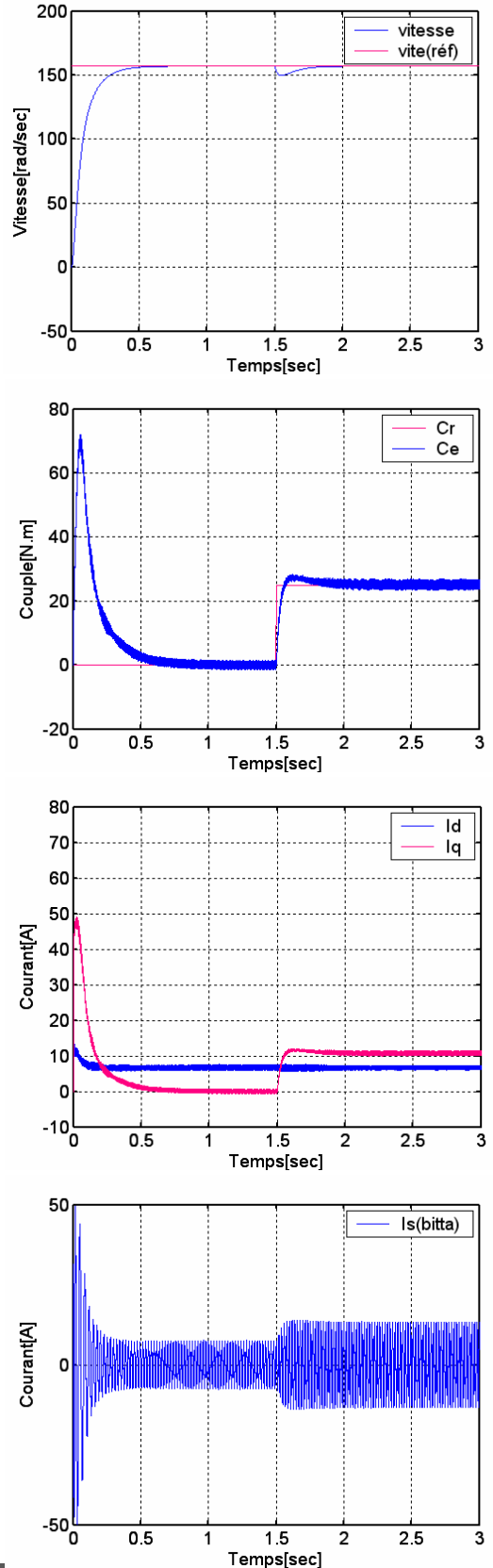
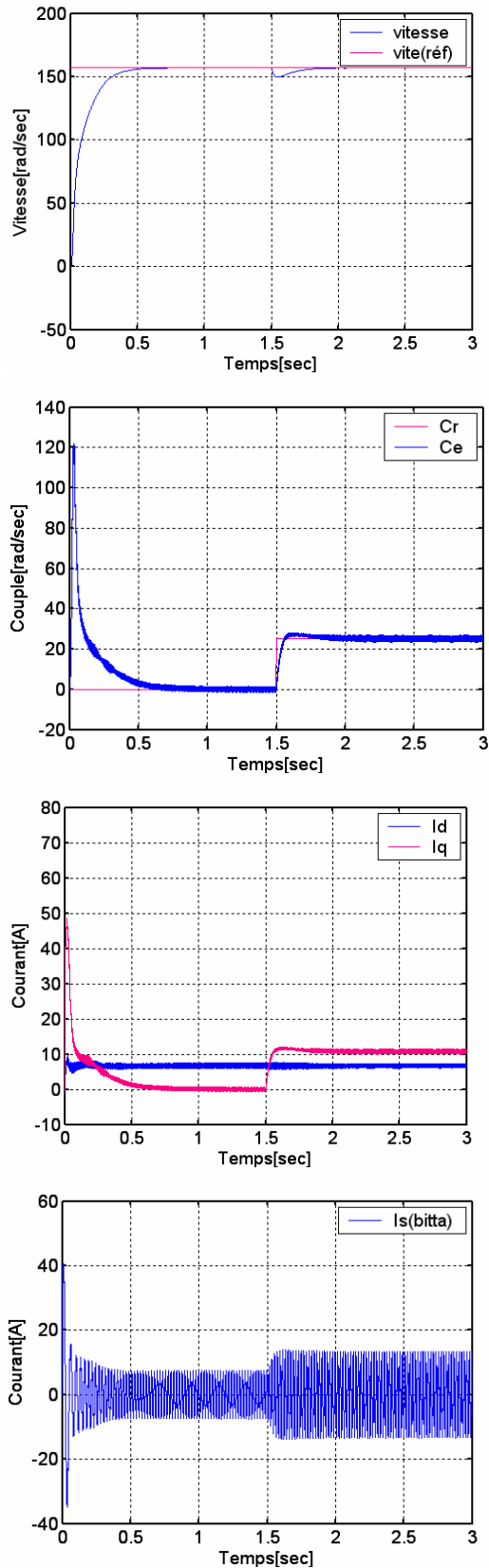


(A)

(B)

Fig (II.11): La réponse de la MAS avec introduction d'un couple de charge de 25 Nm à $t=1.5$ sec sans onduleur : (A) commande vectorielle indirecte, (B) commande vectorielle directe.

II.5.1.2 Résultats de simulation avec onduleur



(A)

(B)

Fig (II.12): La réponse de la MAS avec introduction d'un couple de charge de 25 Nm à $t=1.5$ sec avec onduleur : (A) commande vectorielle indirecte, (B) commande vectorielle directe.

On remarque que le courant i_{sa} présente des dépassements en régime transitoire qui disparaissent rapidement en régime permanent pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante. Les flux rotoriques ϕ_r suivent sa référence. Le couple électromagnétique subit un pic au premier moment de démarrage, puis converge vers zéro.

Après l'application de la charge à $t = 1.5s$ on remarque que :

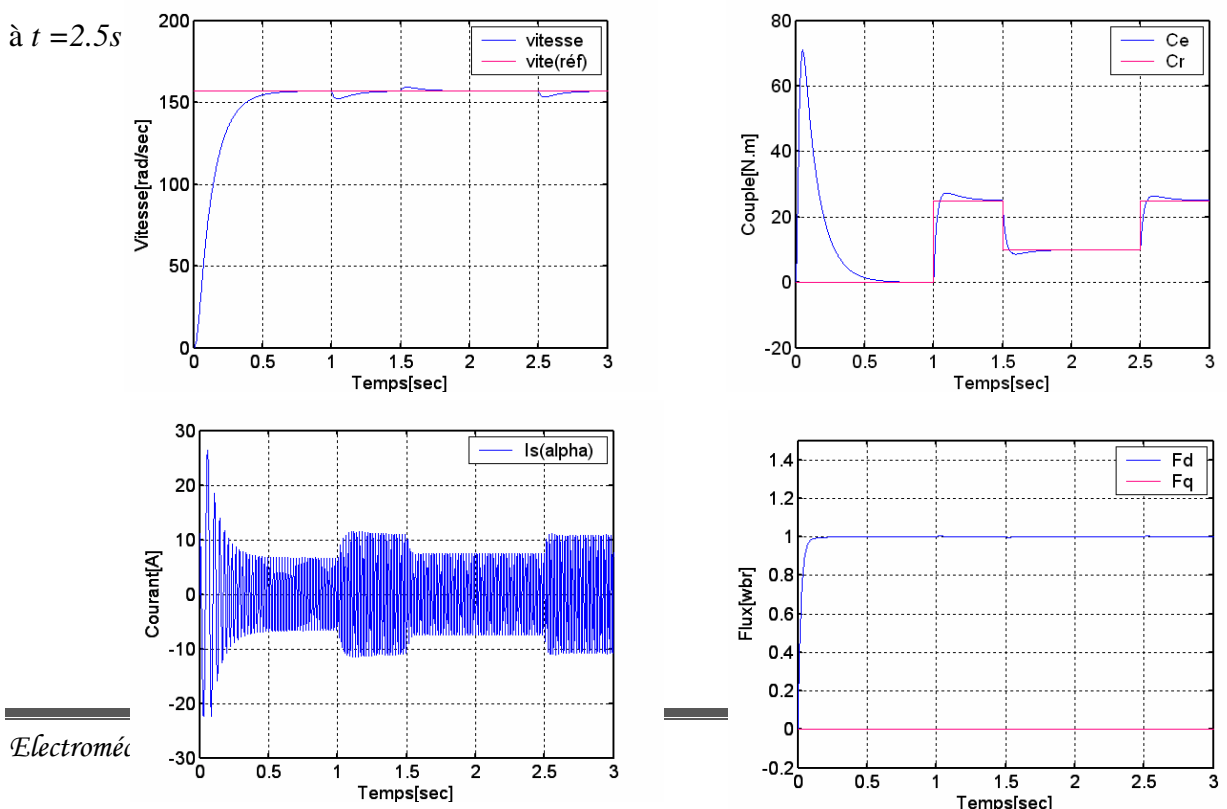
- ❖ L'allure de la vitesse présente une chute rejetée rapidement puis se stabilise à sa valeur de référence.
- ❖ Le transitoire du courant est maîtrisé, avec une forme sinusoïdale en régime permanent.
- ❖ Le découplage entre le couple et le flux est maintenu ce qui nous permet de contrôler indépendamment l'un de l'autre.
- ❖ Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant appliqué (25 N.m).

On remarque la présence des ondulations sur la réponse du couple électromagnétique.

II.5.2 Tests de performance et de robustesse

II.5.2.1 Test avec variation du couple de charge:

On présente les résultats de simulation de l'influence de la variation de la charge. En faisant une diminution du couple résistant de 10 N.m à $t = 1.5s$ puis une augmentation de 25 N.m à $t = 2.5s$

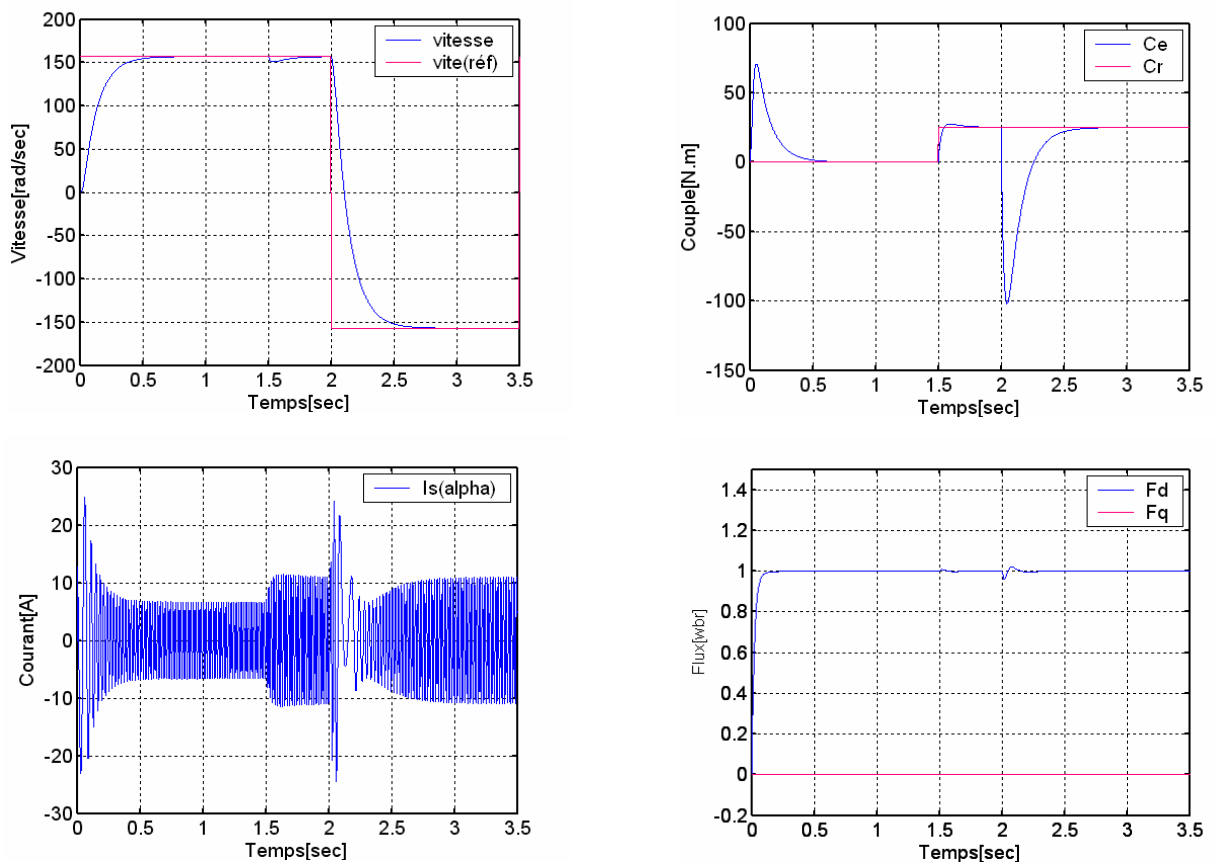


Electroméc

Fig. (II.13): Essai avec variation de la charge**II.5.2.2 Test avec inversion du sens de rotation**

Maintenant, nous avons simulé le système pour un changement de la consigne de vitesse de $+157$ à -157 rad/sec, à partir de l'instant $t=2$ sec,

Nous remarquons d'après les réponses montrées par la Fig. (II.14) que la vitesse est obtenue sans dépassement et sans erreur statique ce qui montre la validité des régulateurs PI proposés.

**Fig. (II.14): Essai avec inversion du sens de rotation**

La figure montre que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple subit un pic de transaction lors du passage d'un mode à l'autre, puis tient sa valeur sans erreur. Le découplage existe toujours, donc la régulation est robuste du point de vue contrôle de vitesse.

II.5.2.3 Test avec variation de la vitesse

En faisant une diminution de la vitesse de 110 rad/sec à un instant choisi de $t=1$ s, puis une augmentation par rapport à cette dernière de même valeur à un instant choisi de $t=2$ s.

La figure qui suit montre les résultats de cet essai.

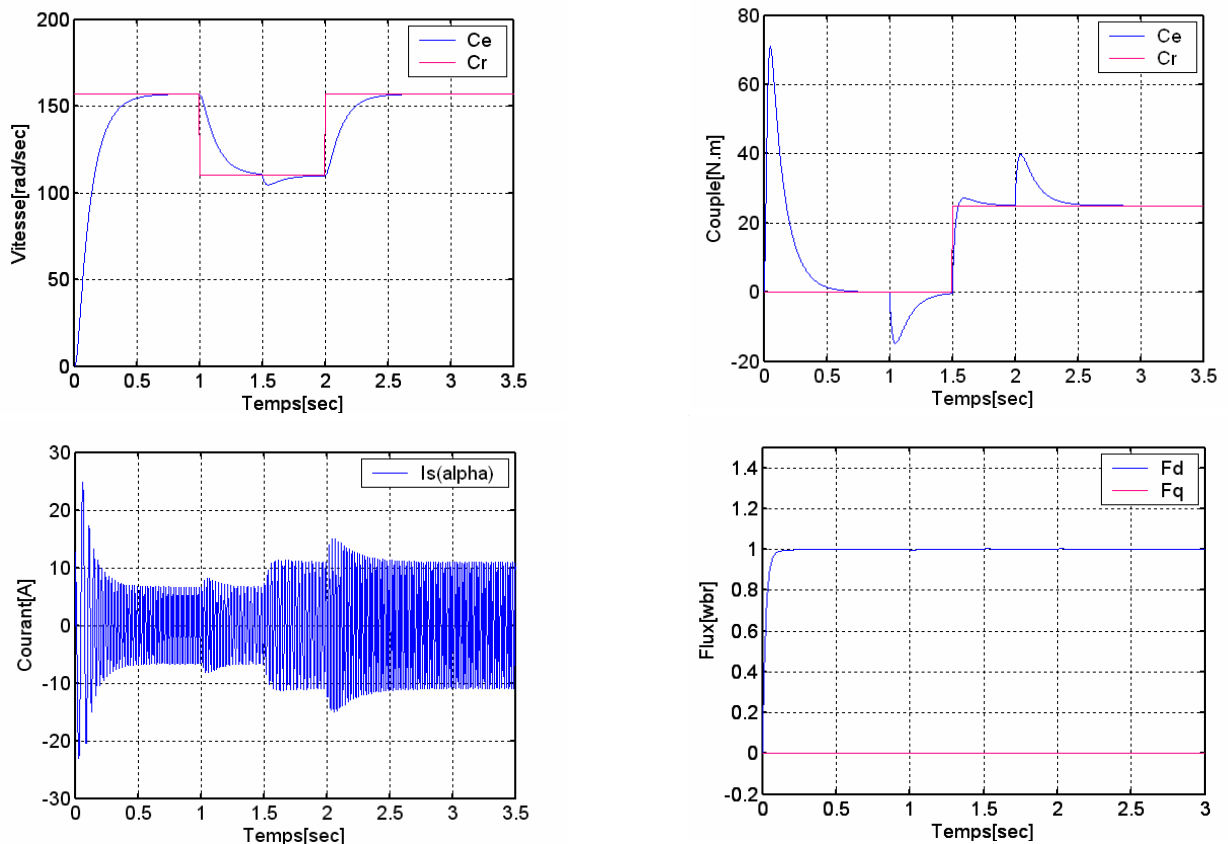


Fig. (II.15): Essai avec variation de la vitesse

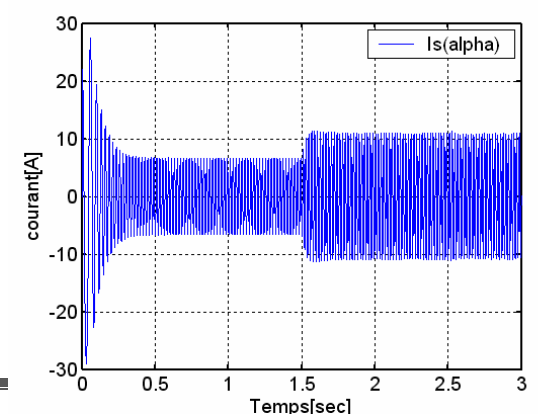
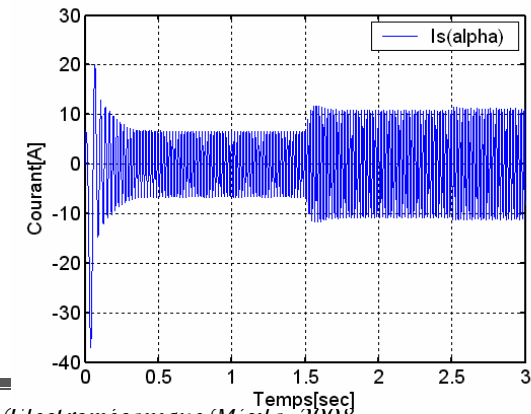
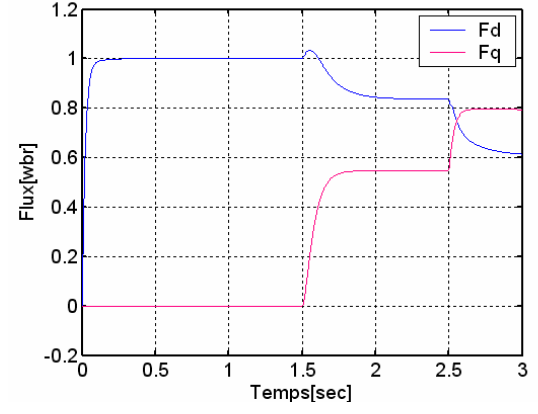
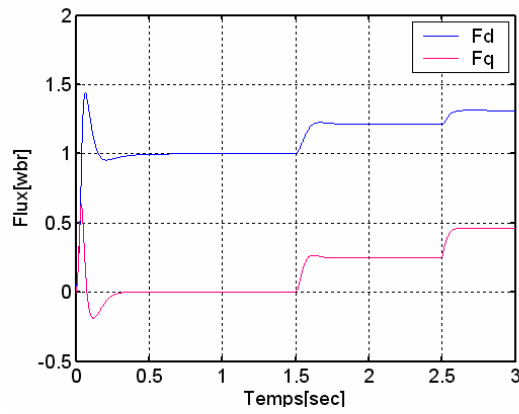
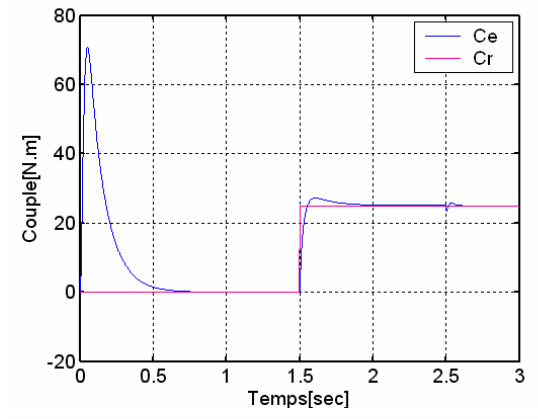
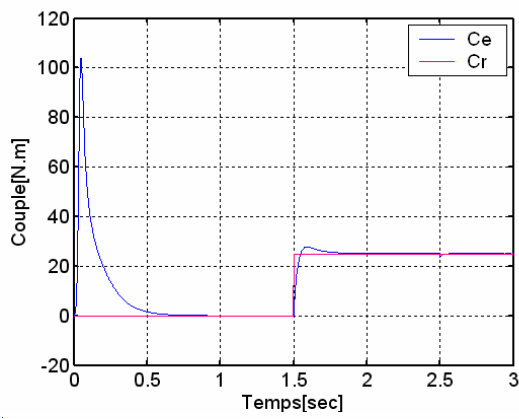
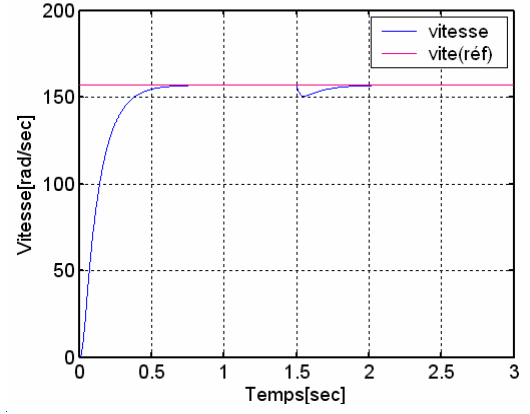
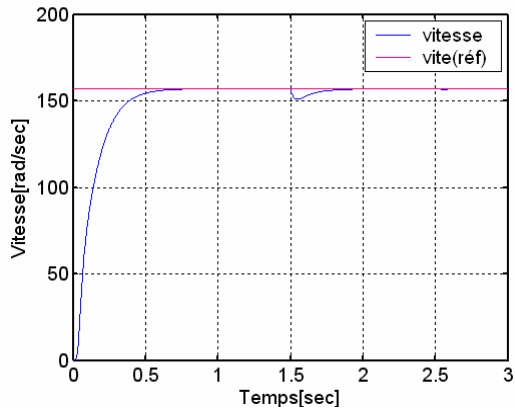
La figure (II.15) montre que cette variation entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants.

On remarque que le système répond positivement à ce test. La vitesse suit sa nouvelle référence, ce qu'indique que la régulation est robuste, Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la consigne sans erreur statique.

II.5.2.4 Test avec variation de la constante de temps rotorique

La variation de la résistance rotorique est vraiment gênante puisque la valeur de la résistance intervient directement dans les algorithmes du contrôle. Comme R_r du moteur devient plus grande, la résistance résultante R_{sr} devient plus importante, alors que la constante de temps Tr diminue.

En simulation, une approche de ces perturbations a été introduite de la façon suivante : la valeur nominale de la résistance rotorique du moteur est appliquée pendant une durée de 1.5s. Ensuite, elle est augmentée de 50% par rapport à sa valeur nominale pendant 1s. Puis, cette résistance est augmentée dans le même rapport et pendant la même durée de temps.



(A)

(B)

Fig. (II.16): Essai avec variation de la Constante de temps rotorique : (A) commande vectorielle indirecte, (B) commande vectorielle directe.

Les résultats montrent qu'avant l'instant ($t = 1.5s$) c'est-à-dire à l'instant de variation de résistance rotorique ($Rr = 1.8 \Omega$) aucunes variation sur les courbes de vitesse, de couple, de courants et de flux.

A $t = 1.5s$, la résistance devient $1.5Rr$.

On constate d'après ce test que la variation de la résistance rotorique influe sur le découplage ($\varphi_{r,q} \neq 0$) et ceci due aux régulateurs classiques qui sont dimensionnés avec la résistance initiale ($Rr = 1.8 \Omega$).

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux.

Les résultats de simulation que nous avons présentés sont relatifs à la commande vectorielle. Ils montrent clairement la réalisation du découplage. Par ailleurs, l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances malgré la perturbation due à l'augmentation du couple de charge.

Cette technique de commande possède un inconvénient majeur, car le comportement de la machine et de sa commande vectorielle est fortement dégradé par la variation des paramètres liés à la température (résistance rotorique). Ceci du aux régulateurs classiques qui sont dimensionné par les paramètres initiaux de la machine.

Nous avons vu dans ce chapitre que la *DFOC* et *IFOC* n'est pas robuste par rapport aux variations paramétriques et nécessite la connaissance des grandeurs difficiles à mesurer comme le flux et la vitesse. C'est pour cette raison qu'on a recours aux techniques développées, basées sur l'introduction des observateurs et l'adaptation de la constante de temps rotorique, qui font l'objet de l'étude de ce qui suit.



Chapitre III

COMMANDE AVEC OBSERVATION
DE FLUX ROTORIQUE ET
ESTIMATION
DE T_r

III.1 Introduction

La commande vectorielle de la machine à induction offre la possibilité d'atteindre de hautes performances en régime transitoire ou statique. Cela dépend de l'estimateur de la valeur du flux dans la machine et de son orientation influencée par des variations de la température. Les phénomènes thermiques représentent un problème très important pour assurer le bon fonctionnement du variateur électrique. Il s'agit des échauffements des différentes parties de la machine. Ces échauffements doivent être contrôlés afin de garantir un fonctionnement fiable du variateur. D'un autre coté, la variation de la température modifie d'une manière importante les résistances statorique R_s et rotorique R_r . Ceci remet en cause la validité du modèle d actions, définies en principe pour la température stationnaire [Cha 02].

La mise en œuvre d'une adaptation en temps réel pour préserver les hautes performances de la commande est nécessaire. L'estimation des paramètres électriques d'une machine asynchrone en cours du fonctionnement du variateur permet de réactualiser les données paramétriques du modèle de connaissance.

La connaissance de la position du flux ou de la position du rotor est importante pour réaliser une commande vectorielle afin de contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone. Mais pour des raisons économiques et/ou des raisons de robustesse, les chercheurs travaillent depuis plusieurs décennies sur l'estimation de la position du flux ou celle du rotor au lieu d'en effectuer une mesure directe à l'aide d'un capteur mécanique de position [Ima 04].

Afin de surmonter la sensibilité de cette stratégie aux variations des paramètres du système et aux perturbations externes, des techniques modernes d'automatique tel que le contrôle vectoriel sans capteur de vitesse permet d'atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit [Ima 04].

Nous allons présenter dans ce chapitre une partie importante des techniques existantes dans la littérature pour l'estimation de la position du flux de la machine asynchrone. Dans cet état de l'art, nous allons commencer par les méthodes développées principalement pour l'orientation de flux rotorique (les estimateurs de flux) avec l'application de l'observateur du flux rotorique associe à la commande vectorielle directe et estimation de constante de temps rotorique T_r associe à la commande vectorielle indirecte.

III.2. Principe d'un observateur

III.2. 1. Généralités

L'observation des états d'un système consiste à reconstituer les grandeurs non mesurables ou non accessibles du moteur asynchrone à partir des mesures accessibles et mesurables du système [Pen 02]. Donc, l'objectif d'un observateur est de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer par une méthode directe.

Il existe de nombreuses techniques d'observation classées en fonction de trois critères différents [Pen 02] :

- ❖ Le premier critère se base sur la nature du système considéré. On distingue des observateurs pour les systèmes linéaires et non -linéaires,

- ❖ Le deuxième en fonction de l'environnement pour cela on a deux types :

L'observateur déterministe qui ne prend pas en considération les perturbations externes du système et stochastique qui se base sur la présence des bruits

- ❖ Le dernier critère est la dimension du vecteur d'état. On a l'observateur d'ordre complet, réduit et étendu.

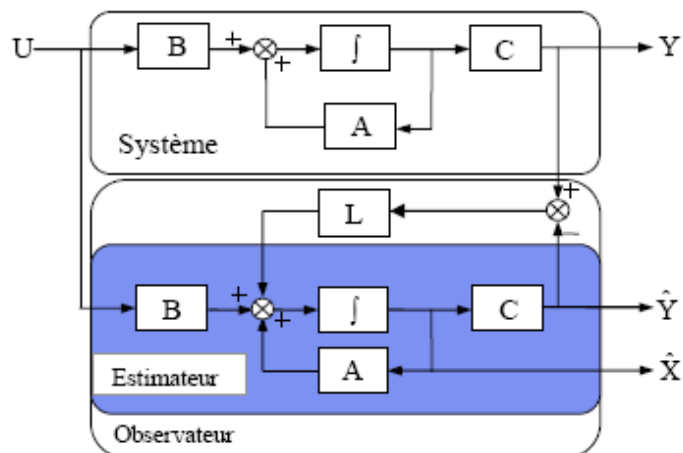


Fig.(III.1) : Schéma de Principe d'un observateur

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la Fig(III.1), nous pouvons mettre en oeuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences situent uniquement dans la synthèse de la matrice de gain L . Celui-ci régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Donc, son choix est important et doit être adapté aux propriétés du système dont on veut effectuer l'observation des états [Pan 02].

Donc, l'observation se fait en deux étapes :

- ❖ L'estimation fait en boucle ouverte par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système,
- ❖ La correction se fait en boucle fermée.

III.2.2 Observateurs basés sur l'estimation de flux

Les deux méthodes les plus générales d'orientation de flux existant dans la littérature sont l'orientation du flux rotorique et l'orientation du flux statorique. Mais pour simplifier la discussion nous allons parler principalement de l'orientation du flux rotorique.

De façon générale, les estimateurs du flux rotorique se présentent sous quatre formes : estimateur basé sur un modèle en courant, estimateur basé sur une méthode d'élimination, estimateur basé sur un modèle en tension et estimateur d'ordre complet. Tous ces estimateurs sont issus des équations modélisant la machine asynchrone.

III.2.2 .1 Estimation du flux rotorique basée sur un modèle en courant

Du système d'équations (I.40), nous déduisons que le flux rotorique $\varphi_{r(\alpha\beta)}$ peut être estimé à partir des courants statoriques et de la vitesse du rotor. L'estimateur en boucle ouverte, qui est présenté par la chapitr (I).

Le probleme pricipal de cet estimateur revient à sa dépendance de la vitesse du rotor. Il faut donc un capteur de vitesse [Ima 04].

III.2.2.2 Estimation du flux rotorique par une méthode d'élimination

Cette méthode dépend des tensions et courants statoriques ainsi que de la vitesse de la machine pour estimer le flux rotorique. Elle présente deux inconvénients. Premièrement, elle requiert la connaissance de la vitesse de la machine asynchrone (même problème que pour le modèle en courant). Deuxièmement, les courants statoriques sont dérivés, ce qui rend cette méthode sensible aux bruits sur les courants statoriques mesurés [Ima 04].

III.2.2.3 Estimation de flux rotorique par un modèle en tension

L'estimateur du flux rotorique basé sur un modèle en tension fig (III.3), dont les entrées sont les courants et les tensions statoriques mesurés, est développé à partir des équations (I.24) , (I.26) et (I.27) . L'avantage de cet estimateur en boucle ouverte par rapport aux précédents est qu'il ne repose pas sur la vitesse de la machine asynchrone.

Le modèle de cet estimateur est donné par les équations (III.3).

$$\frac{d\varphi_{s\alpha\beta}}{dt} = V_{s\alpha\beta} - R_s I_{s\alpha\beta} \quad (\text{III.1})$$

$$\varphi_{r\alpha\beta} = \frac{L_r}{M} (\varphi_{s\alpha\beta} - L_{\sigma s} I_{s\alpha\beta}) \quad (\text{III.2})$$

Donc nous pouvons écrire :

$$\frac{d\varphi_{r\alpha\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} (V_{s\alpha\beta} - R_s I_{s\alpha\beta} - L_{\sigma s} \frac{dI_{s\alpha\beta}}{dt}) \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$L_{\sigma s} = L_s - \frac{M^2}{L_r} = \sigma L_s$$

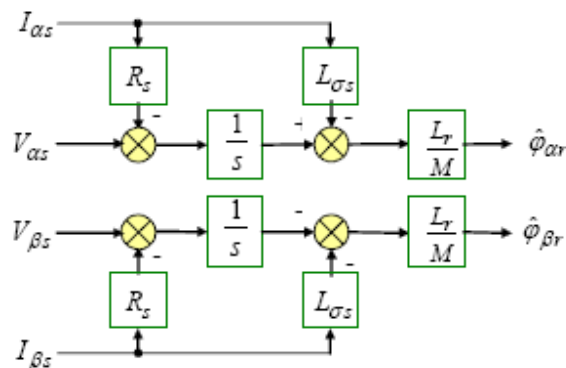


Fig (III.3) Estimateur de flux en boucle ouverte à base du modèle en tension.

Comme le modèle en tension est un intégrateur sans retour d'état, il est sensible dans le domaine des basses fréquences. C'est pourquoi, en pratique, nous remplaçons l'intégrateur par un filtre passe bas afin de garantir la stabilité [Ima 04]. Malheureusement, le filtre passe bas produit une erreur d'estimation dans le domaine des basses fréquences et limite ainsi l'estimation à un domaine où les fréquences sont supérieures à sa fréquence de coupure [Ima 04].

III.2.2.4 Estimateur de flux rotorique d'ordre complet

L'estimateur de flux rotorique d'ordre complet peut être obtenu à partir des équations d'état de la machine asynchrone (I.34) et (I.32).

$$\begin{cases} \frac{di_{s\alpha}}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma s}} V_{s\alpha} - \frac{R_{st}}{L_{\sigma s}} I_{s\alpha} + \frac{MR_r}{L_{\sigma s} L_r^2} \varphi_{r\alpha} + \omega_r \frac{M}{L_{\sigma s} L_r} \varphi_{r\beta} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma s}} V_{s\beta} - \frac{R_{st}}{L_{\sigma s}} I_{s\beta} + \frac{MR_r}{L_{\sigma s} L_r^2} \varphi_{r\beta} - \omega_r \frac{M}{L_{\sigma s} L_r} \varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (III.4)$$

Les équations suivantes décrivent cet estimateur. Il est représenté par le schéma de la fig (III.4).

$$\frac{d\bar{\varphi}_{r\alpha\beta}}{dt} = M \frac{R_r}{L_r} \bar{I}_{s\alpha\beta} - \frac{R_r}{L_r} \bar{\varphi}_{r\alpha\beta} + j\omega_r \bar{\varphi}_{r\alpha\beta} \quad (III.5)$$

$$\frac{d\bar{i}_{r\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L_{\sigma s}} (\bar{V}_{s\alpha\beta} - R_s \bar{I}_{s\alpha\beta} + \frac{MR_r}{L_r^2} \bar{\varphi}_{r\alpha\beta} - j\omega_r \frac{M}{L_r} \bar{\varphi}_{r\alpha\beta}) \quad (III.6)$$

Les entrées de cet estimateur sont les tensions statoriques mesurées et la vitesse du rotor. Les courants statoriques sont introduits dans l'estimateur comme grandeurs d'état estimées. Donc l'estimateur de flux rotorique d'ordre complet n'est qu'un estimateur des courants statoriques couplé à un estimateur basé sur le modèle en courant. Par conséquent, cet estimateur n'apporte pas plus d'améliorations en comparaison avec celui basé sur le modèle en courant [Ima 04].

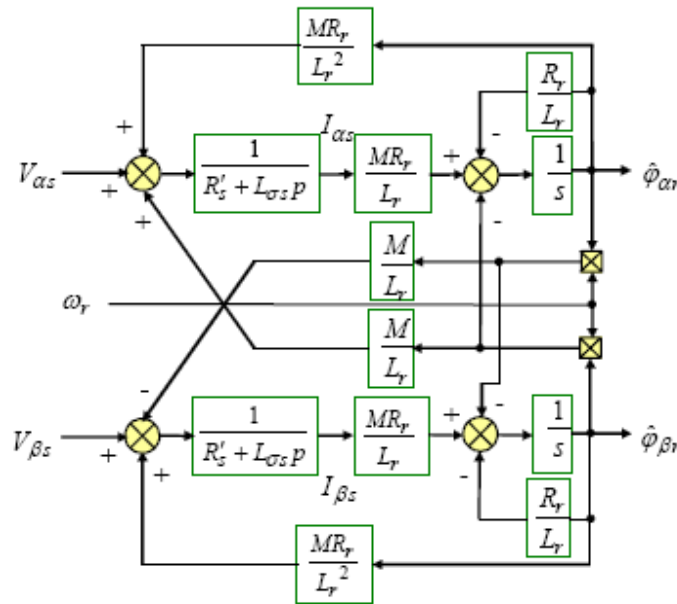


Fig (III.4) Estimateur de flux d'ordre complet en boucle ouverte.

III.3 Observateurs de flux en boucle fermée

Plusieurs auteurs ont proposé des estimateurs de flux rotorique en boucle fermée basés sur la combinaison de deux estimateurs de flux rotorique en boucle ouverte. Le flux estimé par le premier estimateur est comparé avec celui estimé par le deuxième estimateur. Ensuite,

l'erreur résultante est traitée par un correcteur linéaire ou non linéaire qui force le flux estimé à converger vers la référence. Dans la littérature on différencie trois types de combinaisons [Jan 93] :

- ❖ Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en tension.
- ❖ Combinaison entre la méthode d'élimination et le modèle en courant.
- ❖ Combinaison du modèle en courant et du modèle en tension [Jan 93], ce modele sera étudié dans ce chapitre.

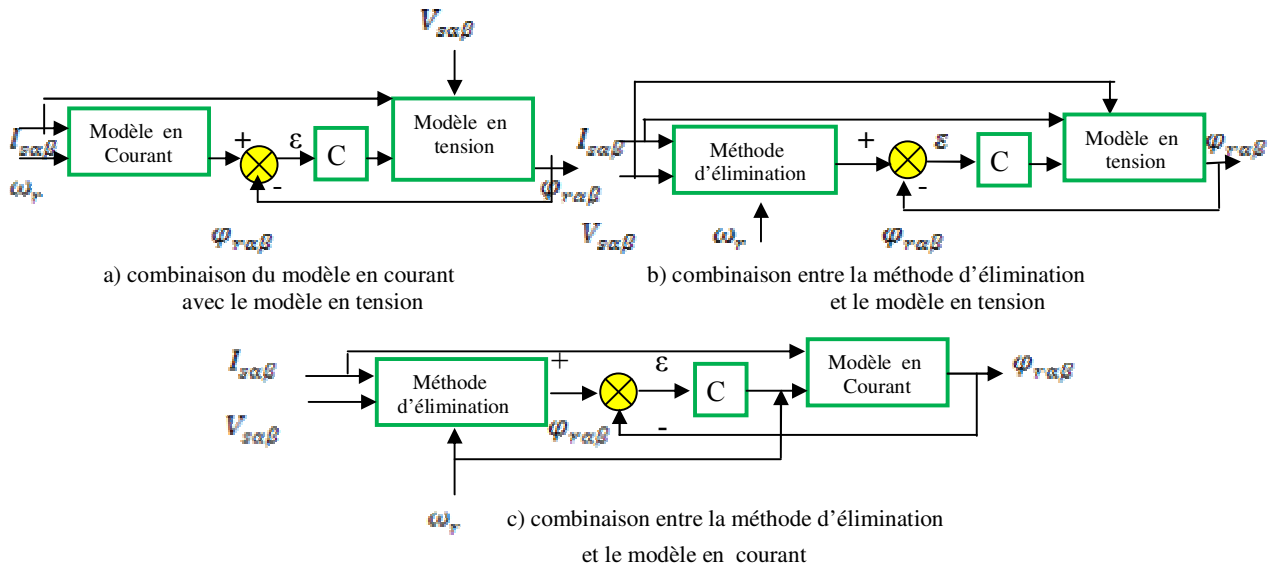


Fig (III.5) Estimateurs de flux rotorique en boucle fermée.

Ces combinaisons peuvent améliorer la performance des estimateurs en boucle ouverte en résolvant quelques problèmes qui se posent, comme par exemple, le problème de la divergence due aux intégrateurs purs du flux estimé en boucle ouverte. Il faut noter que l'utilisation d'un contrôleur rend le temps de réponse du système dépendant de la vitesse [Ima 04].

III.3.1 Observateur de flux proposé

Pour réaliser une commande vectorielle performante relativement insensible à la variation paramétrique, on utilise un observateur de flux rotorique « Gopinath modèle ». Cet observateur a été présenté par P-L-JANSEN et R-D-LORENZ en 1994.

L'observateur « Gopinath modèle » est basé sur la résolution séparée des équations du rotor et du stator, décrites dans le référentiel du stator (α, β) . Deux estimateurs du flux rotorique peuvent être utilisés, le premier « modèle en courant » il est obtenu par la résolution des équations du rotor et en utilisant les courants statorique mesurés [Eri 00].

De la même manière les équations du stator peuvent être arrangées pour obtenir le

second estimateur « modèle en tension » en utilisant les valeurs mesurées des tensions et des courants statoriques.

❖ **Modèle en courant :**

L'équation (III-7) représente le modèle en courant.

$$\frac{d\bar{\varphi}_{ra\beta}}{dt} = M \frac{1}{T_r} \bar{I}_{sa\beta} - \frac{1}{T_r} \bar{\varphi}_{ra\beta} + j\omega_r \bar{\varphi}_{ra\beta} \tag{III.7}$$

Cet équation présente un estimateur simple mais cause des erreurs en haute vitesse [Eri 00].

❖ **Modèle en tension :**

L'équation (III-8) représente le modèle en tension.

$$\frac{d\bar{\varphi}_{ra\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} (\bar{V}_{sa\beta} - R_s \bar{I}_{sa\beta} - L_{os} \frac{d\bar{I}_{sa\beta}}{dt}) \tag{III.8}$$

L'estimateur donné par (III-10) présente une intégration en boucle ouverte et imprécision en basse vitesse [Eri 00].

Une solution hybride étant réalisée par la combinaison de ces deux estimateurs.

L'erreur ε entre les deux estimateurs du flux rotorique est calculée à partir de la relation (III-7) et la relation (III-9).

$$\frac{d\bar{\varphi}_{ra\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left(\frac{d\bar{\varphi}_{sa\beta}}{dt} - L_{os} \frac{d\bar{I}_{sa\beta}}{dt} \right) \tag{III.9}$$

L'erreur ε est appliquée au correcteur PI, dont la sortie V_ξ obtenu est utilisée dans l'estimateur de flux statorique, ce dernier est estimé par :

$$\frac{d\bar{\varphi}_{sa\beta}}{dt} = \bar{V}_{sa\beta} - R_r \bar{I}_{sa\beta} + \bar{V}_\varepsilon \tag{III.10}$$

L'observateur du flux est illustré par la fig (III.6).

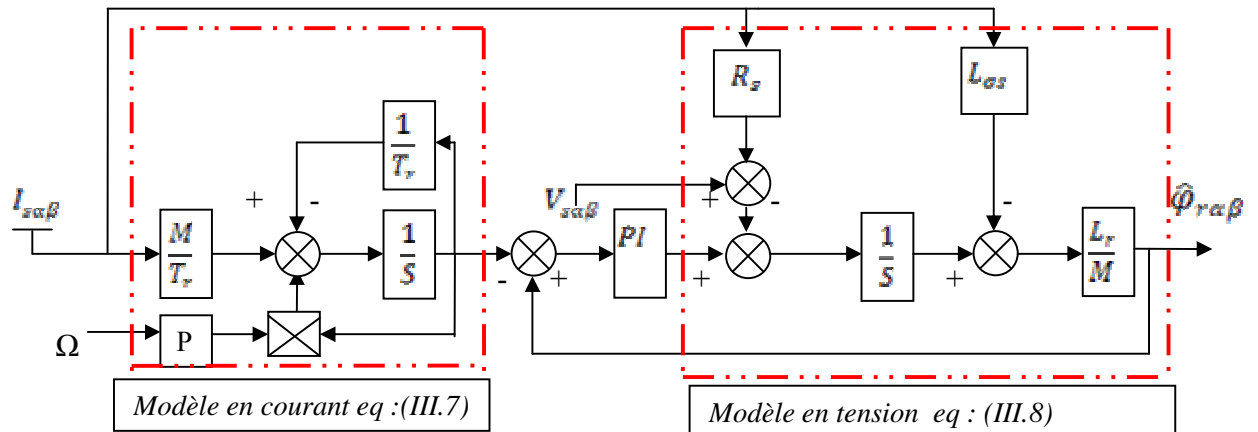


Fig (III.6) Observateur de flux rotorique «gopinath modele »

III.4 Estimation de Constante de temps rotorique

La plupart des processus industriels comportent des paramètres variant dans le temps. La résistance rotorique R_r d'un moteur asynchrone est un exemple type de paramètre variant dans le temps car sa valeur peut varier et atteindre 100% de sa valeur nominale pendant le fonctionnement à cause de l'échauffement du rotor. La valeur de ce paramètre est d'ailleurs très importante dans l'élaboration des algorithmes très performants de commande. En effet, ces derniers utilisent en général les flux rotorique qui ne sont pas mesurables mais plutôt estimés à partir de la connaissance des sorties mesurées et des paramètres électriques. Le couple de charge est également un paramètre incertain car sa valeur est fonction du type de charge. On a proposé une nouvelle méthode d'estimation des paramètres variant dans le temps d'une large classe de systèmes non linéaires avec une application à l'estimation en temps réel de la résistance rotorique d'un moteur asynchrone, lorsque les courants et tensions statoriques ainsi que la vitesse rotorique sont supposés mesurables. Les études théoriques et la simulation, ont montré la convergence assez rapide de cette méthode ainsi que sa robustesse par rapport aux variations paramétriques.

En régime permanent le flux rotorique dans la commande vectorielle indirecte peut s'écrire comme suit :

$$\varphi_{rd} = M i_{sd} \quad (\text{III.12})$$

ou la pulsation des grandeurs electromagnetique relative au rotor ω_r . La pulsation du glissement devient :

$$\omega_r = \frac{1}{T_r} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (\text{III.13})$$

lié (d, q) lié au stator à celles du référentiel (α, β) Le passage des composantes du référentiel

, tel que :

$R[\theta_s]$ au champ tournant est défini par la matrice de passage

$$(\text{III.14}) \quad \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} = R[\theta_s] \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} = R[\theta_s] \begin{bmatrix} \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

Avec :

$$R[\theta_s] = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \quad (\text{III.16})$$

La position du flux rotorique θ_s est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} \cos \theta_s = \frac{\varphi_{r\alpha}}{|\varphi|} \\ \sin \theta_s = \frac{\varphi_{r\beta}}{|\varphi|} \\ \theta_s = \text{Arctag}\left(\frac{\varphi_{r\beta}}{\varphi_{r\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

$$|\varphi| = \sqrt{\varphi_{r\alpha}^2 + \varphi_{r\beta}^2} \text{ Avec le module du flux est donné par :}$$

On remplace l'équations (III.17) dans l'équation (III.14) on obtient:

$$i_{sd} = \frac{\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}}{|\varphi|} \quad (\text{III.18})$$

$$i_{sq} = \frac{\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}}{|\varphi|} \quad (\text{III.19})$$

Le rapport de deux équations nous donne :

$$\frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \frac{\varphi_{r\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{r\beta} i_{s\alpha}}{\varphi_{r\alpha} i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta} i_{s\beta}} \quad (\text{III.20})$$

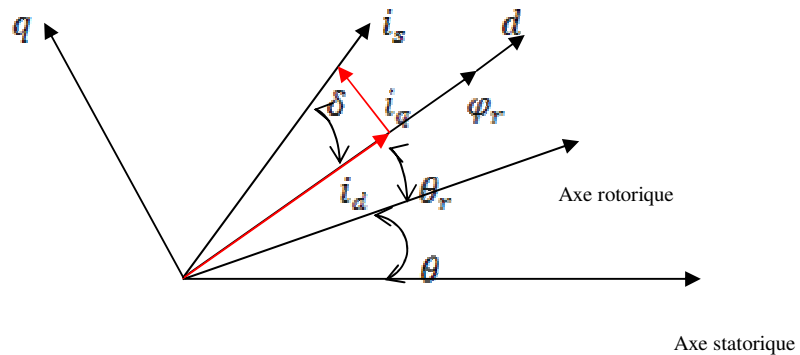


Fig (III.7) : Représentation de l'angle du couple δ

Nous pouvons définir l'angle du couple comme suit :

$$\delta = \text{Arctg} \frac{i_{sq}}{i_{sd}} \quad (\text{III.21})$$

La valeur de la tangente de l'angle du couple dans le référentiel lié au champ tournant devient :

$$\tan \delta^e = \frac{i_{sq}}{i_{sd}} = \omega_r \hat{T}_r \quad (\text{III.22})$$

Utilisant l'équation (III.22), nous pouvons définir la valeur tangente de l'angle du couple en fonction des grandeurs (flux et courant) dans référentiel (α, β) comme suit :

$$\tan\delta^s = \frac{\varphi_{r\alpha}i_{s\beta} - \varphi_{r\beta}i_{s\alpha}}{\varphi_{r\alpha}i_{s\alpha} + \varphi_{r\beta}i_{s\beta}} \quad (\text{III.23})$$

Où :

Le flux rotorique sera estimé. En utilisant les courants mesurés et les tensions d'alimentation de la machine, comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

On peut aussi opter pour une orientation du flux rotorique, mais cela introduit des paramètres supplémentaires pour l'estimation :

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M} (\varphi_{s\alpha} - \sigma L_s L_{s\alpha}) \\ \varphi_{r\beta} = \frac{L_r}{M} (\varphi_{s\beta} - \sigma L_s L_{s\beta}) \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Si la constante de temps rotorique T_r reste constante et d'après les équations (III.22) et (III.23), les deux tangente de l'angle du couple $\tan\delta^s$ dans le référentiel lié au stator (α, β) et $\tan\delta^e$ dans le référentiel lié au champ tournant (d, q) ont la même valeur :

$$\tan\delta^e = \tan\delta^s \quad (\text{III.26})$$

Par contre, si T_r varie, on aura un couplage entre les composantes du couple électromagnétique (flux et courant statorique) ce qui influe sur les valeurs des deux tangentes.

La différence entre les deux tangentes représente la variation de la constante du temps rotorique ΔT_r .

Alors :

$$\hat{T}_r = T_{r0} + \Delta T_r$$

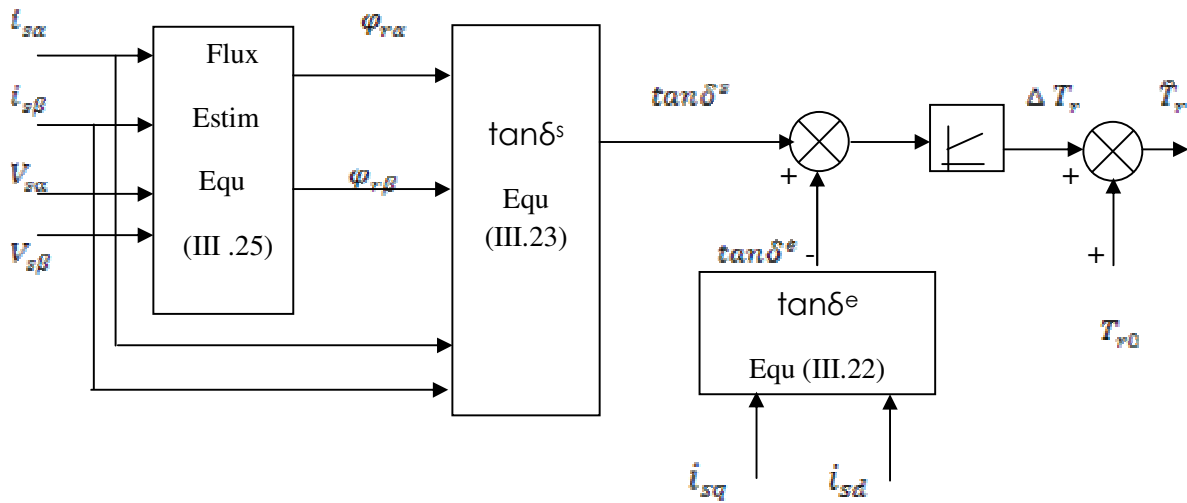


Fig (III.8) Schéma bloc de l'estimation de la constante du temps rotorique

III.5 Résultats de simulation

III.5.1 Résultats de simulation de la MAS avec association de l'observateur :

La figure (III.9) représente le schéma de simulation du modèle de la machine asynchrone et l'observateur en boucle fermé :

Les tests qu'on a effectués pour valider notre observateur sont :

- ❖ Test avec variation de la charge.
- ❖ Test avec l'inversion de vitesse.
- ❖ Test avec variation de la vitesse.
- ❖ Test avec variation de la constante de temps rotorique.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.10), (III.11), (III.12) et (III.13).

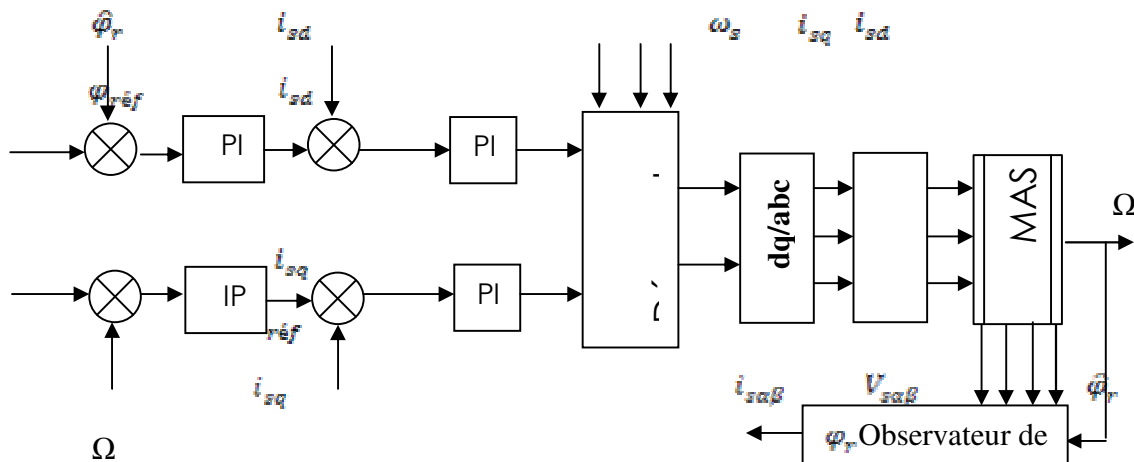


Fig (II.9) : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle directe avec observateur

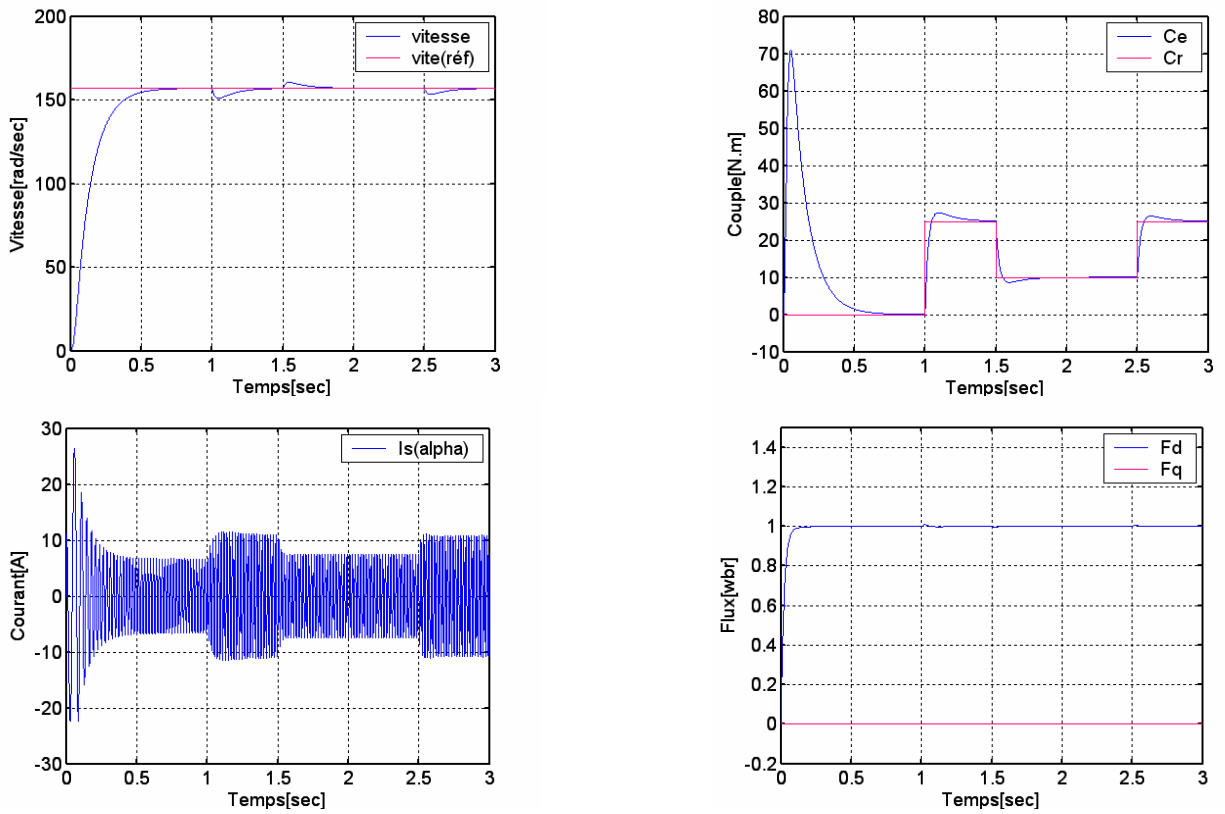


Fig. (II.10): Test avec variation de la charge

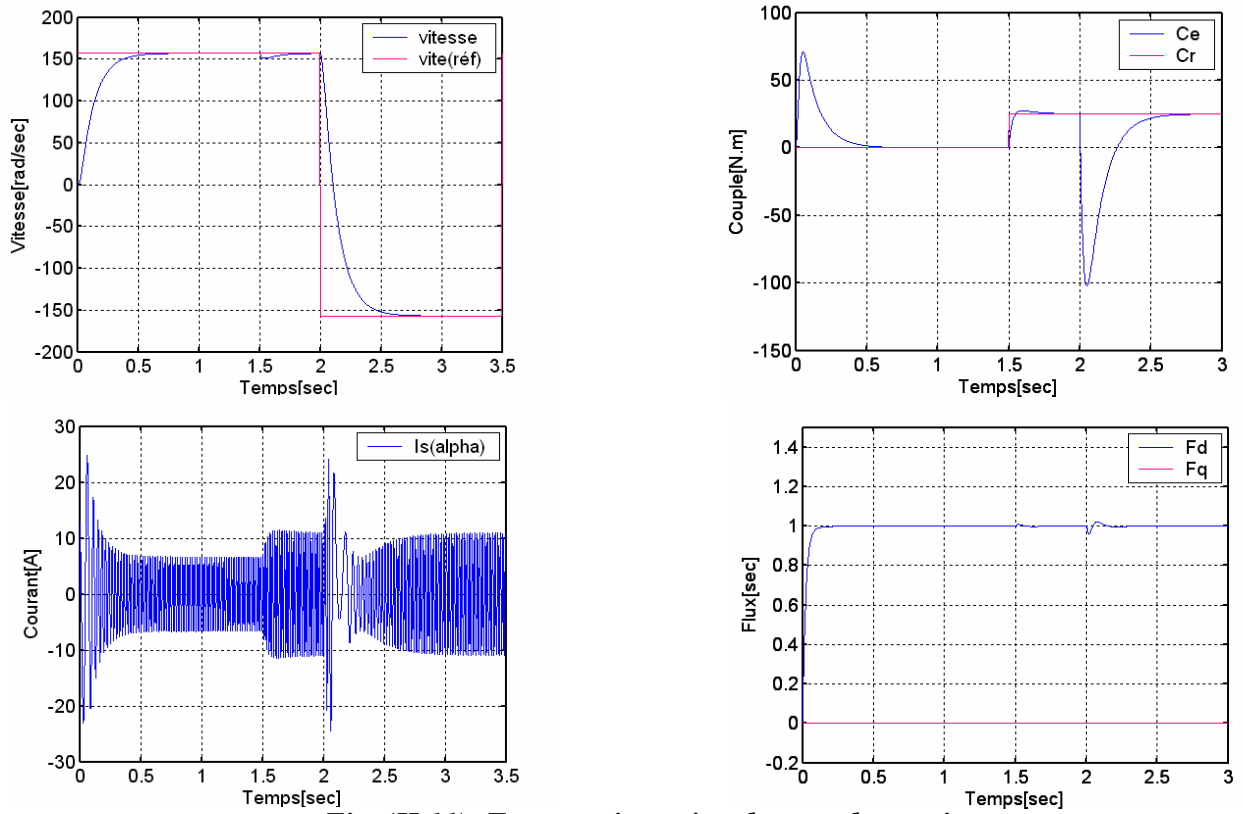


Fig. (II.11): Test avec inversion du sens de rotation

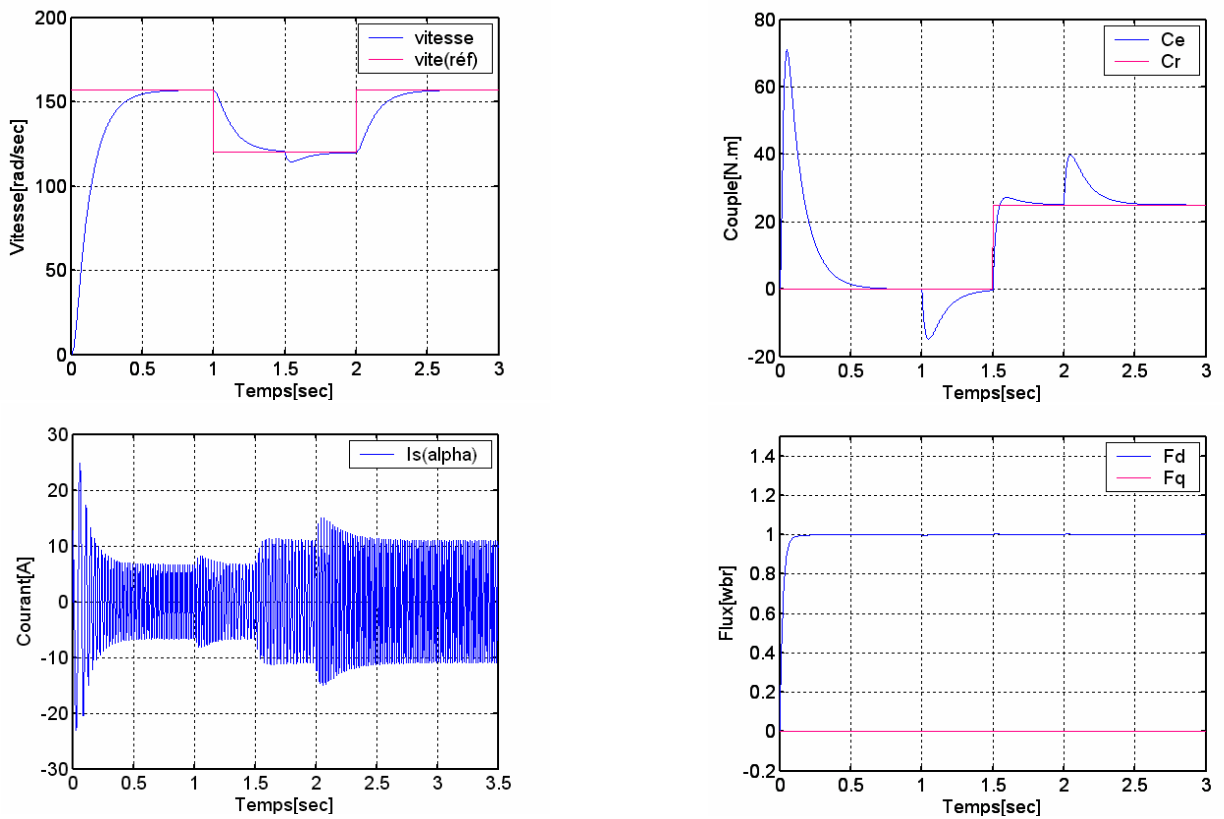


Fig. (II.12): Test avec variation de la vitesse

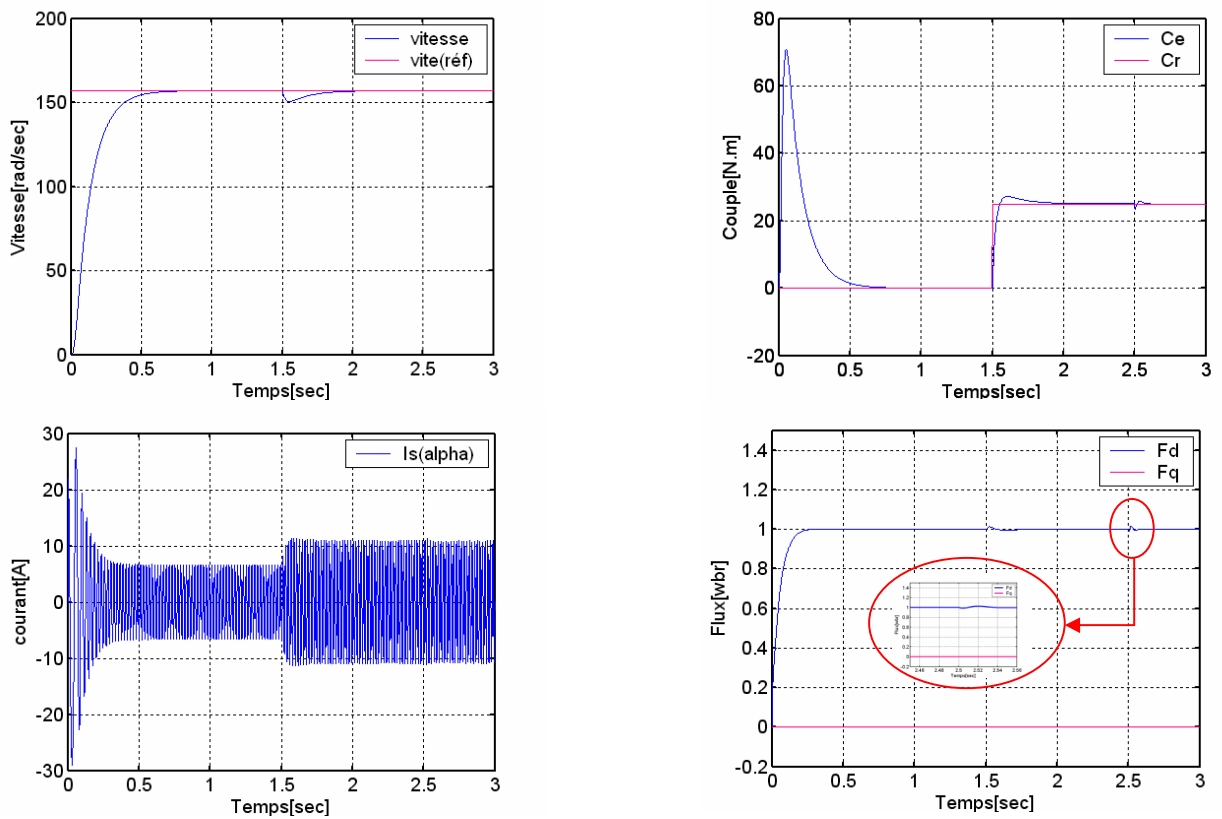


Fig. (II.13): Test avec variation de la Constante de temps rotorique

III.5.2 Interprétation des résultats de simulation

Les résultants de simulation avec la variation de charge, la variation de la vitesse, l'inversion de vitesse et variation de la Constante de temps rotorique montrent que :

- La vitesse suit parfaitement sa consigne.
- Le couple suit la valeur de charge imposée avec certains pics lors du passage d'un mode à l'autre.
- La courbe des flux montre également un découplage entre le couple électromagnétique C_e et le flux rotorique φ_r .

Dans le teste de variation de la Constante de temps rotorique au premier lieu à 50% dans l'intervalle [1.5, 2.5] sec, puis à 100 % dans l'intervalle [2.5, 3] sec, dans ces cas on constate que les résultats de simulation montre l'insensibilité de la commande avec l'association de l'observateur – MAS à la variation de résistance rotorique. On note cependant que le système garde l'orientation du flux rotorique

III.5.3 Résultats de simulation de la MAS avec adaptation de constante de temps rotorique :

Les tests qu'on a effectué pour valider notre estimateur sont :

- ❖ Test avec variation de T_r .
- ❖ Test avec variation de T_r et variation de la charge.
- ❖ Test avec variation de T_r et variation de la vitesse.
- ❖ Test avec variation de T_r et inversion du sens de rotation.

Les résultats de simulation sont donnés par les figures (III.14), (III.15), (III.16) et (III.17).

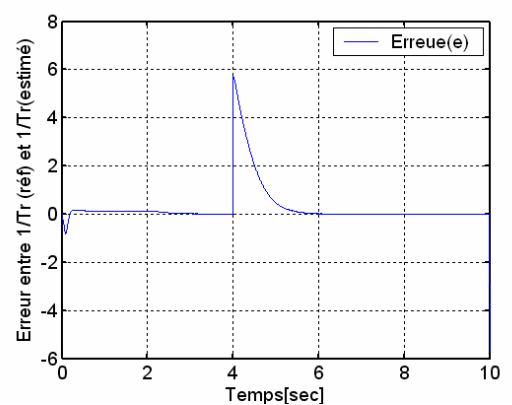
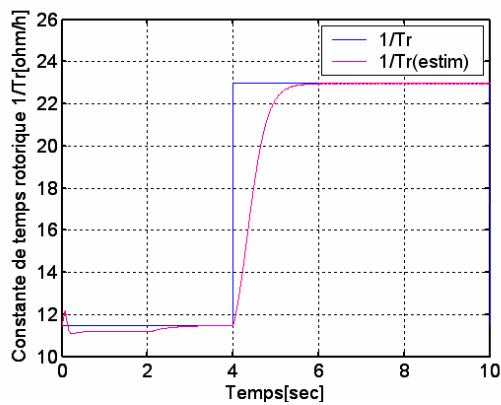
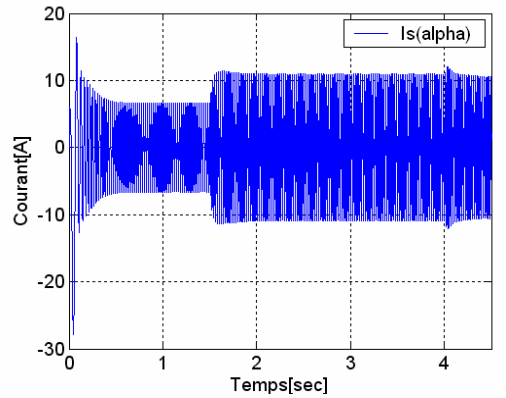
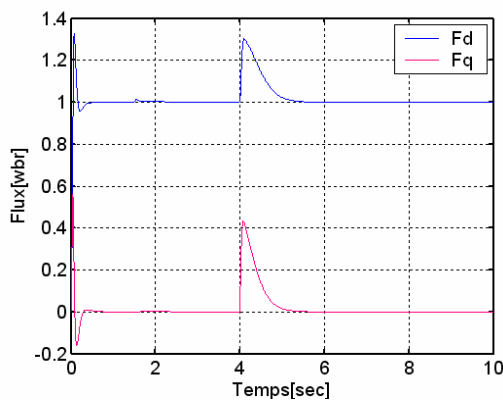
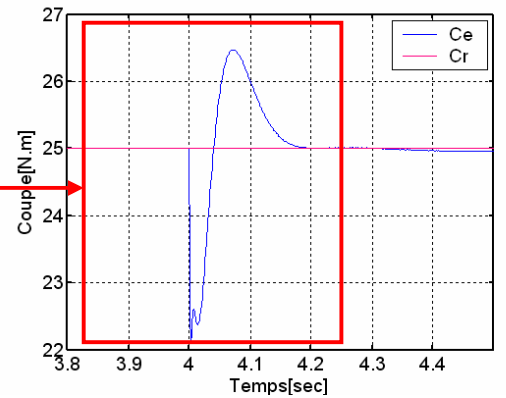
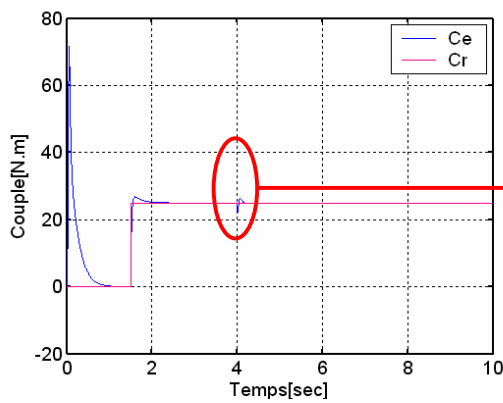
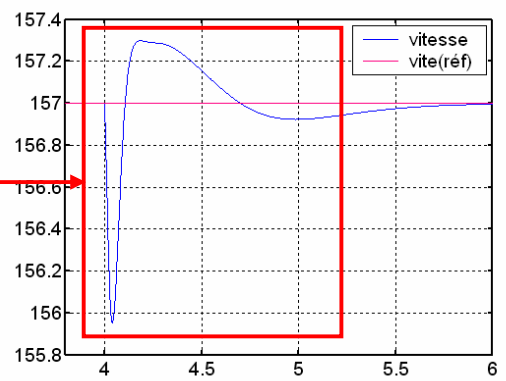
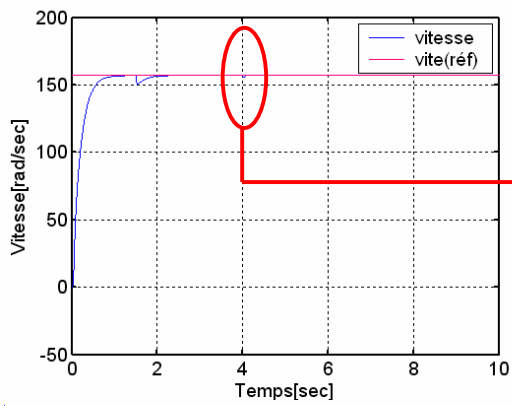


Fig (III.14) : Test avec variation de T_r

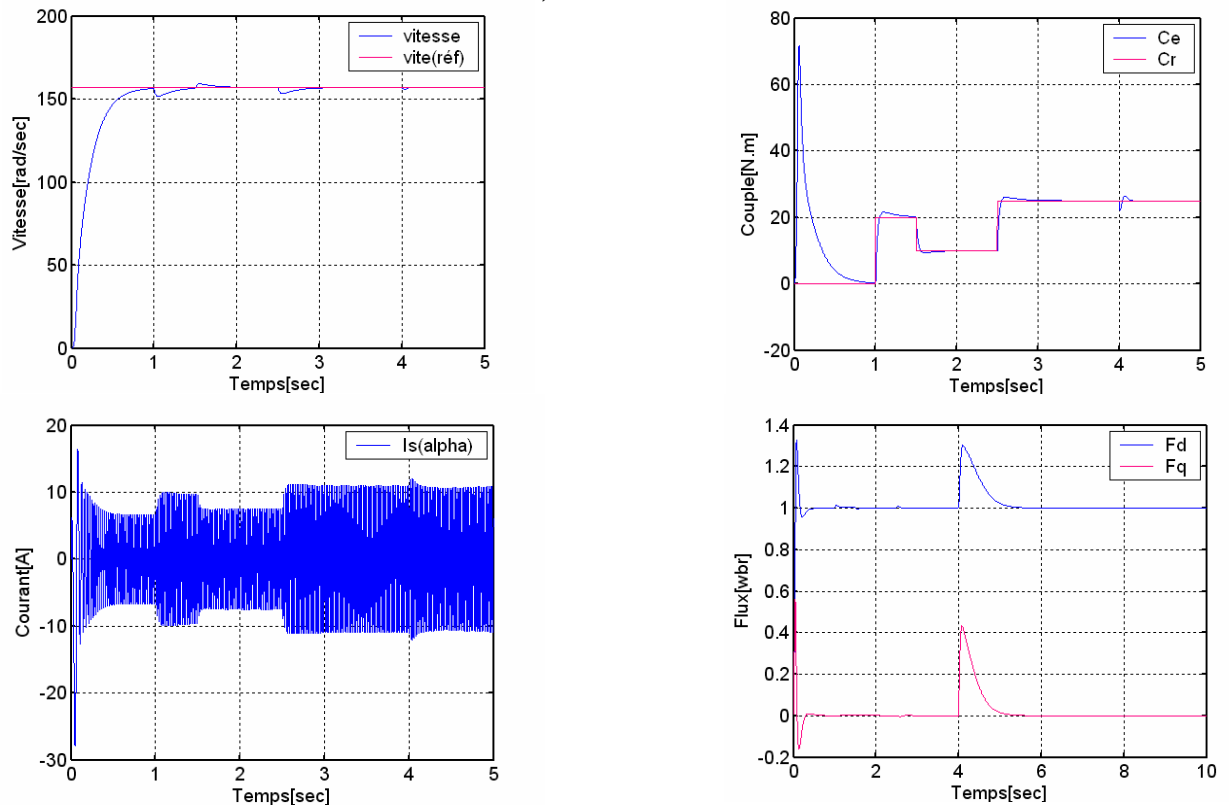


Fig (III.15) : Test avec variation de T_r et variation de la charge.

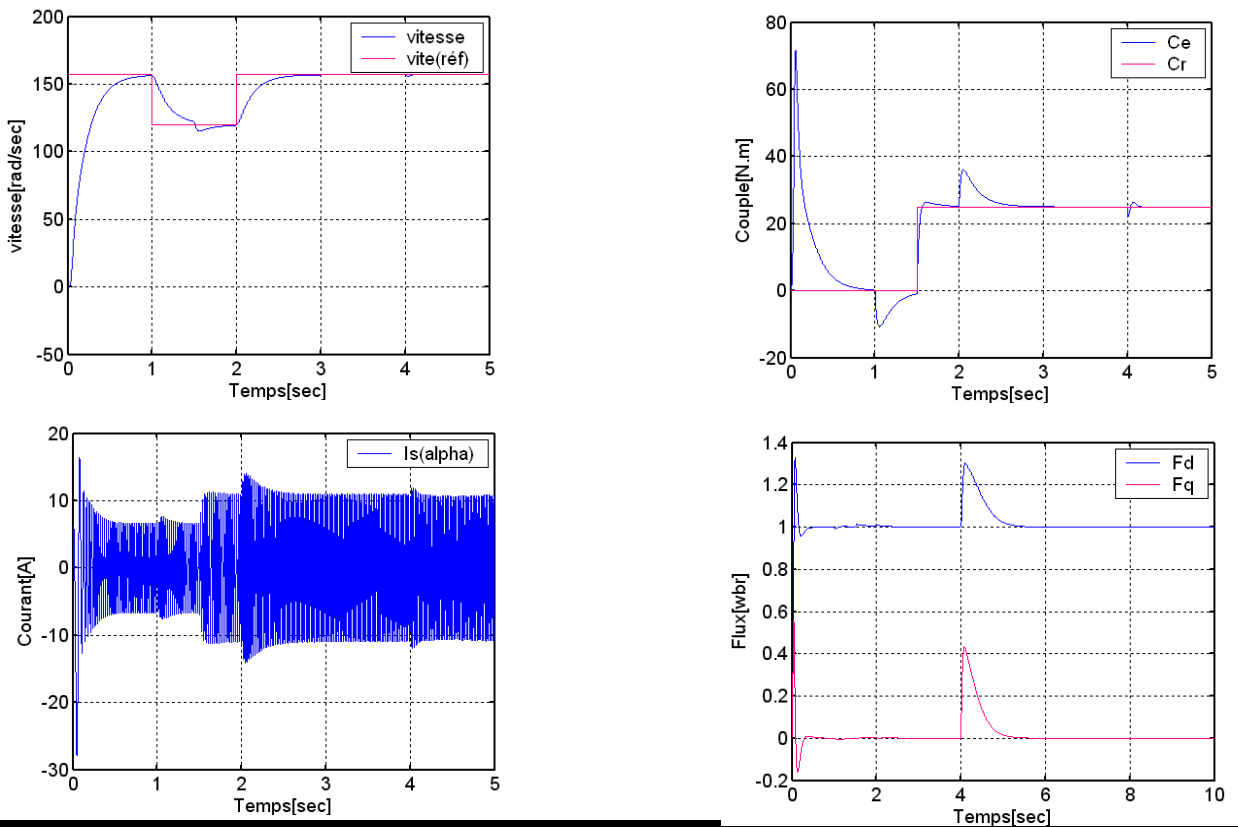
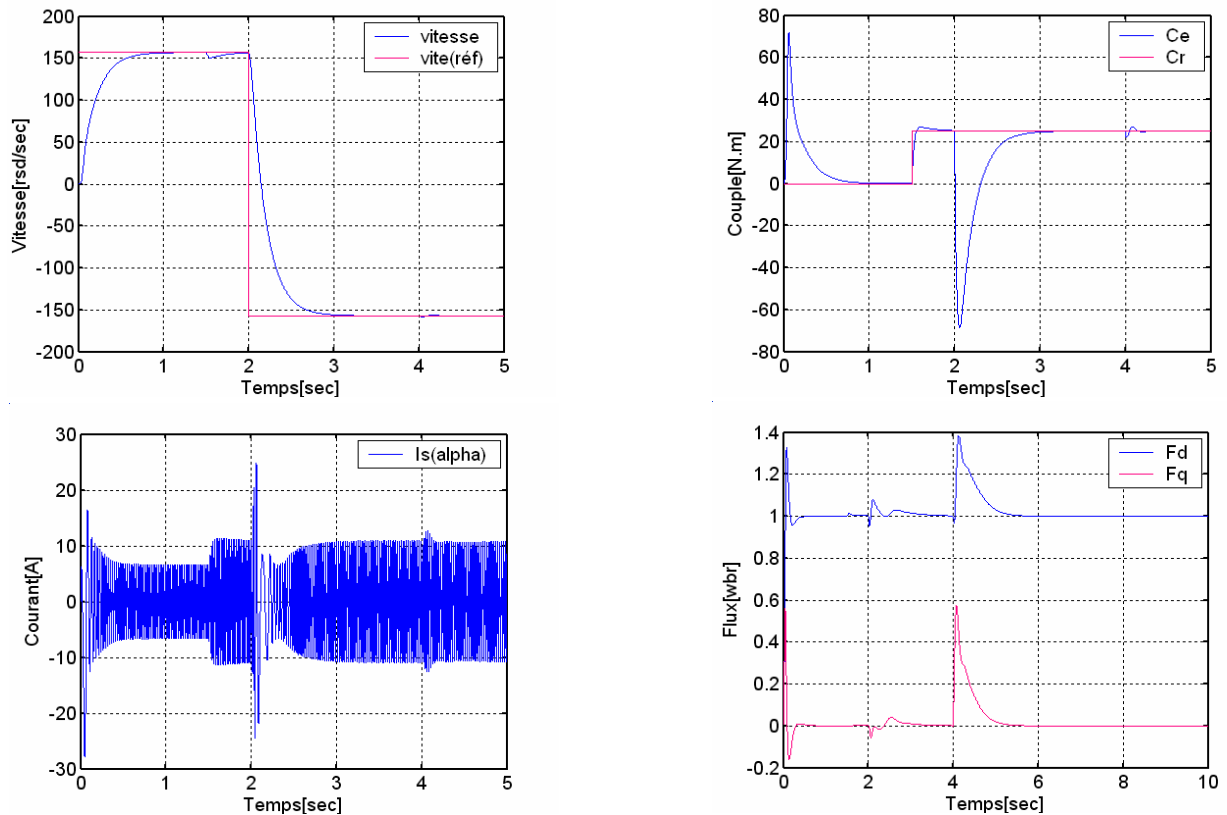


Fig (III.16) : Test avec variation de T_r et variation de la vitesseFig (III.17) : Test avec variation de T_r et inversion du sens de rotation.

III.5.4 Interprétation des résultats de simulation

La simulation sous Matlab de la machine asynchrone commandée vectoriellement avec estimation de l'inverse de la constante de temps rotorique montre bien l'efficacité de cette méthode pour obtenir une commande robuste et performante.

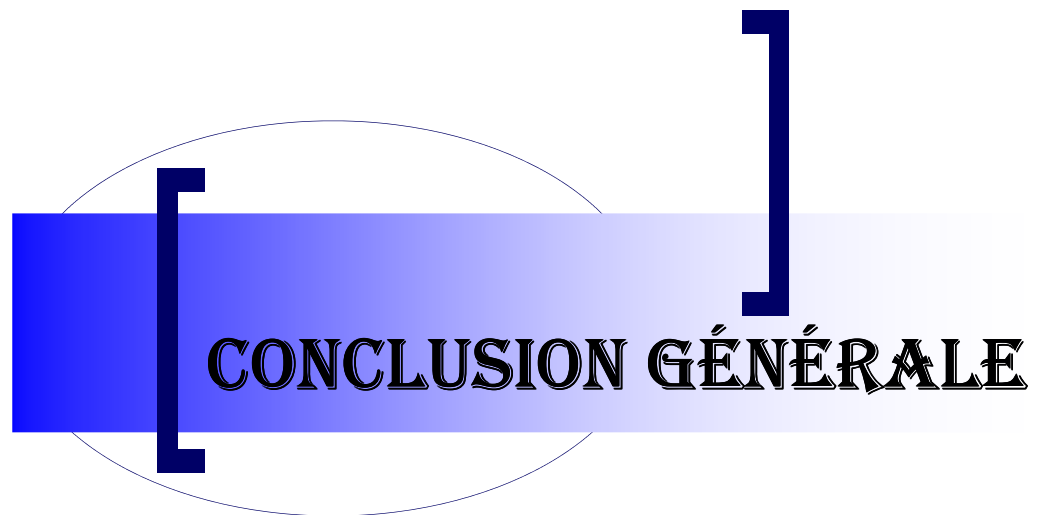
Les résultats représentés par les figures (III.14.15.16.17) montrent qu'avec l'estimation proposée le découplage est maintenu et que le flux rotorique suit exactement sa référence avec une bonne orientation sur l'axe (d), on peut dire que les résultats sont robustes. On a effectué des variations de vitesse afin de tester cet estimateur à basse vitesse, les réponses de la vitesse, du flux, de couple et de courants obtenues sont satisfaisantes.

III.6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté en premier lieu une étude théorique sur les observateurs d'états et nous avons présenté l'observateur proposé " gopinath modele" pour la reconstruction le flux rotorique.

En effet, les résultats avec l'association de " gopinath modele" presentent de bonnes performances et une robustesse soit en régime dynamique ou permanent.

A la fin, nous avons présenté un estimateur de constante de temps rotorique T_r . Les résultats obtenus sont robustes et nous permettent de conclure que l'utilisation de l'estimation est importante et apporte une amélioration à la commande vectorielle influencée par les variations paramétriques.

A decorative graphic consisting of a horizontal bar with a blue-to-white gradient. The left end of the bar is a solid blue rectangle. Two large, dark blue square brackets are positioned on either side of the bar, with their vertical stems extending above and below the bar. A thin, light blue oval outline is centered behind the bar.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion Générale

La machine asynchrone subit des perturbations internes et externes comme les variations paramétriques et les variations de la charge. Un bon fonctionnement de la commande nécessite une excellente information provenant du processus à contrôler. Cette information peut parvenir des capteurs électriques directs ou mécaniques qui sont des éléments coûteux et fragiles. Donc, l'idée de base de ce mémoire a été élaborée suivant les raisons précitées.

L'objectif principal de ce mémoire est de synthétiser une commande vectorielle robuste par orientation du flux rotorique, en présence des perturbations internes et externes.

L'étude des comportements dynamiques et statiques de la MAS exige une bonne modélisation mathématique décrivant de façon adéquate son comportement. Cette étude a été faite dans le premier chapitre. On ne peut pas parler de commande de la machine sans qu'on cite le convertisseur qui lui est associé. Pour cette raison, on a abordé dans le même chapitre la modélisation de l'alimentation et de l'association machine - onduleur de tension à *MLI*.

Dans le deuxième chapitre, L'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique nous a permis d'établir un modèle simple similaire à celui d'une machine à courant continu. Les résultats obtenus par cette commande montrent bien un découplage parfait ; mais ce dernier est affecté par les variations des paramètres de la machine, ce qui représente l'inconvénient majeur de la commande vectorielle.

Dans le troisième chapitre nous avons présenté théoriquement les observateurs d'états et on a proposé l'observateur " gopinath modele", cet observateur est basé sur la résolution séparée des équations du stator et du rotor. On a présenté un estimateur de la constante de temps rotorique.

Les résultats des simulations de la commande vectorielle directe avec l'observateur de flux proposé montrent que l'utilisation de ce dernier est importante dans la commande : le régime transitoire est court, l'erreur d'estimation tend vers zéro dans le régime permanent et le découplage est vérifié.

Cependant, des améliorations à notre travail peut être apportées dans le futur, on suggère pour cela l'utilisation d'autres observateurs comme par exemple observateur basé sur une méthode d'élimination, observateur basé sur un modèle en tension et observateur d'ordre complet ou bien l'estimation de la constante rotorique en utilisant le flux statorique .

A decorative graphic consisting of a horizontal bar with a blue-to-white gradient. The left end of the bar is a solid blue rectangle. The bar is enclosed in large, dark blue square brackets. The word "ANNEXE" is centered on the bar in a black, serif, all-caps font. A thin blue oval outline is positioned behind the bar, centered horizontally.

ANNEXE

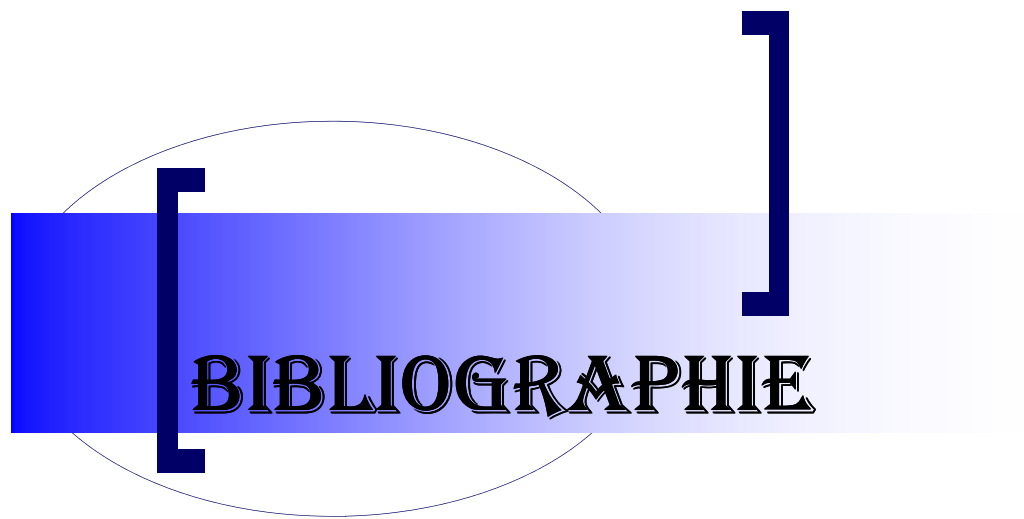
Annexe
Paramètres de la machine asynchrone utilisée

La machine utilisée est une machine asynchrone a cage d'écuriel standard, ses caractéristiques principales sont les suivantes :

Caractéristiques de la machine utilisée	
Puissance nominale	4 KW
Tension nominale	220/380V
Courant nominale	15 A
Nombre de pole	4
cosφ	0.8
La vitesse de rotation	1500 tr/min

Paramètres électriques	
Résistance statorique	1.2 Ω
Résistance rotorique	1.8 Ω
Inductance cyclique du stator	0.1556 H
Inductance cyclique du rotor	0.1558 H
Inductance mutuelle	0.15 H

Paramètres mécaniques	
Moment d'inertie du rotor	0.07 kg.m ²
Coefficient du frottement visqueux	0.00 SI

A decorative graphic consisting of a horizontal bar with a blue-to-white gradient. The bar is flanked by large, dark blue square brackets. A thin blue oval outline is positioned behind the bar, partially overlapping the brackets.

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [Abd 97]: R. Abdessemed, M. Kadjoudj, «Modélisation des machines électriques », Presse de l'université de Batna. 1997.
- [Bag 99]: L. Baghli, « contribution a la commande de la machine asynchrone, utilisation de LF, RN, AG », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 1999.
- [Buc 01]: G. Buche, « commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink », Mémoire d'ingénieur, Centre régional Associé de Grenoble. 2001.
- [Cha 02]: S. Chaouch, « Estimation en temps réel de la constante de temps rotorique d'une machine à induction par la technique MRAS », conférence .IEE, Batna.2002.
- [Don 96]: Dong.S.H, Soon.B.C «A robust indirect vector contrpl for the rotor time constant variation of induction machines », IEEE.Seongdong-ku, Seoul, Korea.1996.
- [Egu 02]: R. P. Eguiluz, « Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire », Thèse de doctorat, INPT,Toulouse .2002.
- [Eri 00]: Eric. Carter, Alberto Bellini, Dustin Murdock ,and Robert D.lorenz. «Comparative evaluation of flux observers in a high performance Drives testbed» University of Parma, Parco area delle scienze, 181/A, Italy 2000.
- [Ima 04]: Imad A .R « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone», Thèse de doctorat, l'Université Henri Poincaré, Nancy-I.2004.
- [Jan 93]: Jansen, P. L., « The integrartion of state estimation, control, and design for induction machine», Thèse de Doctorat, Departement of Electrical and Computer.Engineering, University of Wisconsin, Madison, 1993.
- [Hal 01]: C. Halime « Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur. Université de Batna [2001].
- [Hau 95]: J.P. Hautier et J. P. Caron, « Modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris. 1995.
- [Kou 02]: K. Kouzi, « Commande Vectorielle d'un Moteur à Induction sans Capteur de Vitesse par un Réglage PI- Flou à Gains-Flou Adapté Associé à un Observateur d'Etat par Modes de Glissement. » Thèse de magistère, Batna , 2002.

- [Lav 98]: M. Lavabre, « *Electronique de Puissance, Conversion de l'Energie, cours et exercices résolus.* » édition Casteilla, Paris, 1998.
- [Med 95]: Med. Bala et Bazi « *Commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine à induction alimentée en tension : étude et simulation* ».
Thèse d'ingénieur en électrotechnique. Option : Réseaux électriques. Université de Batna 1995.
- [Mor 05]: F. Morand, « *technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones* », thèse de doctorat, automatique de Lyon, 2005.
- [Mut 99]: L. Mutrel, « *Le moteur asynchrone Régime statique et dynamique* », Ellipses édition. 1999.
- [Rou 99]: I. Al rouh, « *Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone* », Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 1999.
- [Wit 00]: C. C. de wit, « *Modélisation et commande vectoriel et DTC* », Hermès Science publication. 2000.
- [Zid 95]: F. Zidani « *Etude comparative par simulation numérique d'un pilotage vectoriel et scalaire d'une machine à induction alimentée par un onduleur à modulation de largeur d'impulsion* » Thèse de magistère, Batna 1996.

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

OPTION : ELECTROMECHANIQUE

Proposé et dirigé par :

M^{elle} BENDERRADJI. H

Présenté par :

MOSTEFAOUI Mahyeddine & AICHE Abd elhalim

Thème:

**Commande vectorielle à flux orienté de la machine asynchrone avec
adaptation de la constante de temps rotorique**

Résumé:

Dans ce mémoire, on a présenté la commande vectorielle (directe et indirecte) de la machine asynchrone à flux rotorique orienté, alimentée par un onduleur de tension à MLI. La sensibilité de cette commande à la variation de la résistance rotorique nous a amené à améliorer les performances de la commande directe en utilisant un observateur de flux rotorique et une adaptation de la constante de temps rotorique T_r , dans la commande indirecte. Les résultats de simulation montrent la robustesse et la performance de la commande en présence de la variation de la résistance rotorique.

Mots clés :

Machine à induction, Commande vectorielle par orientation du flux, Observateur de flux rotorique, estimation de la constante de temps rotorique .