

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la recherche Scientifique



CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL-OUED
INSTITUT DES SCIENCES ET TECHNOLOGIE



Mémoire de fin d'étude
Présenté pour l'obtention du diplôme de
LICENCE ACADEMIQUE
Domaine : Sciences techniques
Filière : génie électrique
Spécialité : contrôle et diagnostic des systèmes électriques

Thème

COMMANDE D'UNE MACHINE A
INDUCTION SANS CAPTEUR DE
VITESSE

Proposé & dérivé par :
Mr : Serhoud Hicham

Présenté par :
Dahbi Boubaker Seddik
Nani Abd El Azize

2010-2011.

Liste se Figure

Figure	Page
CHAPITRE I :Modélisation de la MAS	
<i>Figure (I, 1) : représentation de la machine asynchrone triphasée</i>	3
<i>Figure (I,2) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente.</i>	5
<i>Figure (I.3) Vitesse de rotation</i>	8
<i>Figure (I.4) couple électromagnétique</i>	9
<i>Figure (I.5) Les Courants de phases statoriques</i>	9
<i>Figure (I.6) Les flus statoriques (Φ_α, Φ_β)</i>	9
CHAPITRE II : Contrôle direct du couple de la MAS	
<i>Figure (II.1) Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple</i>	12
<i>Figure (II.2) Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires</i>	14
<i>Figure (II.3) Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et sélection de vectrices tensions correspondant</i>	16
<i>Figure (II.4) correcteur à hystérésis à trois niveaux</i>	17
<i>Figure (II.5) Résultats de simulation pour une charge variable</i>	18
<i>Figure (II.6) Résultats de simulation pour une charge variable</i>	19
CHAPITRE III : Commande par DTC sans capteur de la MAS	
<i>Figure(III.1) Schéma de Principe d'un observateur</i>	21
<i>Figure(III.2) structure MRAS</i>	22
<i>Figure(III.3) Schéma de Principe d'un observateur MRAS</i>	24
<i>Figure (II.4) Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple sans capteur de vitesse</i>	25
<i>Figure(III.6) Résultats de simulation de démarrage a vide - charge variable -basses vitesses et inverse le sens de rotations</i>	26

Liste de Table

Tableau(II.1) : Table de vérité tenant compte des deux cas de contrôleur de couple	17
---	-----------

Liste des abréviations

MAS :	Machine Asynchrone .
DTC :	Commande direct de couple .
MLI :	Modulation de largeur des impulsions
MRAS :	Model Reference Adaptatif System .

Symbole

s, r :	Indices d'axes correspondants au stator et rotor.
a, b, c :	Indice correspondants aux trois phases a, b, c .
$V_{sa} V_{sb} V_{sc}$:	Tensions d'alimentation des phases statoriques .
$V_{ra} V_{rb} V_{rc}$:	Tensions d'alimentation des phases rotoriques .
$I_{sa} I_{sb} I_{sc}$:	Courants statoriques .
$I_{ra} I_{rb} I_{rc}$:	Courants rotoriques .
$\Phi_{sa} \Phi_{sb} \Phi_{sc}$:	Flux statoriques .
$\Phi_{ra} \Phi_{rb} \Phi_{rc}$:	Flux rotoriques .
R_s, l_s :	Résistance et inductance propre d'une phase statorique .
R_r, l_r :	Résistance et inductance propre d'une phase rotorique .
M_{sr} :	Inductance mutuelle entre une phase de stator et une phase de rotor.
m_s :	L'inductance mutuelle entre phases statoriques .
m_r :	L'inductance mutuelle entre phases rotoriques .
σ :	Coefficient de dispersion magnétique .
θ :	Angle entre un enroulement rotorique et son homologue statorique .
(α, β) :	Axes fixés au stator.
(x, y) :	Axes fixés au rotor.
(d, q) :	Axes fixés par rapport au champ tournant .
θ_s, θ_r :	Déphasage du l'axe direct par rapport au stator et rotor .
ω_s :	Pulsation statorique .
ω_r :	Pulsation rotorique .

ω :	Pulsation mécanique du rotor .
p :	Nombre de paires de pôles .
C_{em} :	Couple électromagnétique .
C_r :	Couple résistant .
Ω :	Vitesse angulaire de rotation .
f :	Coefficient de frottement .
J :	Moment d'inertie de la partie tournante de la machine .
$P(\theta)$:	Matrice de transformation de PARK .
V_{sd}, V_{sq} :	Tensions statoriques dans la représentation biphasée .
V_{rd}, V_{rq} :	Tensions rotoriques dans la représentation biphasée .
I_{sd}, I_{sq} :	Courants statoriques dans la représentation biphasée .
I_{rd}, I_{rq} :	Courants rotoriques dans la représentation biphasée .
Φ_{sd}, Φ_{sq} :	Flux statoriques dans la représentation biphasée .
Φ_{rd}, Φ_{rq} :	Flux rotoriques dans la représentation biphasée .
P_t :	La puissance totale de la MAS .
$P_{méc}$:	La puissance mécanique de la MAS .
V_s, V_r :	Vecteurs des tensions statoriques et rotoriques .
Φ_s, Φ_r :	Vecteurs des flux statoriques et rotoriques .
U_0 :	Tension d'entrée de l'onduleur (tension continu) .
S_a, S_b, S_c :	Séquences de l'onduleur.
\hat{X} :	Le grandeur estimée
ε :	Erreur sur l'estimation des états .
τ_r :	Constante de temps rotorique .

Dédicace I

A ma chère mère .

A mon chère père .

A mes frères Ahmed et Abd El Kader .

A mes sœurs .

A tous ma famille

*A tous mes amis surtout Ali Fareh et Ali
Nasrat .*

*A tous les étudiants de la troisième année
CDSE ,2011.*

Je dédie ce modeste travail

Boubaker seddik

Dédicace II

A ma chère mère .

A mon chère père .

A mes frères .

A mes sœurs .

A tous ma famille .

A tous mes amis sans exception .

*A tous les étudiants de la troisième année
CDSE ,2011.*

Je dédie ce modeste travail

Abd El Azize

Remerciements

*Nous sommes profondément reconnaissants pour
l'cher parent pour leur soutien du moral et
matériel*

*Ainsi, nous tenons également à exprimer nos vifs
remerciements à notre encadreur :**Serhoud**
Hicham pour avoir d'abord proposé ce thème,
pour son suivi continuuel tout le long de la
réalisation de ce mémoire et qui n'a pas cessé de
nous donner ses conseils.*

*Un gros merci à tous les enseignants qui ont
contribué à notre formation sans exception.*

**Mémoire de fin d'étude Présenté pour l'obtention du diplôme de
LICENCE ACADEMIQUE**

Thème :

**COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UNE
MACHINE A INDUCTION**

Présenté par : *Dahbi Boubaker Seddik et Nani Abd El Azize*

Proposé & dirigé par : *Serhoud Hicham*

Résumé:

Les commandes actuellement prépondérantes dans l'industrie sont, la commande scalaire, la commande vectorielle à flux orienté FOC, et la commande directe du couple DTC. La première est préférée dans les applications à faibles performances, tandis que la FOC est la DTC, sont très sollicitées quand il s'agit d'exigences plus performantes.

Ensuite plusieurs travaux sont multipliés sur ce sujet faisant développer diverses stratégies de commandes. Cette loi de commande s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique, cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux stator et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés.

C'est pourquoi, ce mémoire est traité la commande directe du couple (DTC) de la MAS, avec l'estimation des vitesses mécaniques (son capteur) en temps réel, en utilisant un observateur adaptatif de type MRAS.

SOMMAIRE

Matières	Page
Introduction générale	1
CHAPITRE I :Modélisation de la MAS	
I.1 Introduction.....	2
I.2 Description de la machine asynchrone.....	2
I.3 Hypothèses simplificatrices.....	2
I.4 . Mise en équations du modèle de la machine asynchrone.....	3
I.4.1 Equations électriques	3
I.5 Transformation de Park.....	4
I.6 Application de la transformation de Park.....	6
I.6.1 Equations électriques.....	6
I.6.2 Equations magnétiques.....	6
I.7. Choix du repère de référence.....	7
I.8. Expression de la puissance et de couple électromagnétique	7
I.9 .Simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel ($\alpha-\beta$).....	8
I.9.1. Interprétation des résultats de simulation	10
I.10. Conclusion	11
CHAPITRE II : Contrôle direct du couple de la MAS	
II.1. Introduction	12
II.2. Principe du control direct de couple.....	12
II.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasée.....	14
II.4. Contrôle de vecteur flux statorique	15
II.5. Estimation du Flux	16
II.6. Estimation du Couple.....	17
II.7. Elaboration du contrôle de flux	17
II.8. Le correcteur de couple.....	18
II.9. Sélection des tensions V_s correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s	18
II.10. Résultats de la simulation et interprétation	19
II.11 Conclusion	21

CHAPITRE III : Commande par DTC sans capteur de la MAS

III.1. Commande sans capteur de position.....	22
III.2. Principe d'un observateur.....	23
III.2.1.Filtre de Kalman.....	23
III.2-2Observateur de type Luenberger.....	23
III.2.3Système adaptatif avec modèle de référence MRAS.....	23
III.3. MRAS base sur l'estimation du flux rotorique.....	24
III.4. Schéma globale de la commande par DTC sans capteurs	26
III.5. Résultats de simulation.....	27
III.5. Conclusion.....	30
Conclusion générale	31
Bibliographie	33
Annexe	35

Introduction générale

Les derniers développements de commande pour le moteur asynchrone, ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel comme le contrôle direct du couple (DTC). Ensuite plusieurs travaux sont multipliés sur ce sujet faisant développer diverses stratégies de commandes. Cette loi de commande s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique.

Ce présent travail fera l'objet d'une étude de la commande sans capteur de vitesse par la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique appelée simplement (DTC) appliquée au moteur asynchrone à induction en utilisant MATLAB/Simulink .

Ce mémoire est subdivisé en trois chapitres, selon l'ordre suivant:

Le premier chapitre sera consacré à l'étude du moteur asynchrone à induction et la modélisation de la machine associée avec son alimentation constituée principalement par un réseau triphasé, en décrivant ses équations et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique de la machine.

Dans le deuxième chapitre, nous présentons la stratégie de la commande directe de couple, et nous appliquons cette commande sur le moteur asynchrone à induction. Une étude de robustesse est présentée afin de mettre en valeur les résultats de simulation.

Au dernier chapitre, nous présentons la stratégie de la commande directe de couple son capteur de vitesse en utilisant une observateur adaptative de type MRAS

Enfin, on conclura en établissant une synthèse du travail réalisé, tout en indiquant les éléments à approfondir ainsi que les perspectives et améliorations qui peuvent être envisagées.

Modélisation de la machine asynchrone

I.1. Introduction :

La machine asynchrone ou machine d'induction est actuellement , très appréciée dans les application industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût et sa très bonne standardisation, impose des structures de contrôle spécifiques et complexes pour être utilisée dans des systèmes d' entraînement à vitesse variable performants.

Dans ce chapitre, nous présenterons la modélisation de la machine asynchrone à induction à cage en utilisant la transformation de Park ainsi que l'élaboration d'un modèle de la machine alimentée en tension sous forme de schéma blocs de manière à être simulés à l'aide du logiciel (MATLAB/SIMULINK).

I.2. Description du moteur asynchrone :

La machine asynchrone est composée de deux parties séparées par un entrefer.

- Le stator ou l'inducteur: c'est la partie fixe de la machine asynchrone comportant un enroulement triphasé couplé en étoile ou en triangle.
- Le rotor ou l'induit: c'est la partie tournante de la machine asynchrone. ils sont (les rotors) constitués d'un bobinage similaire à celui du stator fermé sur un rhéostat extérieur via des bagues et des balais; ou ils sont de type à cage constitué de barres conductrices en court-circuit. Ces derniers sont plus robustes et moins onéreux.

I.3.Hypothèses simplificatrices :

Pour le but de simplification de l'étude, la modélisation de la MAS s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses à considérer:

- entrefer constant
- effet des encoches négligé

- distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices
- circuit magnétique non saturé
- pertes ferromagnétiques négligeables
- l'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte

I.4. Mise en équations du modèle de la machine asynchrone

La représentation schématique de la machine asynchrone dans l'espace électrique est donnée sur la figure (I.1)

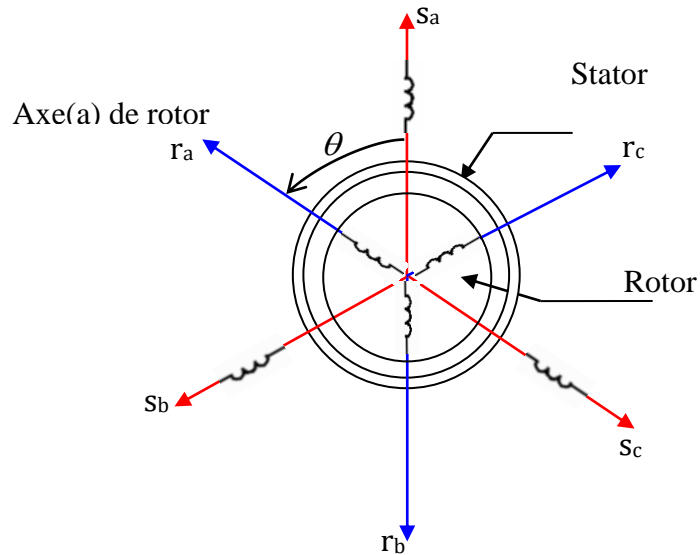


Figure (I,1) : représentation de la machine asynchrone triphasée

I.4. 1. Les équations électrique :

Après de la application de la loi d'Ohm généralisée à chaque phase de la figure (I.1) on retrouve :

a) Les équations statorique:

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sa} = r_s \mathbf{i}_{sa} + \frac{d\phi_{sa}}{dt} \\ \mathbf{V}_{sb} = r_s \mathbf{i}_{sb} + \frac{d\phi_{sb}}{dt} \\ \mathbf{V}_{sc} = r_s \mathbf{i}_{sc} + \frac{d\phi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.1})$$

b) Les équations rotorique :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ra} = r_r \mathbf{i}_{ra} + \frac{d\phi_{ra}}{dt} \\ \mathbf{V}_{rb} = r_r \mathbf{i}_{rb} + \frac{d\phi_{rb}}{dt} \\ \mathbf{V}_{rc} = r_r \mathbf{i}_{rc} + \frac{d\phi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (\text{I.2})$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} : les tensions appliquées aux trois phases statoriques ;

i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} : les courants qui traversent celle-ci;

$\phi_{sa}, \phi_{sb}, \phi_{sc}$: les flux totaux à travers ces enroulements;

r_s : résistance d'une phase statorique;

r_r : résistance d'une phase rotorique.

I.5. Transformation de Parck :

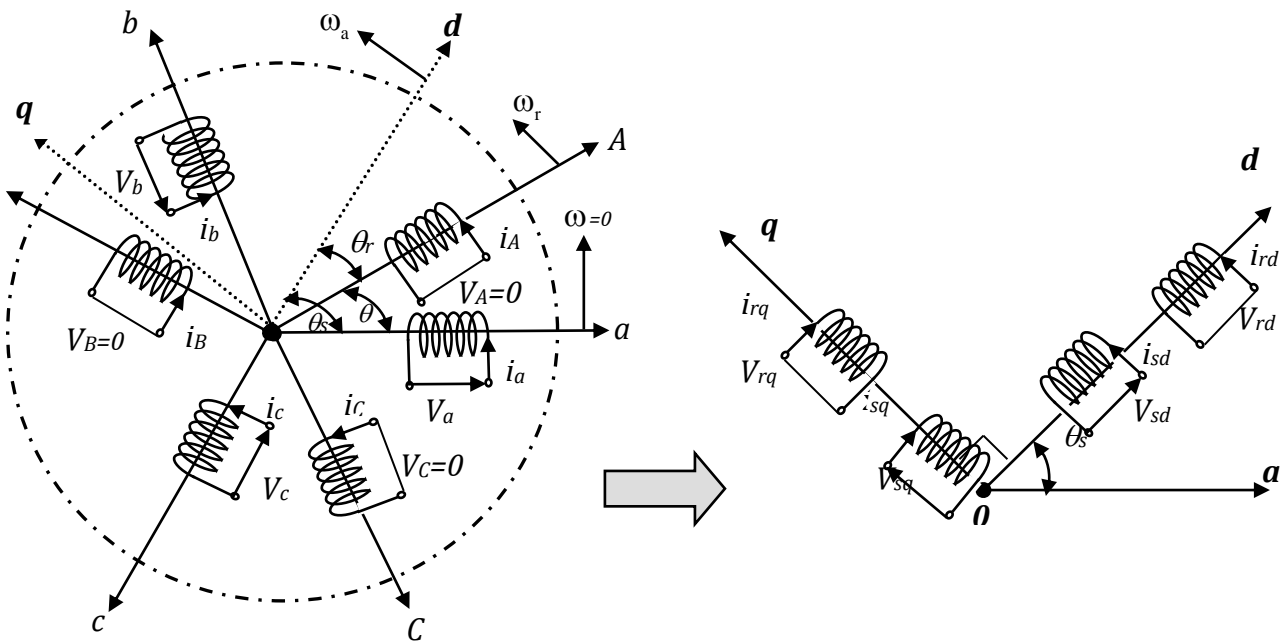
L'étude (l'analyse) de la MAS un peu compliquée à cause de sa structure et de trois axes (trois grandeurs d'alimentations :

Donc, il faut chercher à un repère fait simplifier l'étude :

Le mieux choix pour étudier la MAS c'est de choisir deux axes au lieu de trois axes. ce la transformation s'appelée Transformation de Parck, où Parck permet de

transformer les enroulements de la machine originale figure (I.1) en deux enroulements équivalents.

Cette transformation consiste donc à commuter la représentation de la machine triphasée équilibrée par une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes (d , q) comme indiqué :



a) Modèle triphasé réel.

b) Modèle biphasé équivalent.

Figure (I,2) : Représentation de la machine asynchrone triphasée et sa machine biphasée équivalente.

Le passage du système triphasé-biphasé est obtenu en introduisant la matrice de Park suivante :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

I.6. Application de la transformation de Park :

Après l'application de la transformation de Park sur les équations (I.1) et (I.2) , et en prendre les système d'axe cordonné tournent a la vitesse relative ω_a ,on peut exprimer les grandeurs statoriques et rotoriques comme suit :

I.6.1.Equations électrique :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_a \cdot \Phi_{sq} \\ V_{sq} = R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_a \cdot \Phi_{sd} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} + (\omega_a - \omega_r) \cdot \Phi_{rd} \end{cases}$$

I.6. 2.Equations magnétiques :

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \\ \Phi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \end{cases} \tag{I.4}$$

Avec : $L_s = l_s - M_s$

$$L_r = l_r - M_r \tag{I.5}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr}$$

L_s : inductance cyclique propre du stator,

L_r : inductance cyclique propre du rotor,

M : inductance cyclique mutuelle entre l'armature du stator et l'armature du rotor,

I.7. Choix du repère de référence :

Il existe plusieurs possibilités choix de direction du repère de référence selon les objectifs de l'application :

D'après le système d'équations (I.3), on peut se placer dans différents référentiels correspondants à des axes fixes, liés au stator ($\omega_a = 0$), ou à des axes liés au rotor

I.8. Expression de la puissance et de couple électromagnétique

Le calcul de couple mécanique de la machine asynchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$, soit :

$$P_{em} = v_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = V_{sd} I_{sd} + V_{sq} I_{sq} \tag{I.6}$$

$$\Rightarrow P_{em} = \left[R_s I_{sd} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd} - \omega_s \Phi_{sq} \right] I_{sd} + \left[R_s I_{sq} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq} + \omega_s \Phi_{sd} \right] I_{sq}$$

$$P_{em} = \underbrace{\left\{ R_s I_{sd}^2 + R_s I_{sq}^2 \right\}}_{(1)} + \underbrace{\left\{ \frac{d\Phi_{sd}}{dt} I_{sd} + \frac{d\Phi_{sq}}{dt} I_{sq} \right\}}_{(2)} + \underbrace{\left\{ \omega_s (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \right\}}_{(3)}$$

(1)

(2)

(3)

1) : représente les pertes par effet joules.

2) : représente la puissance électromagnétique.

3) : représente la puissance électrique transformé en puissance mécanique.

A partir de (3) on a :

$$P_{em} = C_{em} \cdot \Omega = \omega_s (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \tag{I.7}$$

$$\omega = P \cdot \Omega$$

$$P_{em} = \frac{\omega}{\Omega} \cdot \omega_s \cdot (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) = P (\Phi_{sd} \cdot I_{sq} - \Phi_{sq} \cdot I_{sd}) \tag{I.8}$$

En faisant appel au flux rotorique :

On a :

$$\Phi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd}$$

Soit :

$$I_{rd} = \frac{\Phi_{rd}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sd} \quad (I.9)$$

Et :

$$\Phi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \quad (I.10)$$

Soit :

$$I_{rq} = \frac{\Phi_{rq}}{L_r} - \frac{M_{sr}}{L_r} I_{sq} \quad (I.10)$$

On aura :

$$C_{em} = P \cdot \frac{M_{sr}}{L_r} \cdot (\Phi_{rd} \cdot I_{sq} - \Phi_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (I.12)$$

On peut écrit aussi :

$$C_{em} = PM(I_{rd} \cdot I_{sq} - I_{rq} \cdot I_{sd}) \quad (I.13)$$

I.9 .Simulation du modèle de la machine asynchrone dans le référentiel $(\alpha-\beta)$

La simulation sera faite dans le référentiel statorique pour un essai à vide et en charge nominale après un démarrage à vide. Les tensions d'alimentation sont supposés parfaitement sinusoïdales d'amplitudes égales et constantes. Le schéma bloc global de simulation est donné par la Figure (I,1) et celui du bloc de la machine asynchrone par la Figure (I,1)

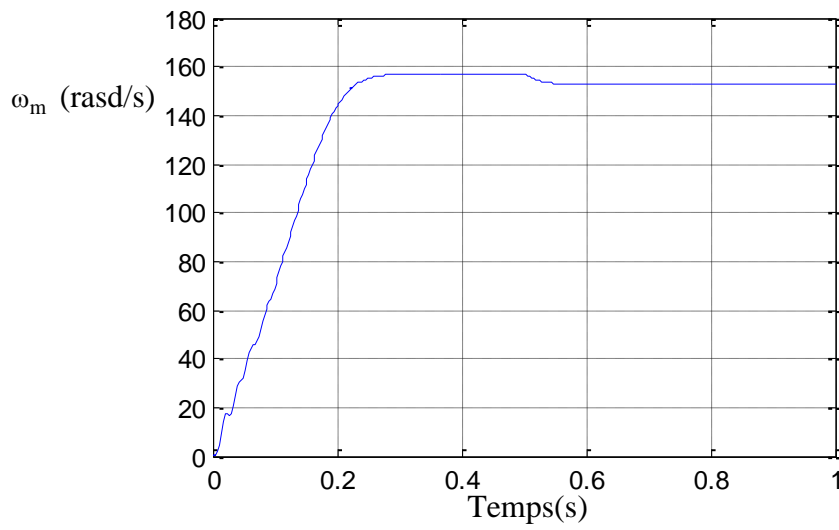


Figure (I.3) Vitesse de rotation

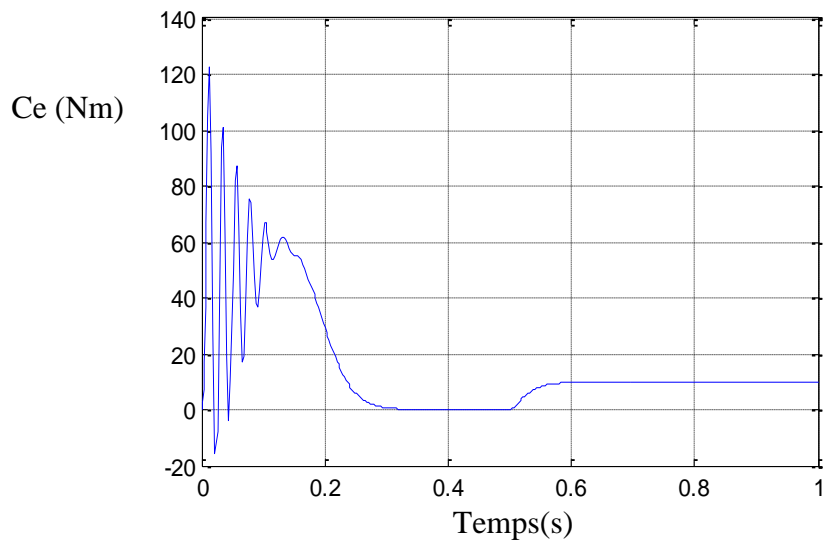


Figure (I.4) couple électromagnétique

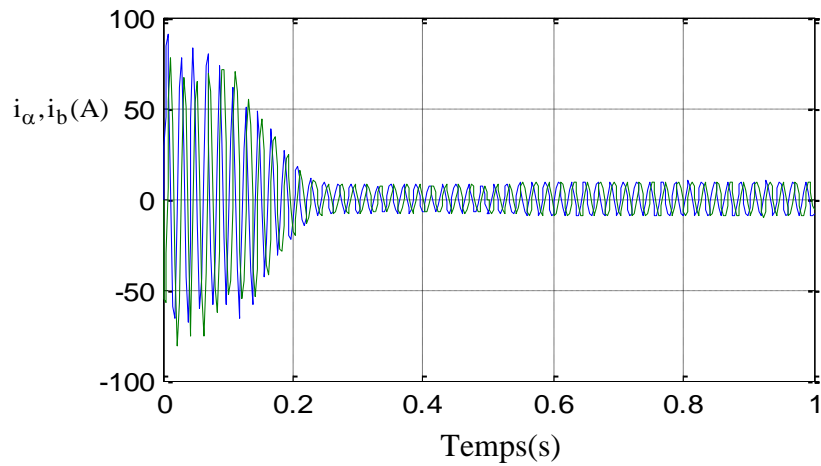


Figure (I.5) Les Courants de phases statoriques

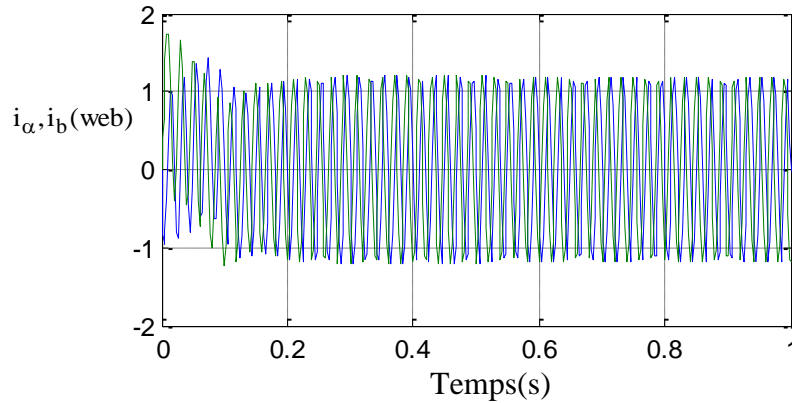


Figure (I.6) Les flux statoriques (Φ_α, Φ_β)

I.9.1. Interprétation des résultats de simulation :

Les résultats de simulation représente l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse (ω_m) le couple électromagnétique (C_{em}), les flux ($\phi_{\alpha s}, \phi_{\beta s}$), les courants ($i_{\alpha s}, i_{\beta s}$).

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone alimentée directement par le réseau standard [220/380V, 50Hz], à vide et en charge.

Avec $t \in [0.5 \text{ } 1]$ s: nous avons appliqué à l'arbre de la machine asynchrone un couple résistant ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.5 \text{ s}$). Nous constatons que:

- Le couple électromagnétique rejoint, après un régime transitoire, la valeur qui compense le couple résistant (10 N.m) appliqué.
- On constate une chute de la vitesse rotorique qui se traduit par un glissement supplémentaire.

I.10. Conclusion :

Dans ce premier chapitre, nous avons commencé par une description générale du moteur asynchrone ensuite nous avons abordé sa modélisation dans la repère (α, β) . La transformation de Park est introduite pour simplifier le modèle de la machine et analyser ses comportements en régime transitoire. Les résultats obtenus suite a cette première simulation apparaissent satisfaisantes, il répendant bien à l'évolution d'une opération d'un démarrage direct sur un réseau standard d'une machine asynchrone.

Commande direct du couple de la machine asynchrone

II.1. Introduction

Les méthodes de contrôle directes de couple des machines électriques sont apparues la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielles des méthodes classiques basé sur une alimentation par modélisation par largeur d'impulsion (MLI) et sur découplage de flux et du couple moteur par orientation de champ magnétique.

Cette loi de contrôle présente des performances dynamique remarquables de même qui une bonnes robustes, via à via à écart des paramètres du moteur. Elle semble notamment bien adapter aux applications des tractions des véhicules électriques.

Ses majeurs avantages sont, moins de paramètres de la machine utilisés dans ses équations, pas de transformation entre référentiels, pas de régulateurs de courants, pas de générateur MLI se qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques. Ses principaux inconvénients sont : le nombre limité de vecteurs tensions disponibles engendre les ondulations du couple, flux, et des courants en régime permanent qui sont reflétées sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus. Et la sensibilité aux variations de la résistance statorique. En outre, la suppression de l'étage MLI principale caractéristique de la DTC et l'introduction de contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux a pour conséquence d'avoir une fréquence de commutation variable .

II.2. Principe du control direct de couple

La commande DTC d'un moteur asynchrone est basée sur la détermination directe de la séquence de commandes appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Cette stratégie est basée généralement sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont le rôle est de contrôler les amplitudes du flux statorique et du couple électromagnétique.

La commande par DTC du MAS , peut être schématisée par la figure suivante:

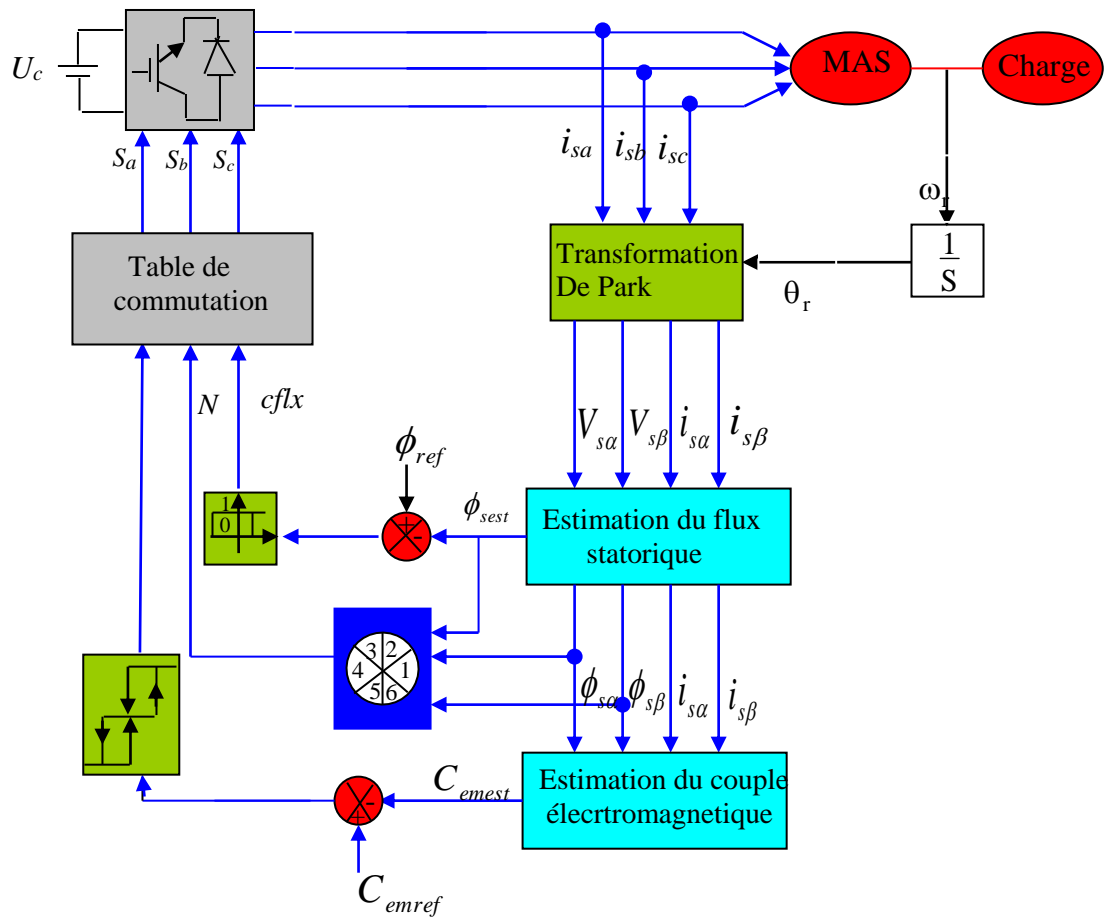


Figure (II.1) : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

Cette technique possède généralement des excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz), ceci avec une bande passante en couple.

En plus [14] :

- la stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres de la machine.
- l'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator).
- le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.

- la mise en oeuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques, elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants.
- elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples à des faibles coûts de calcul .

II.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

A partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes. On s'intéresse seulement à la table de vérité originale de Takahashi et celle sans séquences nulles.

Un onduleur de tension triphasé permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences de la tension de sortie de l'onduleur, (voir figure (II.2)). On peut écrire [14].

$$\bar{V}_s = V_{sa} + V_{sb} = \sqrt{\frac{3}{2}} \left[V_{sa} + V_{sb} e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_{sc} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (II.1)$$

$\begin{bmatrix} V_{sa} & V_{sb} & V_{sc} \end{bmatrix}^T$ Est le vecteur de tension de sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs Cet état est représenté, théoriquement par 3 grandeurs booléennes de la command $C_{ki} (i = 1,2,3)$, où C_{ki} est l'état de l'interrupteur k_i supposé parfait, tel que pour le $i^{ème}$ bras de l'onduleur $C_{ki} (i = 1,2,3)$:

- $C_{ki} = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.
- $C_{ki} = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

On pose

$$C_k = [C_{k1} \ C_{k2} \ C_{k3}]^t ; \ V_{sabc} = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^t .$$

Ou V_{sabc} est le vecteur des tension simple a la sortie de l'onduleur, donné par:

$$V_{sabc} = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_{k1} \\ C_{k2} \\ C_{k3} \end{bmatrix} = U_c [T_c][C_k]$$

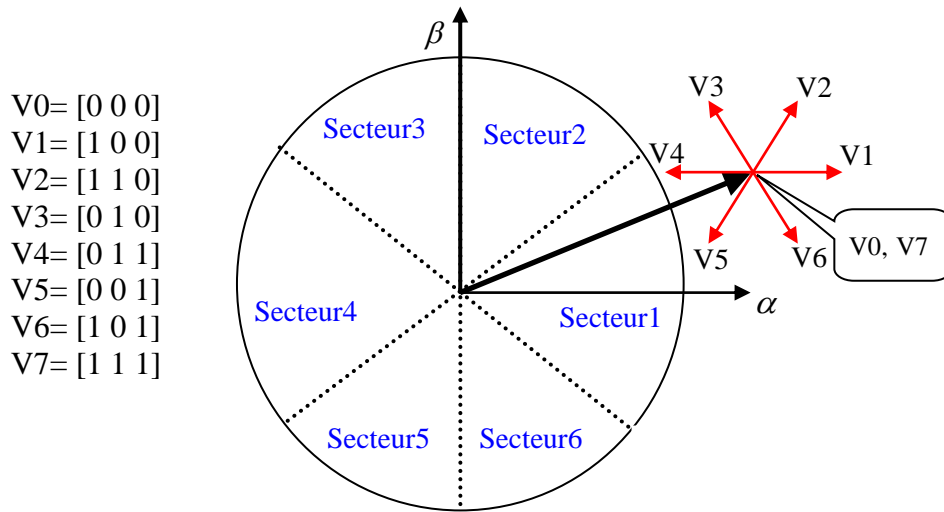


Figure (II.2) Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en 6 secteurs angulaires

II.4. Contrôle du vecteur de flux statorique

On place dans un repère fixe $(\alpha - \beta)$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\overline{V}_s = R_s \overline{i}_s + \frac{d\overline{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_{s0} + \int^t (\overline{V}_s - R_s \overline{i}_s) dt \tag{II.2}$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique pour simplifier notre étude, on aura :

$$\overline{\phi}_s \approx \overline{\phi}_{s0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \tag{II.3}$$

On constate alors que sur l'intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\overline{\phi}_s$ se déplace sur la droite dont la direction est donnée par le vecteur \overline{V}_s sélectionné pendant T_e [16].

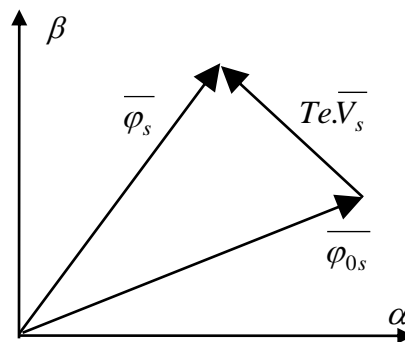


Figure (II.2) : Evolution de l'extrémité de ϕ_s

II.5. Estimation du Flux

Les équations électriques statoriques de la MAS, dans le repère $(\alpha - \beta)$ sont données par :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + \frac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + \frac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

On obtient alors :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot i_{s\alpha}) \cdot dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot i_{s\beta}) \cdot dt \\ \hat{\phi}_s = \hat{\phi}_{s\alpha} + j \cdot \hat{\phi}_{s\beta} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Si, pour les vitesses élevées, on néglige la chute de tension les équations (IV.8) deviennent :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t V_{s\alpha} \cdot dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t V_{s\beta} \cdot dt \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{cases} \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \delta = \text{Arc tan}\left(\frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

On obtient les tensions et à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) , de la mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformée de Concordia:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_2 - S_3) \end{cases} \quad (II.8)$$

II.6. Estimation du Couple

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ et les grandeurs mesurées du courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ le couple électromagnétique est

donné par :
$$C_e = \frac{3p}{2} (\phi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (II.9)$$

II.7. Elaboration du contrôle de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux ϕ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (II.3 (a)).

La sortie du contrôleur de flux, donnée par la grandeur booléenne cflx, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme le montre la figure (II.3 (b)) ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter.

$|\phi_{ref} - \phi_s| < \Delta\phi$, avec ϕ_{ref} la consigne de flux et $\Delta\phi$ l'écart d'hystérésis du contrôleur.

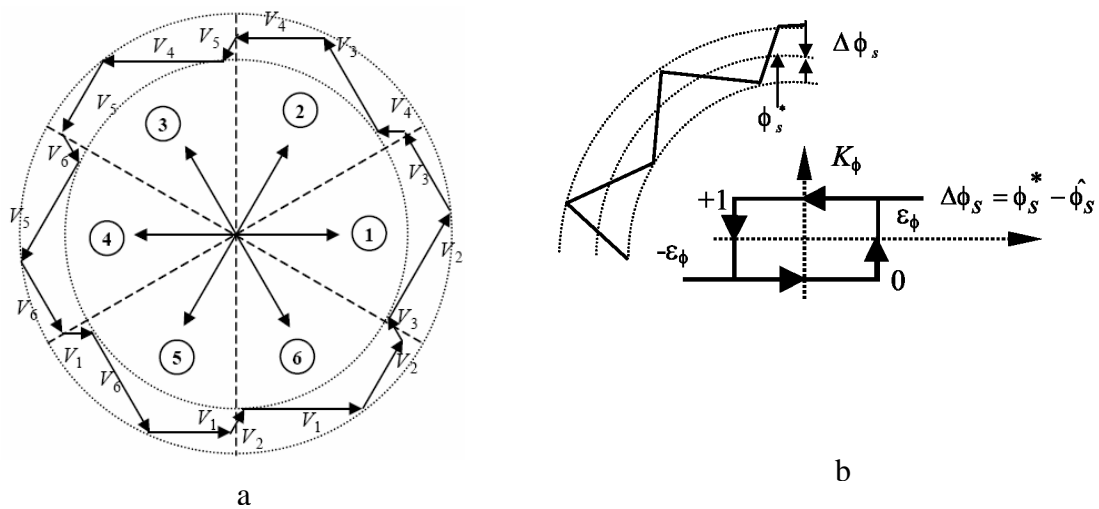


Figure (II.3) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux et sélection de vectrices tensions correspondant

II.8. Le correcteur de couple

Le correcteur à trois niveaux. Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne Cc indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en Valeur absolue (Cc=1 pour une consigne positive et Cc=-1 pour une consigne négative) ou diminuée (Cc=0) [16].

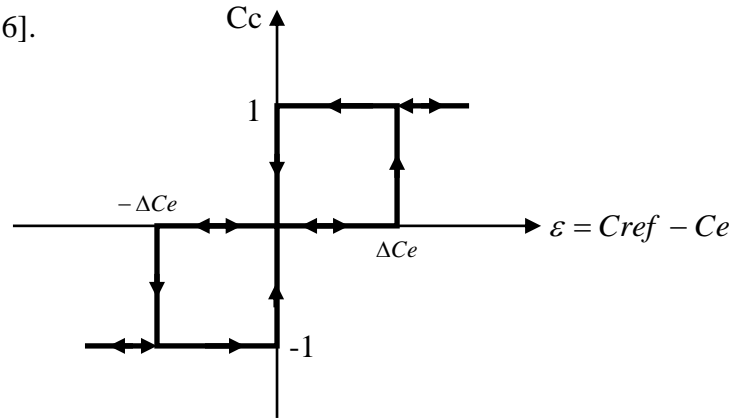


Figure (II.4) : correcteur à hystérésis à trois niveaux

II.9. Sélection des tensions Vs correspondant au contrôle de l'amplitude ϕ_s

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables des sorties du correcteur à hystérésis du flux

Tableau (II.1): Table de commande

		secteur					
		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
cflx=1	ccpl=1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	ccpl=0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	ccpl=-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
cflx=0	ccpl=1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	ccpl=0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	ccpl=-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau(II.1) : Table de vérité tenant compte des deux cas de contrôleur de couple

II.10. Résultats de la simulation et interprétation

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à un modèle du MAS alimenté par un onduleur de tension triphasée, en présence de la boucle de réglage de la vitesse par un correcteur IP.

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, sous l'environnement MATLAB/SIMULINK.

La figure (II.5) qui montre l'évolution du couple, la tension, la vitesse, la positions de sector, le flux statorique dans le repère biphasé et pour une référence variable du couple. Le couple suit convenablement sa référence, tandis que le module de flux n'est pas influé par cette variation.

La figure (II.6) représente les résultats de simulation du couple électromagnétique, du flux statorique, la vitesse de rotation pour démarrage à vide et inverse la sens de rotation, on remarque que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, en plus le flux statorique il se stabilise à sa référence de 1.2 web.

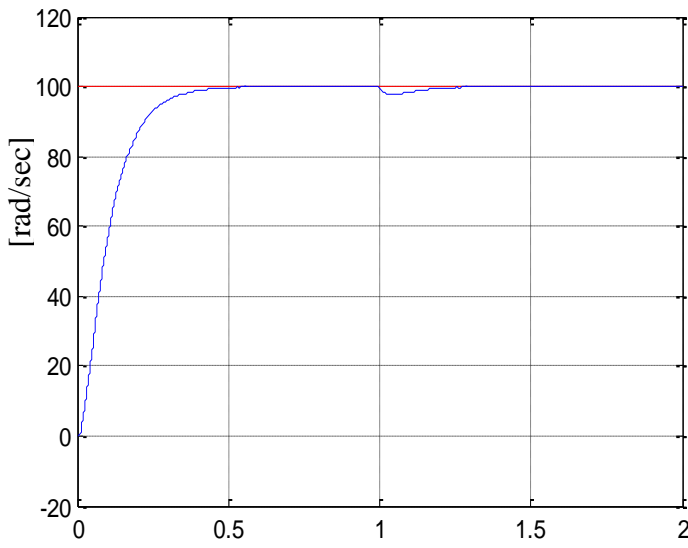


Fig.11.2. Vitesse [rad/sec]

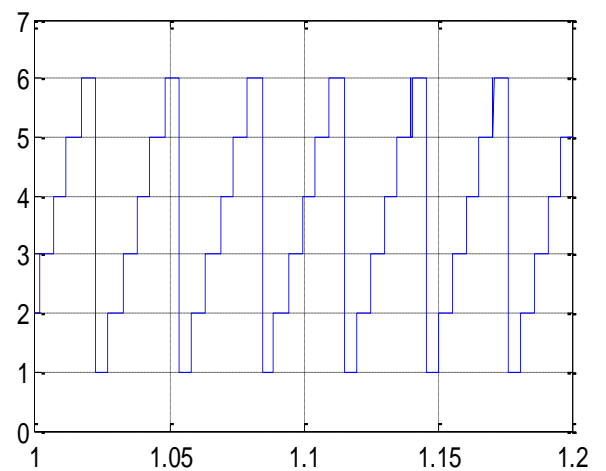
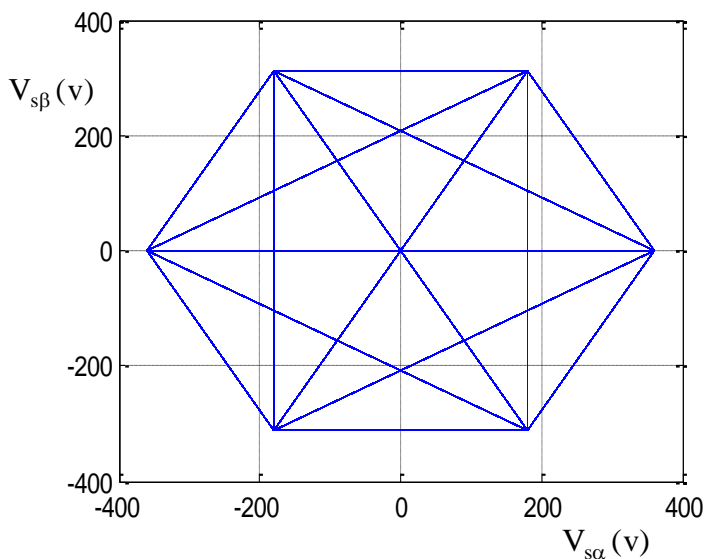
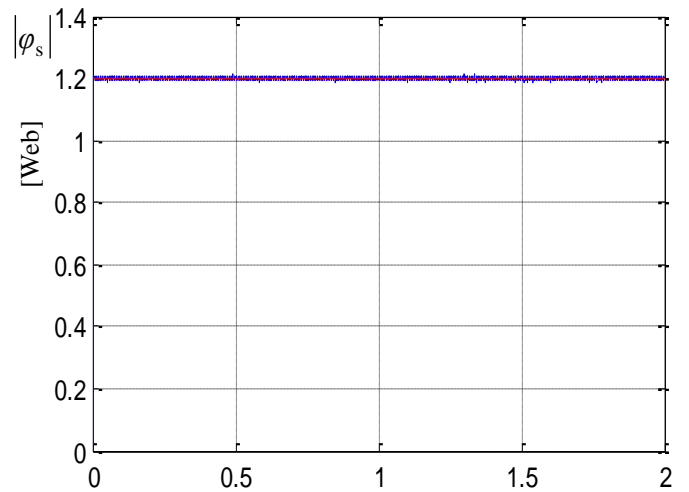
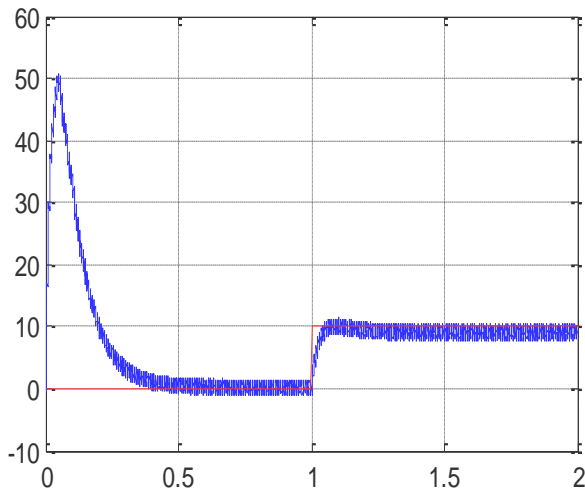
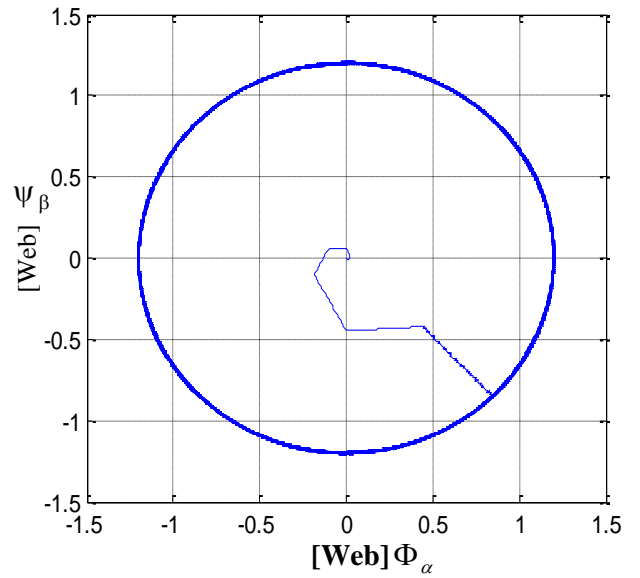


Figure (II.5) Résultats de simulation pour une charge variable.

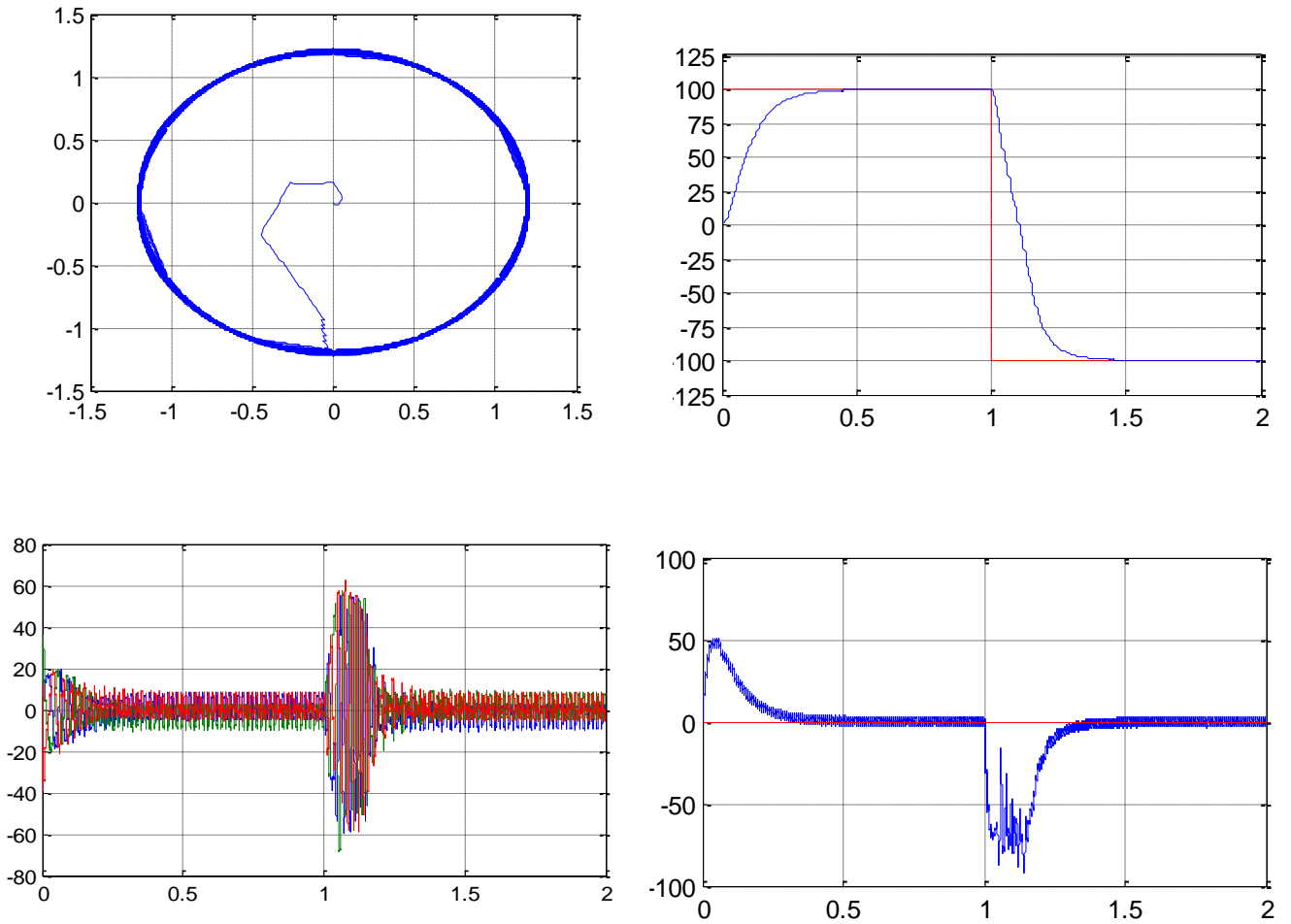


Figure (II.6) *Résultats de simulation pour une charge variable.*

II.11 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux appliquée au moteur asynchrone a cage . On a abordé une structure de commande par DTC appliquée à un modèle du MAS alimenté par un onduleur de tension, On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques de couple et de flux. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (surtout le Couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes .

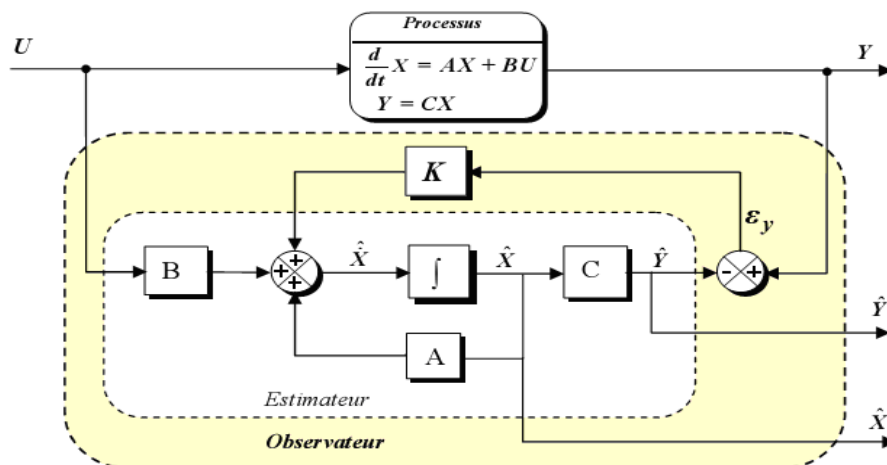
Commande par DTC sans capteur de la MAS

III.1. Commande sans capteur de position

Les structures présentées auparavant nécessitent l'utilisation d'un résolveur et d'un capteur de vitesse suivant la structure d'observateur de couple adoptée. Les capteurs de position sont coûteux, nous avons donc cherché une structure permettant de commander le moteur (autopilotage dans le cas d'une commande ou d'une commande en vitesse) à partir de la seule mesure des courants et des tensions statoriques [12].

III.2. Principe d'un observateur

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



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

A partir du schéma de principe des observateurs représenté par la figure (III.1), nous pouvons mettre en œuvre toutes sortes d'observateurs, leurs différences se situent uniquement

dans la synthèse de la matrice de gain K . 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.

- L'observation se fait en deux étapes : l'estimation se 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.2.1 Filtre de Kalman

Le filtre de Kalman a été introduit au début des années soixante. Il a été appliqué à des domaines aussi variés que l'aéronautique, la navigation maritime, le pilotage de missiles, le nucléaire etc....

Le filtre de Kalman est un estimateur d'état qui repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrélés des états estimés ; de plus, les bruits d'états doivent être décorrélés des bruits de mesure.

Même si fondamentalement le filtre de Kalman est un estimateur d'état, on peut aussi considérer l'état paramétrique d'un système comme une généralisation de la notion d'état. Grâce à ces hypothèses, le filtre devient un algorithme d'identification que l'on peut interpréter comme un algorithme des moindres carrés récursifs perfectionné. On peut aussi envisager l'estimation simultanée d'état et des paramètres, ce qui conduit au filtre de Kalman étendu [14].

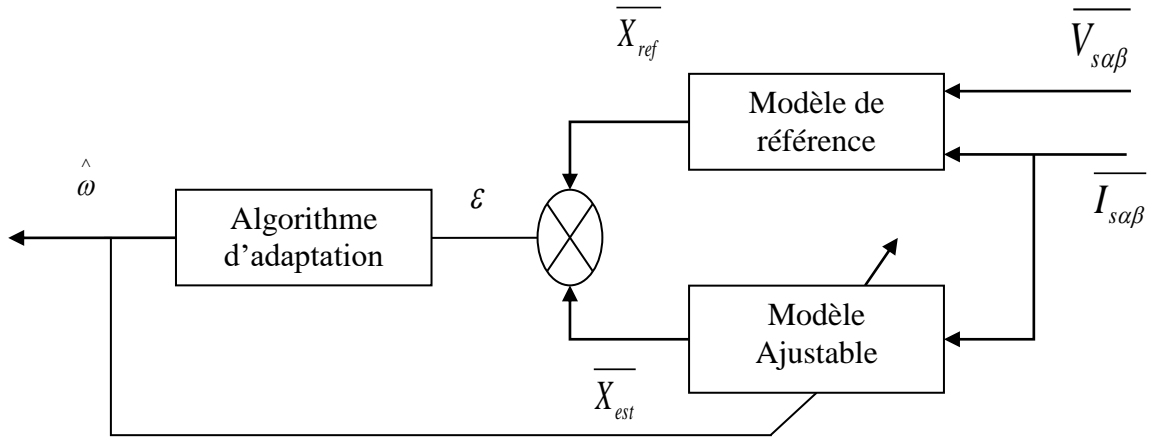
III.2-2 Observateur de type Luenberger

La structure d'un observateur d'état est celle indiquée sur la figure (VI.12). Elle fait intervenir tout d'abord un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui porte également le nom de prédiction et qui est caractérisé par la même dynamique que celle du système. La structure fonctionnant en boucle fermée obtenue par l'introduction d'une matrice de gain L permet d'imposer la dynamique propre à cet observateur [14].

III.2.3 Système adaptatif avec modèle de référence MRAS

La première étude sur le système adaptatif de la vitesse par modèle de référence de la machine asynchrone est proposée par Schauder. Elle est basée sur les sorties de deux estimateurs. Le premier appelé modèle de référence (modèle en tension) et le deuxième modèle ajustable (modèle en courant). L'erreur entre les sorties de deux estimateurs pilote un algorithme d'adaptation générant la vitesse estimée.

La figure (III.2) illustre la structure MRAS [12].



Figure(III.2) structure MRAS

III.3. MRAS base sur l'estimation du flux rotorique

La structure MRAS la plus courante se base sur les modèles tensions et courants de la machine asynchrone.

Soit $\hat{\Phi}_r$ la valeur estime de Φ_r et $\hat{\omega}_r$ la valeur estimée ω_r dans le référence du stator ($\alpha - \beta$)

a- pour le stator

$$V_s = R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} + \frac{M}{L_s} \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} \quad (III.1)$$

b- pour le rotor

$$0 = \left(\frac{1}{\tau_r} - j\omega \right) \bar{\phi}_r - \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} \quad (III.2)$$

Le modèle de référence (Tension) est comme suit :

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = + \frac{L_s}{M} \left(V_s - R_s \bar{I}_s + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s}{dt} \right) \quad (III.3)$$

$$\text{Alors } \bar{\phi}_r = \frac{L_s}{M} \int (V_s - R_s \bar{I}_s) dt - \frac{L_s}{M} \sigma L_s \bar{I}_s \quad (III.4)$$

Le modèle ajustable (courant) est le suivant :

$$\frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \bar{\phi}_r + \frac{M}{\tau_r} \bar{I}_s \quad (III.5)$$

$$\text{Alors } \phi_r = \int \left[\left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \overline{\phi_r} + \frac{M}{\tau_r} \overline{I_s} \right] dt \quad (\text{III.6})$$

Pour la détermination du mécanisme d'adaptation on suppose que le flux réel est estimé et donnée par l'équation du rotor :

$$\frac{\dot{\phi}_r}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \overline{\phi_r} + \frac{M}{\tau_r} \overline{I_s} \quad (\text{III.7})$$

Le flux estimé :

$$\frac{\dot{\hat{\phi}_r}}{dt} = \left(-\frac{1}{\tau_r} + j\omega \right) \hat{\phi}_r + \frac{M}{\tau_r} \overline{I_s} \quad (\text{III.8})$$

On peut définir une erreur vectorielle statique comme suit :

$$\overline{\varepsilon} = \overline{\phi_r} - \hat{\phi}_r \quad (\text{III.9})$$

Alors l'erreur dynamique est donné par :

$$\overline{\varepsilon} = \phi_{rq} \hat{\phi}_{rd} - \phi_{rd} \hat{\phi}_{rq} \quad (\text{III.10})$$

À partir du critère de POPOV. Le mécanisme choisi dans notre cas est donné par [10][12] :

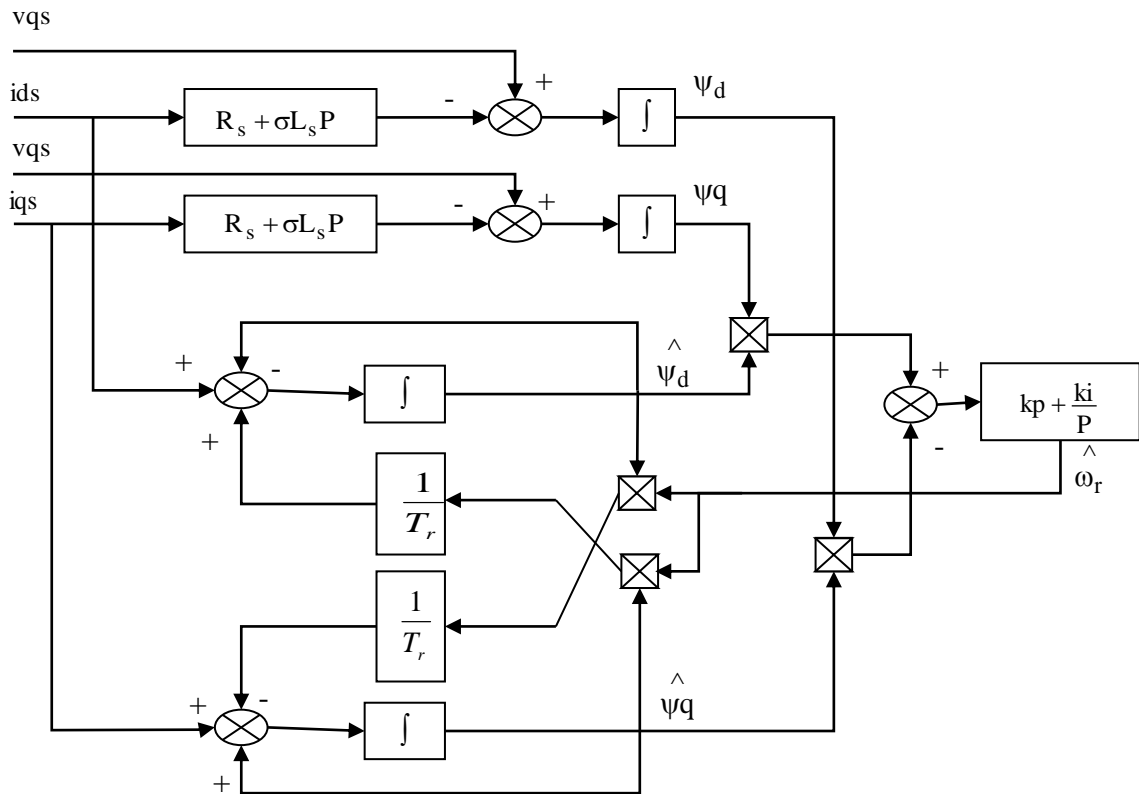
$$\hat{\omega} = K_p \left(\phi_{rq} \hat{\phi}_{rd} - \phi_{rd} \hat{\phi}_{rq} \right) + K_i \int \left(\phi_{rq} \hat{\phi}_{rd} - \phi_{rd} \hat{\phi}_{rq} \right) dt \quad (\text{III.11})$$

Avec : K_p, K_i des constantes positive

Remarque :

➤ L'action integrale de l'estimateur est suffisante pour nous fournir la vitesse estimee. toutefois, une action proportionnelle sera ajoutee afin d'augmenter la dynamique de l'estimateur lors d'une variation de la vitesse. ces parametres de reglage sont choisis, la plupart du temps, d'une façon empirique.

➤ Le choix du gain K_i détermine la bande passante de l'estimateur donc son temps de réponse. Nous avons intérêt à augmenter ce gain pour accélérer la réponse de l'estimateur mais un gain trop élevé induit une mauvaise atténuation du bruit à l'entrée de l'estimateur (surtout celui de l'onduleur) et même peut conduire à un fonctionnement instable.



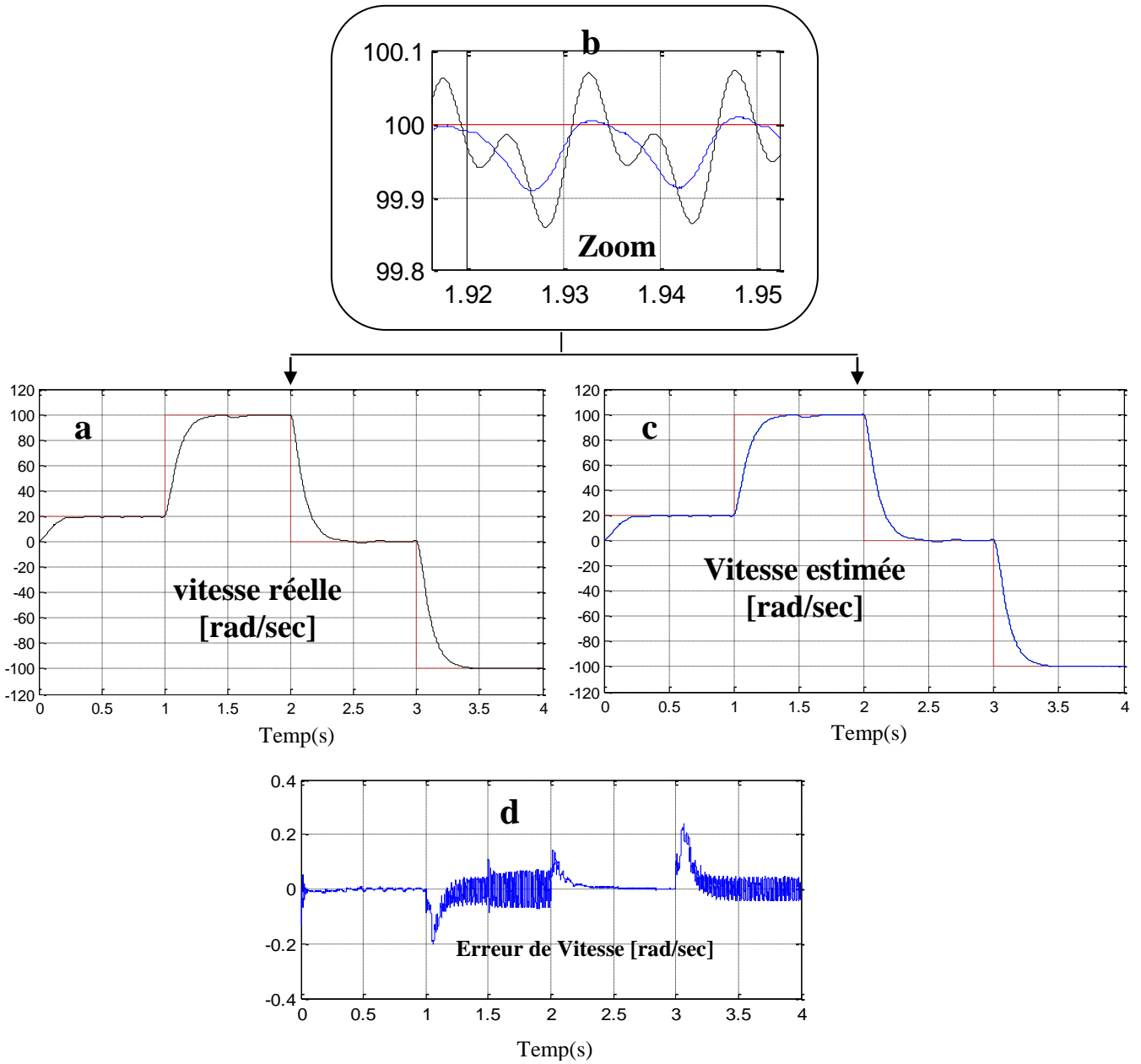
Figure(III.3) Schéma de Principe d'un observateur MRAS

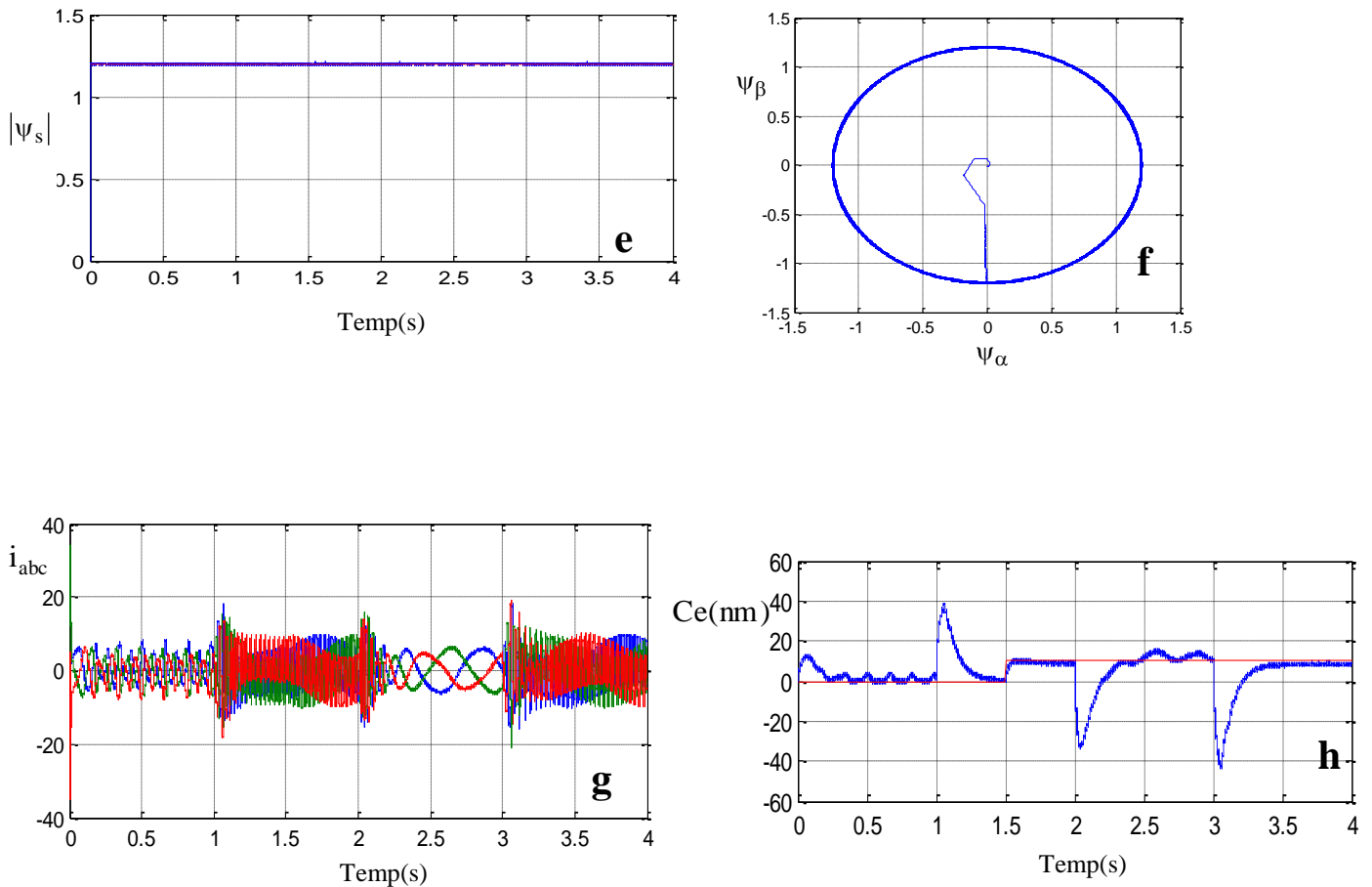
III.4. Schéma globale de la commande par DTC sans capteurs

Le schéma global de la commande par DTC sans capteurs mécaniques est représenté sur la figure II.4

100rad/s, une charge de 10Nm est appliquée pendant toute la durée de la simulation, à $t=2$ s en inverse le sens de rotation.

La figure II.5 (a ,b,c,d) représente les profils de références de la vitesse la vitesse réelle et estimé et l'erre de estimation.





Figure(III.5) Résultats de simulation de démarrage a vide - charge variable - basses vitesses et inverse le sens de rotations

les résultats de simulation de la commande vectorielle où L'observateur par MRAS est utilisé pour l'estimation de la vitesse, le test de robustesse est fait a basses vitesses et la inversion le sensé de rotation avec la injection une charge .

D'après ces résultats on remarque que le flux et la vitesse estimés par MRAS suivent l'évolution de la vitesse réelle du moteur avec une erreur statique faible .

Les résultats obtenus en simulation montrent l'efficacité MRAS observateur .Ils se traduisent par une erreur d'estimation très petite pour démarrage à vide et on injecte une charge ainsi que la inverse la sens de rotation et dans les basses vitesses

III.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé la méthode d'estimation de la vitesse par MRAS. En suite, les principes des observateurs d'états ont été traités, d'abord avec l'observateur de vitesse de type MRAS, Ces techniques sont exploitées dans une commande DTC sans capteur de vitesse.

Les résultats de la simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse sont satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global.

Concernant le fonctionnement à bases vitesses, et montré que la caractéristique de la vitesse estimée par la MRAS est satisfaisante et montre une bonne réponse dynamique

Conclusion générale

Le travail réalisé, dans le cadre de cette thèse, a permis de développer une structure de commande des machines asynchrone, peu sensible aux variations de paramètres de la machine et ne nécessitant pas de capteur mécanique.

Cette structure de commande appelée contrôle direct du couple (DTC), se présente comme une alternative aux commandes vectorielles basées sur l'orientation sur le flux rotorique.

Ces derniers étaient jusqu'à alors très long largement répondus dans les applications de traction et propulsion ou de machines-outils.

En première étape de ce travail est consisté à étudier les concepts théoriques concernant la modélisation de la machine asynchrone.

En deuxième étape, on a examiné deux structures peuvent assurer la commande par flux orienté d'une machine asynchrone alimentée en courant (commande directe) et en tension (commande indirecte), avec contrôle de la vitesse. De plus on a présenté le principe de fonctionnement de la DTC.

La troisième partie de ce travail, on a représenté la stratégie de commande directe de couple, par la suite, on a pu analyser le comportement de la commande sur une gamme très importante et très représentative d'un fonctionnement en traction. Les différents résultats de ces études ont permis d'évaluer les avantages et performance et contrôle direct du couple. La structure du contrôle direct du couple a été développée dans l'environnement «**MATLAB/SIMULINK**».

Le travail effectué dans ce mémoire propose une amélioration de la commande Par DTC d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension

Par l'élimination du capteur de vitesse, et après avoir cité des commandes sans capteurs mécaniques, nous avons choisi la MRAS, car elle est la plus simple à implanter et se classe parmi les meilleures techniques. La MRAS proposée dans ce travail utilise le flux rotorique. La motivation pour l'usage de la commande sans capteur avec la MAS obtient un fonctionnement robuste est moins cher en éliminant le capteur de position qui est fragile et coûteux).

Comme perspectives de ce présent travail, on propose:

- Etude et développer des procédures plus efficaces pour réduire l'ondulation du couple.

- Utilisation des régulateurs entrant dans le cadre de l'intelligence artificielle tel que logique floue, réseaux de neurone et algorithmes génétiques au lieu du régulateur classique PI pour la régulation de la vitesse.
- l'utilisation des techniques robustes d'observation tel qu'à mode glissant ou à H_{∞} .

Annexe A***Paramètres et caractéristiques de la machine à induction*****Paramètres de la machine**

Résistance statorique	$R_s=1.2$	Ω
Résistance rotorique	$R_r=1.8$	Ω
Inductance cyclique au stator	$L_s=0.1558$	H
Inductance cyclique au rotor	$L_r=0.1568$	H
Inductance magnétique	$M=0.15$	H
Moment d'inertie	0.07	Kg.m^2
Nombre de paires de pôle	2	

Bibliographie

- [1]-REZGUI SALAH EDDINE "commande de machine électrique en environnement Matlab/Simulink et Temps Réel Application à la machine asynchrone: Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques SVPWM, Mode Glissant, MRAS " mémoire de magister Université Mentouri de Constantine -Alger ,2009.
- [2]-CHEKROUN Soufyane" COMMANDE NEURO-FLOUE SANS CAPTEUR DE VITESSE D'UNEMACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE " mémoire de magister ,ENSET d'Oran –Alger, 2009.
- [3]-Merzoug Med salah "Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" MEMOIRE de Magister Uni de Batna 2008.
- [4] Franck Morand " Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones" Thèse de Doctorat, 2005
- [5]-Mr KHELDOUN Aissa "Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté" Thèse de Doctorat, Université de Boumerdès –Alger. 2007.
- [6] Litim Lamia « Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique" Université de Batna Magister ,2008.
- [7] Dissa Abdennour “ Contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associée à un Observateur Non Linéaire “ mémoire de magister Université de Batna.2010.
- [8] Faizi Mabrouk.Torki Abd Elmounaam""Contrôle Direct du Couple d'un machine asynchrone "" UNIVERSITÉ MOHAMED KHIDER DE BISKRA MEMOIRE de Ingénieur , 2008
- [9] Chikhi Abdesselem. “Commande Directe du Couple du Moteur Asynchrone-Apport de la Logique Floue” mémoire de magister Université de Batna.2008.
- [10] Ahmad Razani Haron, Nik Rumzi ,Nik Idris “ Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using MATLAB/SIMULINK” IEEE ,International Power and Energy Conference , PECon '06. pp 411 - 415 , 2006.
- [11] Georges SALLOUM” CONTRIBUTION A LA COMMANDE ROBUSTE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION “ Thèse de Doctorat, L'INSTITUT NATIONAL POLYTECHNIQUE DE TOULOUSE 2007
- [12] Fezzani Amor "Commande Robuste de la Machine à Induction par Adaptation Paramétrique" mémoire de magister, Université de Batna ,2009.

[13]-Mr AMEUR AISSA, « COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS DOTÉE D'UN OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET À MODES GLISSANTS », Mémoire magister, Université de Batna, 2005.

[14] Hicham Serhoud "contribution a l'étude de la machine synchrone a réluctance variable " thèse de Magister Univ de Batna ,2009.

[15] Zekkour Abdelhamid" contrôle Direct du Couple du Moteur à Induction Sans Capteur de Vitesse Associé à un Observateur Adaptatif " thèse de Magister Univ de Batna ,2010.

[16] Monsieur TOUFOUTI RIAD" CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE" Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine -Alger ,2008.