

REPUBLIQUE ALGERIENE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTER DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA  
FACULTE DE TECHNOLOGIE  
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE

MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENSION DU DIPLOME DE MASTER  
EN GENIE ELECTRIQUE

**OPTION : COMMANDE DES SYSTEMES ELECTRIQUES**

## **THEME**

---

**Contribution à la commande sans capteur de vitesse de la machine  
asynchrone par l'observation du flux rotorique**

---

**Proposé et dirigé par :**

Dr. DAMKHI Sihem

**Présenté par :**

BOURAS Halima

Année universitaire : 2015 / 2016

N° d'ordre : CSE\_157

# *Dédicace*

*A mes très chères*

*Les fleurs de ma vie ma mère et mon père*

*A mon très chère mon marie*

*A ma petite fille **Douàa***

*A mes frères et mes sœurs*

*A ma belle mère*

*A tout ma famille et la famille de mon  
marie*

*A tout mes amies*



*Dédicace*

*A mes très chères  
les fleurs de ma vie ma mère et mon père  
A mon très chère mon marie  
A ma petite fille Douàa  
A mes frères et mes sœurs  
A la mère de mon marie  
A tout ma famille et la famille de mon mari  
A tout mes amies*

# Remerciement

*Le travail a été effectué au département de Génie électrique de l'université de M'sila. Remerciements à Dieu –le tout puissant– qui ma aidé à réaliser ce modeste travail. Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à tous ceux qui mon aidés de près ou de loin à accomplir ce travail.*

*J'ai remercié particulièrement ma promotrice S-Damkhi qui n'a pas cessé de me donner ses conseils et remarques. Je tiens à remercier tous membres de jury qui ont bien voulu accepter de juger mon travail.*

*Je tiens à remercier vivement toutes personnes qui ma aidés à élaborer et réaliser ce mémoire*

*En fin je tiens à exprimer mon remerciement à tous mes amies et collègues aussi bien soutient tout morale que matériel...*

# Sommaire

Sommaire.....	I
Notations et symboles.....	VI
<b>Introduction Générale.....</b>	<b>1</b>
1 Généralités.....	1
2 Objectif du mémoire.....	2
3 Structure du mémoire.....	2
<b>Chapitre I : Modélisation de la machine asynchrone</b>	
I.1 Introduction .....	3
I.2 Généralités sur la machine .....	4
I.3 Modélisation de la Machine Asynchrone .....	4
I.3.1 Les équations électriques .....	6
I.3.2 Les équations magnétiques.....	6
I.3.3 Les équations mécaniques.....	7
I.4 Transformation de PARK.....	8
I.4.1 Modélisation biphasé de la machine asynchrone.....	9
I.5 Choix du référentiel.....	10
I.6 Modèle vectoriel de la machine asynchrone avec les variables d'états $(\overline{I_s}, \overline{\Phi_r})$ .....	1
I.7 Schéma de simulation de la machine asynchrone dans le repère $(\alpha, \beta)$ .....	12
I.7.1 Résultat de simulation .....	13

---

I.7.2 Interprétation des résultats.....	14
I.8 Conclusion.....	15

## **Chapitre II : Commande vectorielle avec orientation du flux rotorique**

II.1 Introduction.....	16
II.2 Modélisation de l'onduleur de tension .....	17
II.2.1 Commande de l'onduleur de tension .....	19
II.3 Principe de découplage dans une commande vectorielle.....	21
II.3.1 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC).....	22
II.3.2 principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique.....	22
II.4 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension (CVD).....	24
II.4.1 Découplage par compensation.....	24
II.4.2 Schéma de compensation .....	26
II.5 schéma bloc de la commande vectorielle directe a flux rotorique orienté avec l'introduction de l'onduleur de tension.....	27
II.5.1 Estimateur de flux rotorique.....	28
II.7 Résultat de simulation.....	29
II.8 Conclusion .....	32

---

---

## **Chapitre III : Commande sans capteur de vitesse par observateur d'ordre complet Luenberger**

III.1 Introduction.....	33
III.2 Généralité sur les observateurs.....	34
III.2.1 Le principe d'un observateur de Luenberger .....	34
III.2.2 L'observation de la vitesse et du flux par l'observateur de Luenberger .....	36
III. 3 Commande sans capteur de vitesse de la machine à induction.....	40
III.3.1 Commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur de Luenberger.....	40
III.4 Résultats de simulation de commande sans capteur de vitesse .....	42
III.5 Interprétation des résultats .....	43
III.6 Conclusion .....	43
Conclusion Générale.....	44
Annexe A.....	46
Annexe B.....	47
Référence et Bibliographie .....	50

## Notations et symboles

MAS	Machine asynchrone
CV	Commande vectorielle
CVD	Commande vectorielle directe
CSCV	Commande sans capteur de vitesse
PI	Régulateur proportionnel et intégral
FOC	Field oriented control (commande vectorielle par orientation du flux)
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MCC	Machine à courant continu ;
GTO	Gate Turn off thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar transistor
F. e. m	Force électromotrice
$\otimes$	Symbole de produit vectoriel
$s, r$	Indices d'axes correspondent au stator et rotor.
$R_s, R_r$	Résistances d'enroulements statoriques et rotoriques.
$A, B, C$	Indices des trois phases statoriques.
$a, b, c$	Indices des trois phases rotoriques.
$L_s$	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.

$\theta$	Angle de rotation du rotor par rapport au stator.
$\theta_s$	Position de repère de Park par rapport au stator.
$\theta_r$	Position de repère de Park par rapport au rotor.
$\omega_s$	Pulsation électrique statorique.
$\omega_r$	Pulsation de glissement ( $\omega_r = \omega_s - \omega$ )
$\omega$	Vitesse électrique du rotor
$p$	Nombre de paire de pole.
$A$	Matrice fondamentale qui caractérise le système.
$B$	Matrice de commande de système (matrice d'entrée).
$C$	Matrice de sortie.
$\sigma$	Coefficient de dispersion.
$T_s$	Constante du temps statorique.
$T_r$	Constante du temps rotorique.
$V_{sd} V_{sq}$	Vecteur de commande (tension statorique)
$V(x)$	Fonction de Lyapunov
$\sigma l_s$	Inductance de fuite totalisée (stator+rotor) dans le circuit du rotor ramenée au stator

# **Introduction Générale**

## **1 GENERALITE**

L'utilisation de la machine asynchrone comme variateur de vitesse est plus en plus appréciée, d'une part, pour la robustesse mécanique, et d'autre part, grâce à l'essor de l'électronique de puissance et de la microinformatique qui permettent la mise en œuvre de stratégies de commande capables d'atteindre des performances dynamique comparables à celle obtenues avec la machine à courant continu. En effet, l'absence de collecteur dans la machine asynchrone diminue le coût de l'entretien. Le vieillissement et permet de travailler à haute vitesse. De plus, la machine asynchrone offre la possibilité de supporter des surcharges instantanées qui peuvent aller jusqu'à cinq à six fois le courant nominal sans danger de destruction [1]. Le développement de convertisseur et des semi-conducteurs ont permis durant ces trois dernières une décennie une intense activité de recherche sur le développement de l'entraînement électrique à vitesse variable des machines électriques.

L'absence du découplage naturel entre les différentes variables d'entrée et de sortie impose à la machine asynchrone un modèle non linéaire, fortement couplé au contraire à sa simplicité structurelle, ce qui conduit à une très grande difficulté de sa commande. Le problème de complexité de la machine asynchrone a ouvert la voie à plusieurs stratégies de commande, la plus populaire parmi elles est la commande vectorielle. Dans les années 70, la commande vectorielle, dite commande vectorielle à flux orienté, Son principe consiste à éliminer le couplage entre l'inducteur et l'induit de la machine asynchrone, donc elle permet d'obtenir un fonctionnement comparable à celui d'une machine à courant continu [2].

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux souvent très onéreux. Son montage dans les systèmes

d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir à des résultats performants. A fin de préciser ces résultats, il est nécessaire d'appliquer des techniques, permettant la reconstruction de flux et de vitesse. Ces approches portent le nom des techniques de commande sans capteur de vitesse.

## **2 OBJECTIF DU MEMOIRE :**

Le but principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone.

## **3 STRUCTURE DU MEMOIRE :**

Le mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation classique de la machine asynchrone, il s'appuyant sur transformation de Park. Cette transformation permettant de formaliser le système triphasée sous forme d'un système biphasé équivalent. La simulation numérique sous Matlab permet la validation du modèle obtenu.
- Dans le deuxième chapitre nous exposant la technique de commande vectorielle par orientation de flux rotorique, nous présentons son principe et ses types, pour notre étude nous choisissons la commande directe par orientation de flux rotorique. Pour l'entraînement à fréquence variable nous associons à cette technique un onduleur de tension commandé par MLI. L'implantation de la commande directe par orientation de flux rotorique est faite par un Matlab sous Simulink.
- Le troisième chapitre est pour montrer l'efficacité de l'utilisation de la commande présentée dans le chapitre deux mais sans besoin de raccorder un capteur de vitesse au bout de l'arbre de la machine. Cette approche est dite commande sans capteur de vitesse, le flux et/ou la vitesse sont reconstitués à partir des terminaux électriques tensions et courants. L'approche proposée consiste à implanter l'observateur de Luenberger à base des équations de la machine, donc l'observateur réalisant une estimation en ligne de la vitesse de rotation du moteur ce qui nous permet d'éliminer la dépendance de système au capteur physique.

On terminera notre travail par une conclusion générale et des annexes ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'information utilisées.

# Chapitre I

## Modélisation de la machine asynchrone

### I.1 Introduction

La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable, et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître. Dans les pays industrialisés, plus de 60% de l'énergie électrique consommée est transformée en énergie mécanique par des entraînements utilisant les moteurs électriques [3]. La machine asynchrone de nombreux avantages par rapport aux autres types de machines électriques tournantes, parmi lesquels nous pouvons citer : robustesse, faible coût, puissance nominale maximale, vitesse maximale supérieure, facilité d'entretien. Contrairement à la machine à courant continu, elle ne possède pas de collecteur mécanique. Cette absence de collecteur mécanique, fait d'elle la machine la plus présente dans de nombreux domaines comme la chimie, la médecine et l'aérospatiale.

Cependant, ces nombreux avantages ne sont pas sans inconvénient. La machine asynchrone est caractérisée par un couplage non linéaire entre le flux magnétique et le couple moteur, ce qui rend sa commande plus complexe par rapport à celle de la machine à courant continu. Pour atteindre le comportement de la machine, il faut donc élaborer un modèle mathématique porche de comportement physique de la machine. Le modèle mathématique d'une machine asynchrone (MAS) nous facilite largement son étude et permet sa commande dans les différents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent .Dans ce chapitre, le

modèle de Park de la machine asynchrone sera présenté, suivi d'une simulation numérique en utilisant le logiciel SIMULINK sous MATLAB pour le valider.

## I.2 Généralités sur la machine 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 figure(I.1).

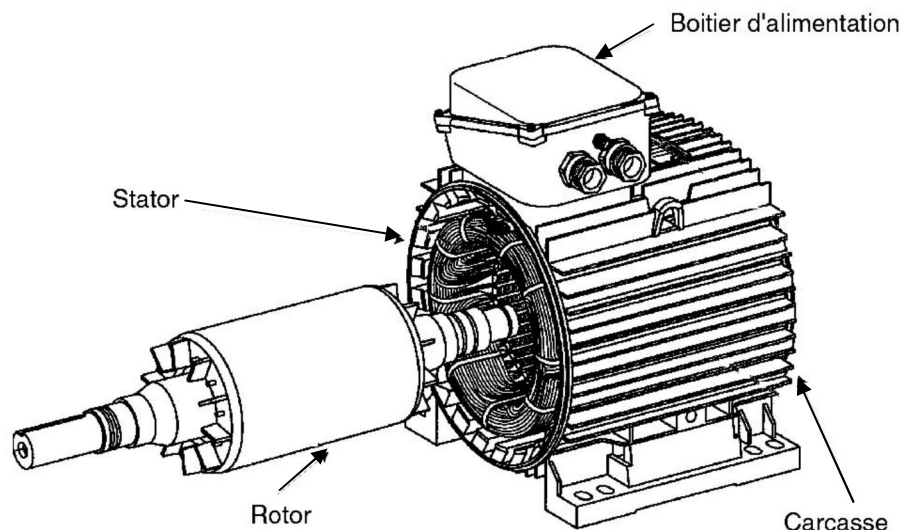


Figure (I.1) : Machine asynchrone avec représentation du rotor et du stator [4]

## I.3 Modélisation de la Machine Asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable. Il est donc évident que l'étape de modélisation est un passage obligé pour concevoir des systèmes de commande performants et adaptés aux variateurs de vitesse. Cette modélisation permet de déduire les lois de commande, en manipulant les équations qui décrivent le comportement de la machine. Ainsi, l'élaboration du modèle mathématique sous forme dynamique de la machine asynchrone est indispensable pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs électromécaniques d'une part et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire s'il y a lieu pour pallier aux différents effets contraignant qui peuvent accompagner généralement les opérations, de démarrage, de variation de vitesse ... etc. Les phénomènes

physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement pris en compte dans un modèle. Plus le nombre d'hypothèses est grand. Plus le modèle sera simple. Dans ce but. Le modèle de la machine asynchrone est élaboré sur la base d'un certain nombre d'hypothèse simplificatrice qui supposent. En générale : [5]

- ✓ L'entrefer d'épaisseur uniforme. Négligeant ainsi l'effet reluctant des encoches.
- ✓ Le circuit magnétique non saturé et à une perméabilité constante. L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température tout en négligeant l'effet de peau et les pertes fer.
- ✓ Le bobinage triphasé est symétrique et la répartition de la force magnétomotrice dans l'entrefer est sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes des hypothèses, on peut citer :

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

En tenant compte de ces hypothèses. La machine asynchrone peut être représentée schématiquement comme indique la figure (I.2).

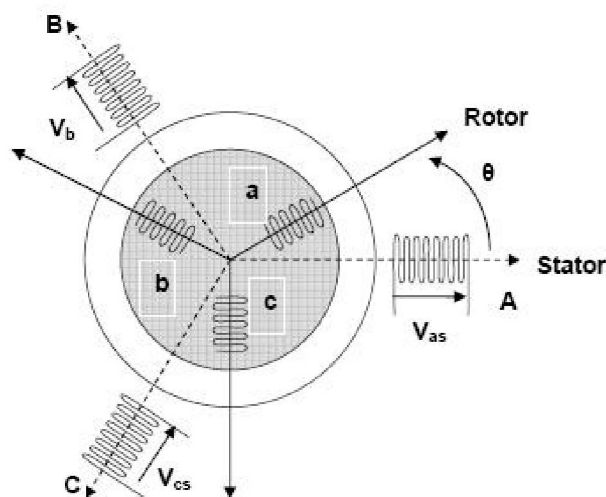


Figure (I.2) : Représentation schématique d'une MAS triphasé [6]

Les trois types d'équations traduisant le comportement de la machine asynchrone sont :

- Les équations électriques
- Les équations magnétiques
- Les équations mécaniques

### I.3.1 Les équations électriques

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

$[V_s] = [V_A \ V_B \ V_C]^T$  : vecteur tension statoriques

$[I_s] = [I_A \ I_B \ I_C]^T$  : vecteur courant statoriques

$[V_r] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$  : vecteur tension rotoriques

$[I_r] = [I_a \ I_b \ I_c]^T$  : vecteur courant rotoriques

$[\Phi_s] = [\Phi_A \ \Phi_B \ \Phi_C]^T$  : vecteur flux statorique

$[\Phi_r] = [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^T$  : vecteur flux rotorique

### I.3.2 Les équations magnétiques

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] * [I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] * [I_s] \end{cases} \quad (I.2)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

Avec :

$M_0$  : Valeur maximale des inductances mutuelles entre phases du stator et la phase correspondante du rotor.

$[L_{ss}]$  : Matrice d'inductances statorique.

$[L_{rr}]$  : Matrice d'inductances rotorique.

$[M_{sr}]$  et  $[M_{rs}]$  : Matrices des inductances mutuelles (stator-rotor).

### I.3.3 Les équations mécaniques

Pour étudier les caractéristiques dynamiques, on introduit l'équation du mouvement suivante :

$$J \frac{d}{dt} \Omega = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (I.3)$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie des masses tournantes

$C_r$  : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine

$\Omega$  : Vitesse mécanique de rotation

$f$  : Coefficient de frottement visqueux

$f\Omega$  : Couple de frottement visqueux

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

La résolution analytique du système d'équations précédentes (I.1), (I.2) qui sont apparaître des difficultés pour la résolution puisque :

.L'ordre du système est élevé.

.La matrice d'inductance est en fonction du temps. On cherche donc une transformation qui réduit l'ordre du système et élimine cette dépendance vis-à-vis du temps [7]. Ce qui conduira

à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendant de la position [8].

### I.4 Transformation de PARK

La transformée de Park, est un outil mathématique utilisé en électrotechnique afin de réaliser un changement de repère dans un système d'axe diphasé ou triphasé. Elle permet de transformer les enroulements statoriques et rotoriques disposés sur trois axes (A, B, C) en des enroulements équivalent du point de vue électrique et magnétique disposés sur deux axes. Elle permet de passer du repère (ABC) vers le repère (uv). Le repère (uv) forme avec le repère (ABC) un angle  $\theta_{obs}$ , dit angle de transformation de Park figure(I.3).

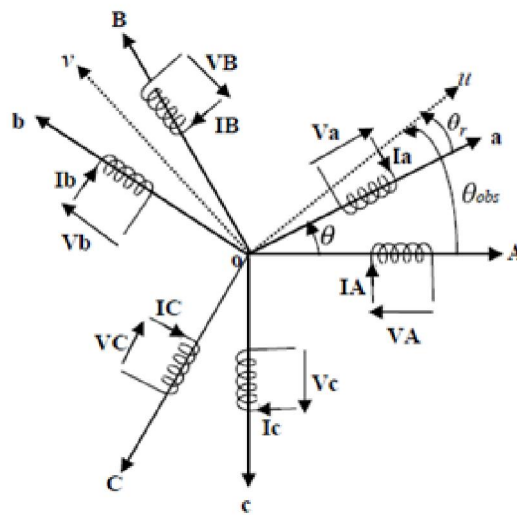


Figure (I.3) : Repérage angulaire des systèmes d'axes dans l'espace électrique [6]

Physiquement, on peut la comprendre comme une transformation des trois enroulements de la MAS à seulement deux enroulements, comme la montre la figure (I.4) :

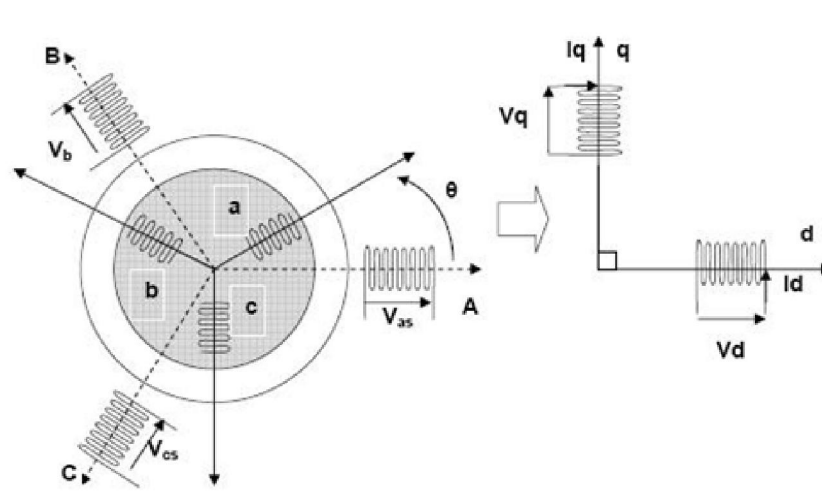


Figure (I.4) : Transformation de Park triphasée biphasé

La transformation de grandeurs triphasées- biphasées est donnée comme suite :

$$\begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} = [A] \begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Avec :

$$[A] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & \cos(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Et

$$\begin{bmatrix} X_A \\ X_B \\ X_C \end{bmatrix} = [A]^{-1} \begin{bmatrix} X_u \\ X_v \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Avec

$$[A]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{\text{obs}}) & -\sin(\theta_{\text{obs}}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_{\text{obs}} - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

#### I.4.1 Modélisation biphasé de la machine asynchrone

##### -Les équations électriques

- **Statorique :**

$$\begin{bmatrix} V_{su} \\ V_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} + \omega_{\text{obs}} \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

- **Rotorique :**

$$\begin{bmatrix} V_{ru} \\ V_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Ou :

$$\omega_r = \omega_{\text{obs}} - \omega$$

### - Les équations magnétiques

- **Statorique :**

$$\begin{bmatrix} \Phi_{su} \\ \Phi_{sv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{L}_s & 0 \\ 0 & \underline{L}_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

- **Rotorique :**

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ru} \\ \Phi_{rv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \underline{L}_r & 0 \\ 0 & \underline{L}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ru} \\ I_{rv} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{su} \\ I_{sv} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Avec:

$\underline{L}_s = L_s - M_s$  : Inductance cyclique propre de l'armature statorique

$M = \frac{3}{2} M_0$  : Inductance cyclique mutuelle des armatures stator-rotor

$\underline{L}_r = L_r - M_r$  : Inductance cyclique propre de l'armature rotorique

### I.5 Choix du référentiel

Le choix du référentiel est déterminé par l'objectif de l'application. Ils existe principalement trois cas :

- Référentiel lié au stator repère  $(\alpha, \beta)$  :  $\omega_{obs} = 0$
- Référentiel lié au rotor repère  $(x, y)$  :  $\omega_{obs} = \omega$
- Référentiel lié au champ tournant repère  $(d, q)$  :  $\omega_{obs} = \omega_s$

### I.6 Modèle biphasé de la machine asynchrone avec les variables d'états $(\mathbf{I}_s, \Phi_r)$

Puisqu'il existe plusieurs possibilités pour le choix des variables d'état [9], nous choisissons le vecteur d'état :  $[\mathbf{I}_s, \Phi_r]^T$  ainsi on exprime  $I_{su}, I_{sv}, \Phi_{ru}$  et  $\Phi_{rv}$  en fonction des variables d'état choisies :

- **Les équations rotorique :**

$$\begin{cases} [V_{ru}] = R_r [i_{ru}] + \frac{d[\Phi_{ru}]}{dt} - (\omega_{obs} - \omega) [\Phi_{rv}] = 0 \\ [V_{rv}] = R_r [i_{rv}] + \frac{d[\Phi_{rv}]}{dt} + (\omega_{obs} - \omega) [\Phi_{ru}] = 0 \end{cases} \quad (I.10)$$

De (I.9) on a :

$$[i_{ru}] = \frac{[\Phi_{ru}] - M[I_{su}]}{f_r} \quad \text{Et} \quad [i_{rv}] = \frac{[\Phi_{rv}] - M[I_{sv}]}{f_r} \quad (\text{I.11})$$

Remplaçant ces équations dans (I.10)

$$[V_{ru}] = R_r \left( \frac{[\Phi_{ru}] - M[I_{su}]}{f_r} \right) + \frac{d\Phi_{ru}}{dt} - (\omega_{\text{obs}} - \omega)[\Phi_{rv}] = 0 \quad (\text{I.12})$$

$$[V_{rv}] = R_r \left( \frac{[\Phi_{rv}] - M[I_{sv}]}{f_r} \right) + \frac{d[\Phi_{rv}]}{dt} + (\omega_{\text{obs}} - \omega)[\Phi_{ru}] = 0$$

Après la simplification de (I.12) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d[\Phi_{ru}]}{dt} = -\frac{[\Phi_{ru}]}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r}[I_{su}] + (\omega_{\text{obs}} - \omega)[\Phi_{rv}] \\ \frac{d[\Phi_{rv}]}{dt} = -\frac{[\Phi_{rv}]}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r}[I_{sv}] - (\omega_{\text{obs}} - \omega)[\Phi_{ru}] \end{cases} \quad (\text{I.13})$$

• **Les équations statorique :**

$$\begin{cases} [V_{su}] = R_s[i_{su}] + \frac{d[\Phi_{su}]}{dt} - \omega_{\text{obs}}[\Phi_{sv}] \\ [V_{sv}] = R_s[i_{sv}] + \frac{d[\Phi_{sv}]}{dt} + \omega_{\text{obs}}[\Phi_{su}] \end{cases} \quad (\text{I.14})$$

De (I.8) et (I.11) on a :

$$\begin{cases} [\Phi_{su}] = \int_s [i_{su}] + M \left( \frac{[\Phi_{ru}] - M[I_{su}]}{f_r} \right) \\ [\Phi_{sv}] = \int_s [i_{sv}] + M \left( \frac{[\Phi_{rv}] - M[I_{sv}]}{f_r} \right) \end{cases} \quad (\text{I.15})$$

Remplaçant ce système dans (I.14) on aura :

$$[V_{su}] = R_s[i_{su}] + \frac{d}{dt} \left( \int_s [i_{su}] + M \left( \frac{[\Phi_{ru}] - M[I_{su}]}{f_r} \right) \right) - \omega_{\text{obs}} \left( \int_s [i_{sv}] + M \left( \frac{[\Phi_{rv}] - M[I_{sv}]}{f_r} \right) \right) \quad (\text{I.16})$$

$$[V_{sv}] = R_s[i_{sv}] + \frac{d}{dt} \left( \int_s [i_{sv}] + M \left( \frac{[\Phi_{rv}] - M[I_{sv}]}{f_r} \right) \right) + \omega_{\text{obs}} \left( \int_s [i_{su}] + M \left( \frac{[\Phi_{ru}] - M[I_{su}]}{f_r} \right) \right)$$

(I.16) devient après simplification :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} [i_{su}] = \frac{1}{R_\sigma \tau_\sigma} V_{su} - \frac{1}{\tau_\sigma} [i_{su}] + \omega_{obs} [i_{sv}] + \frac{K_r}{\tau_r \tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{ru}] + \omega \frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{rv}] \\ \frac{d}{dt} [i_{sv}] = \frac{1}{R_\sigma \tau_\sigma} V_{sv} - \frac{1}{\tau_\sigma} [i_{sv}] - \omega_{obs} [i_{su}] + \frac{K_r}{\tau_r \tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{rv}] - \omega \frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{ru}] \end{cases} \quad (I.17)$$

Avec :

$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{f_s f_r} \quad : \text{Coefficient de dispersion}$$

$$R_\sigma = R_s + k_r^2 R_r \quad : \text{Résistance équivalente ramenée au stator}$$

$$k_r = \frac{M}{f_r} \quad : \text{Facture de couplage du rotor}$$

$$\tau_\sigma = \frac{\sigma f_s}{R_\sigma} \quad : \text{Constante de temps transitoire statorique}$$

$$\tau_r = \frac{f_r}{R_r} \quad : \text{Constante de temps rotorique}$$

Le système (I.13) et (I.17) dans le repère  $(\alpha, \beta)$  deviennent :

$$\begin{aligned} \frac{d[\Phi_{r\alpha}]}{dt} &= -\frac{[\Phi_{r\alpha}]}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r} [I_{s\alpha}] - \omega [\Phi_{r\beta}] \\ \frac{d[\Phi_{r\beta}]}{dt} &= -\frac{[\Phi_{r\beta}]}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r} [I_{s\beta}] + \omega [\Phi_{r\alpha}] \end{aligned} \quad (I.18)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [i_{s\alpha}] &= \frac{1}{R_\sigma \tau_\sigma} V_{s\alpha} - \frac{1}{\tau_\sigma} [i_{s\alpha}] + \frac{K_r}{\tau_r \tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{r\alpha}] + \omega \frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{r\beta}] \\ \frac{d}{dt} [i_{s\beta}] &= \frac{1}{R_\sigma \tau_\sigma} V_{s\beta} - \frac{1}{\tau_\sigma} [i_{s\beta}] + \frac{K_r}{\tau_r \tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{r\beta}] - \omega \frac{K_r}{\tau_\sigma R_\sigma} [\Phi_{r\alpha}] \end{aligned}$$

L'équation de couple est donnée comme suite :

$$C_{em} = P \cdot K_r \cdot (\Phi_{r\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{r\beta} I_{s\alpha}) \quad (I.19)$$

## I.7 Schéma de simulation de la machine asynchrone dans repère $(\alpha, \beta)$ :

La simulation numérique est bien connue aujourd'hui dans le domaine des machines électriques. Elle nous permet de voir le comportement des systèmes physiques avec beaucoup

de précision. Le schéma bloc de la machine asynchrone dans repère stationnaire est illustré sur la figure (I.5).

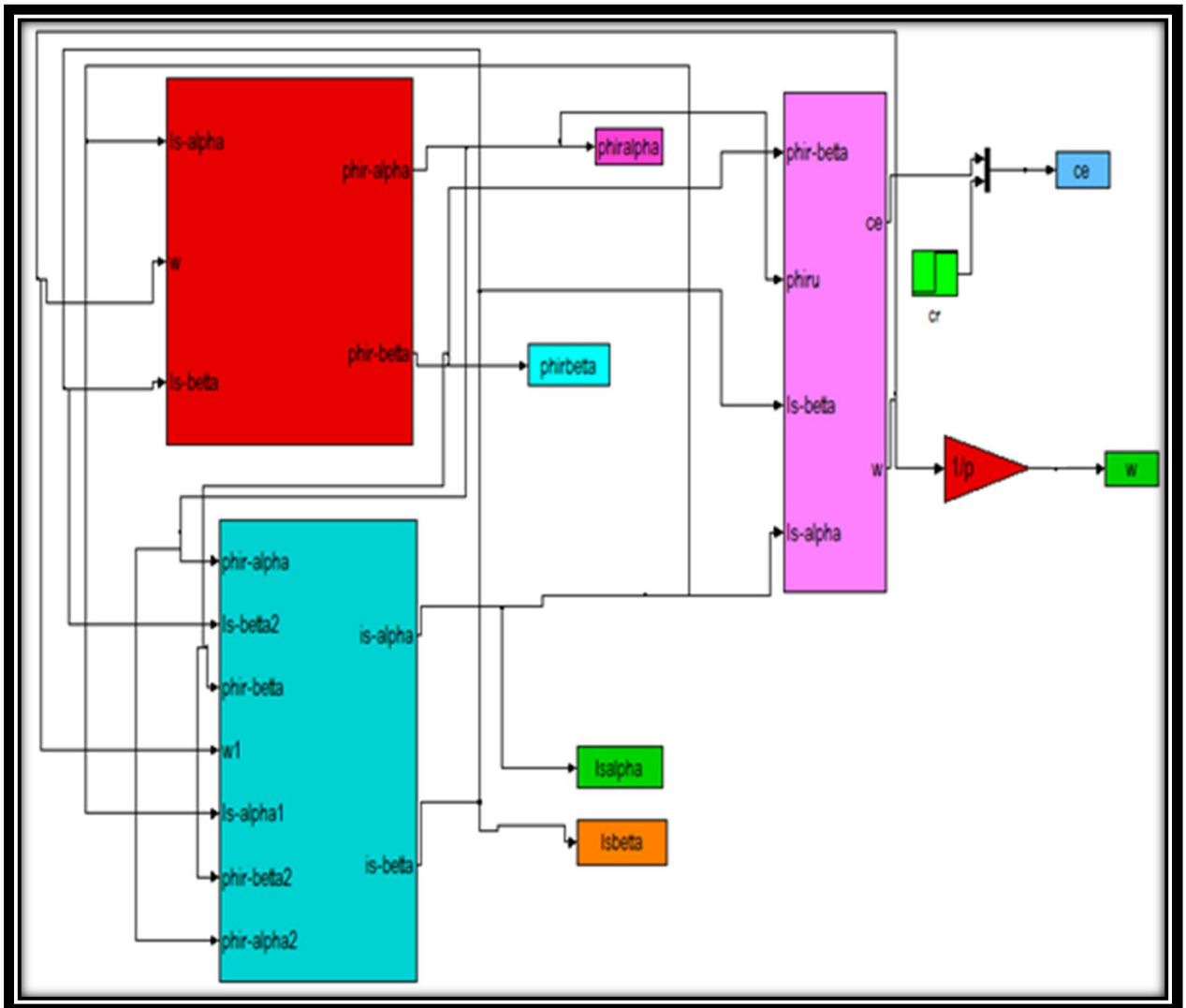


Figure (I.5) : Schéma de simulation en MATLAB SIMULINK d'une MAS

### I.7.1 Résultat de simulation

Nous avons simulé notre machine illustrée par figure (I.5), la simulation a été effectuée sous MATLAB SIMULINK. Les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe A.

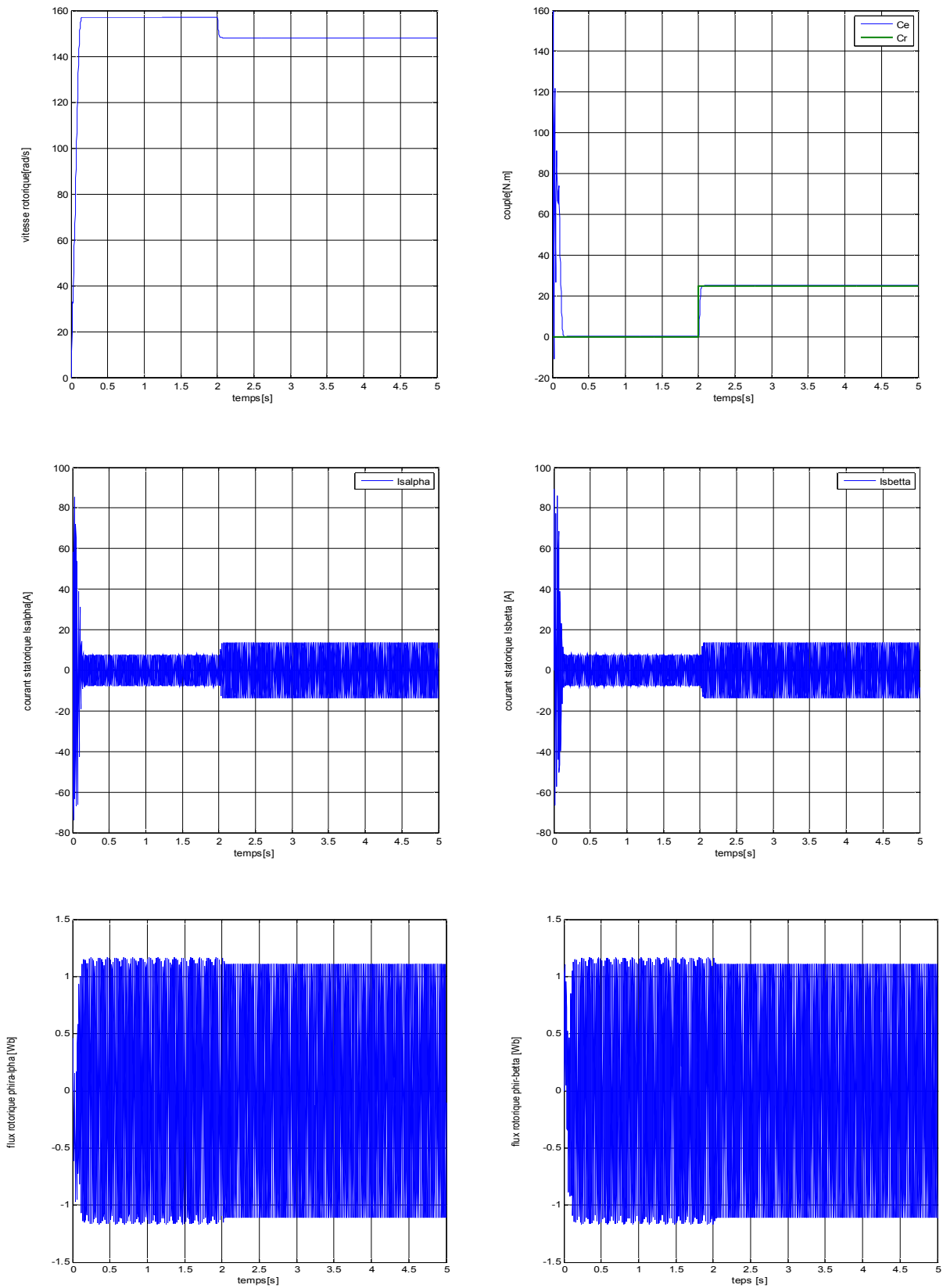


Figure (I.6) : Résultats de simulation de la machine asynchrone avec l'application de charge à l'instant  $t=2\text{s}$

### I.7.2 Interprétation des résultats

La figure (I.6) représente les résultats de simulation du modèle de Park de la machine asynchrone alimentée en tension dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ . Lors de démarrage, un fort appel du courant apparaît et qui est nécessaire à développer un couple. Ce couple atteint donc une valeur puis se stabilise après quelques oscillations à une valeur de couple de charge en régime permanent. Les résultats de cette simulation montrent bien le fort couplage existant entre les différentes variables (couple, flux) indiquant le caractère non linéaire de la machine asynchrone. Le comportement de la machine reste identique à celui dont la machine est alimentée par le réseau, cependant on remarque une augmentation du temps de démarrage ainsi que des ondulations supplémentaires sur les courbes du couple et des courants.

### I.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation et la simulation de la machine asynchrone en passant du système réel triphasé au système biphasé linéaire dans le cadre de la transformation de Park. Les résultats de simulation obtenus valident le modèle établi et dévoile un comportement non linéaire de la machine en démontrant explicitement le fort couplage existant entre le couple électromagnétique et le flux rotorique. La simulation du modèle de la machine asynchrone nous permet de valider le modèle établi et de montrer notamment le caractère bien connu de la non linéarité entre les grandeurs flux et couple.

Pour le but de contrôler les grandeurs de sortie sans interaction entre elles, on a recours à la commande vectorielle par orientation du flux. Cette dernière qui permette d'avoir un contrôle indépendant du couple et du flux fera l'objet du chapitre suivant.

# Chapitre II

## Commande vectorielle par orientation du flux rotorique

### II.1 Introduction

La commande de la machine asynchrone est devenue un domaine de recherche très actif durant ces dernières décennies. Cet intérêt est motivé par le besoin de prendre sa structure d'état non-linéaire [10]. Différentes méthodes de commande de la machine asynchrone ont été proposées dans la littérature. Cependant, la commande par orientation de flux, qui assure un découplage entre les variables de commande, reste la plus utilisée, vu les performances dynamiques élevées qu'elle offre pour une large gamme d'applications [1].

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique a été rendue possible grâce au développement des technologies des semi-conducteurs dans les convertisseurs. En effet, l'apparition des thyristors GTO et par la suite, des transistors IGBT a permis le développement des onduleurs à modulation d'impulsion (MLI) performants, fiables et proposés à un coût non prohibitif. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé, la commande vectorielle à flux orienté pourrait être implantée dans des conditions satisfaisantes.

Après la modélisation de la machine asynchrone, nous étudierons la commande vectorielle de la machine par l'orientation de flux rotorique. Ensuite nous présenterons le schéma de simulation de cette commande avec les résultats de simulation obtenus.

## II.2 Modélisation de l'onduleur de tension :

Les onduleurs sont des convertisseurs statiques continu alternatif permettent de produire une source de tension alternative à partir d'une source de tension continue. L'onduleur de tension transforme un signal constant en un signal alternatif dont nous pouvons contrôler l'amplitude et la fréquence. Le réglage de la vitesse (ou de la position) du rotor d'une machine asynchrone se réalise logiquement par action simultanée sur les interrupteurs de la tension constituant l'onduleur. La machine asynchrone est alimentée par onduleur de tension à modulation de la largeur d'impulsion (M.L.I) figure (II.1). L'alimentation continue de l'onduleur est fournie à partir du secteur (220V/380V) via un redresseur à diodes et un filtre LC.

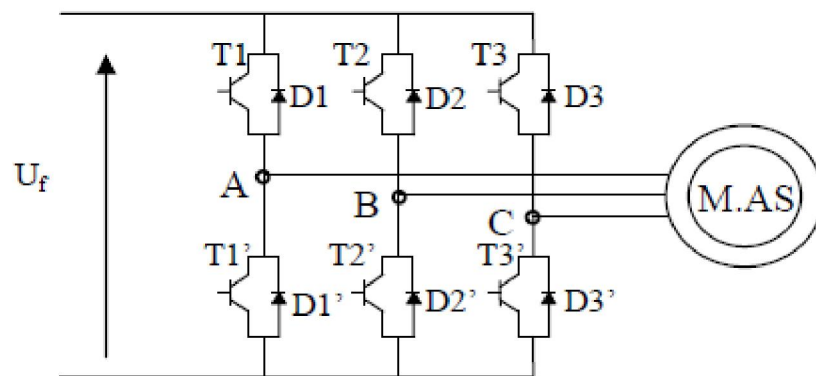


Figure (II.1) : Schéma de l'onduleur associé à la machine asynchrone

L'onduleur de tension est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor ou un thyristor. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie de l'onduleur deux niveaux de tension figure(II.2). Un bras de l'onduleur est représenté par le schéma de principe d'un onduleur qui représenté par la figure suivante :

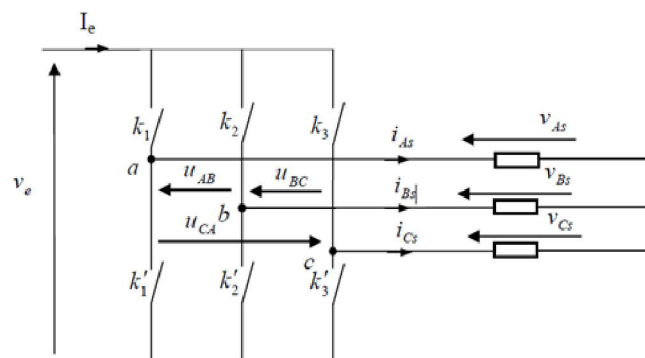


Figure (II-2) : Schéma équivalent de l'onduleur

Où

$V_e$  : Tension d'entrée continue de l'onduleur.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique  $K_{ij}$  qui détermine ses états de conduction. Puisque la conduction est continue un seul interrupteur sera fermé.

$$K_{ij} = \begin{cases} 0 & \text{si } K_i \text{ est ouvert, } K'_i \text{ est fermé} \\ 1 & \text{si } K_i \text{ est fermé, } K'_i \text{ est ouvert} \end{cases}$$

Se signifier que :

$K_{ij}$  ouvert alors  $I_k = 0$  ;  $V_k \neq 0$

$K_{ij}$  Fermé alors  $I_k \neq 0$  ;  $V_k = 0$

Ainsi les tensions de ligne sont donnée par :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AS} - V_{BS} = V_K(K_1 - K_2) \\ V_{BC} = V_{BS} - V_{CS} = V_K(K_2 - K_3) \\ V_{CA} = V_{CS} - V_{AS} = V_K(K_3 - K_1) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Ou

$V_{AS}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{CS}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur (tensions continues)

En sachant que les tensions  $V_{AS}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{CS}$  forment un système triphasé équilibré il vient :

$$\begin{cases} V_{AS} = \frac{V_e}{3}(2K_1 - K_2 - K_3) \\ V_{BS} = \frac{V_e}{3}(-K_1 + 2K_2 + K_3) \\ V_{CS} = \frac{V_e}{3}(-K_1 + K_2 - 2K_3) \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Le système d'équations précédent peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} = \frac{V_e}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Si on prend:  $V_{AS}$ ,  $V_{BS}$ ,  $V_{CS}$  sont les tensions d'entrées de l'onduleur, donc  $V_{as}$ ,  $V_{bs}$ ,  $V_{cs}$  sont les tensions de sorties de cet onduleur. Par conséquent, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu alternatif, soit alors :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = [T] \begin{bmatrix} V_{AS} \\ V_{BS} \\ V_{CS} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Cela signifie que :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

### II.2.1 Commande de l'onduleur de tension

L'objectif de la commande est de générer les ordres d'ouverture et de fermeture des interrupteurs de sorte que la tension créée par l'onduleur soit la plus proche de la tension de référence. Plusieurs méthodes sont utilisées pour commander les interrupteurs de l'onduleur de tension. La stratégie la plus utilisée est la modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM), elle consiste à découper la tension de sortie générée par le convertisseur en série de motifs élémentaire de période très faible. Les techniques de modulation de largeur d'impulsion sont multiples : le choix d'une d'entre elle dépend du type de commande que l'on appliquera au convertisseur de tension. En générale. Les plus utilisées sont :

- Commande en courant (MLI hystérésis)
- Commande en tension (MLI sinus-triangulaire)

• **La M.L.I. sinus-triangle** : est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse. En triphasé, les trois référence sinusoïdales sont déphasées de  $\frac{2\pi}{3}$  à la même fréquence,  $f$ .

La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire) définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence (HF)

par rapport au signal de référence. Pour une référence sinusoïdale, deux Paramètres suffisent pour caractériser la commande :

- L'indice de modulation ( $m$ ), égal au rapport  $f_m/f_p$  des fréquences de modulation et de références.
- Le coefficient de réglage en tension ( $r$ ), égal au rapport de l'amplitude de la référence à la valeur de Crête de modulation ( $V_m/V_{pm}$ ).

Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure (II.3) qui consiste à comparer un signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (modulatrice). On représente deux MLI générées par la comparaison de deux signaux de la porteuse en triangle, avec le même signal sinusoïdal de fréquence. Ces MLI sont obtenues comme suite :

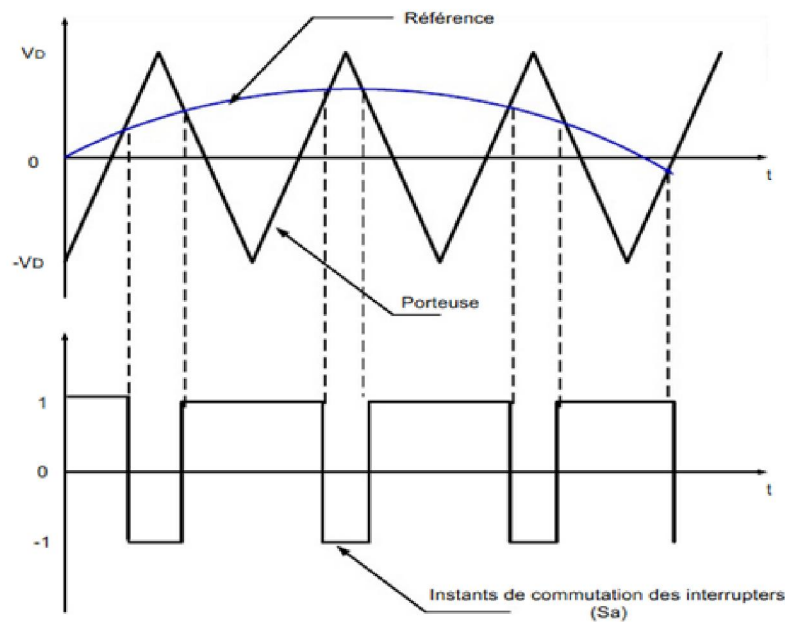
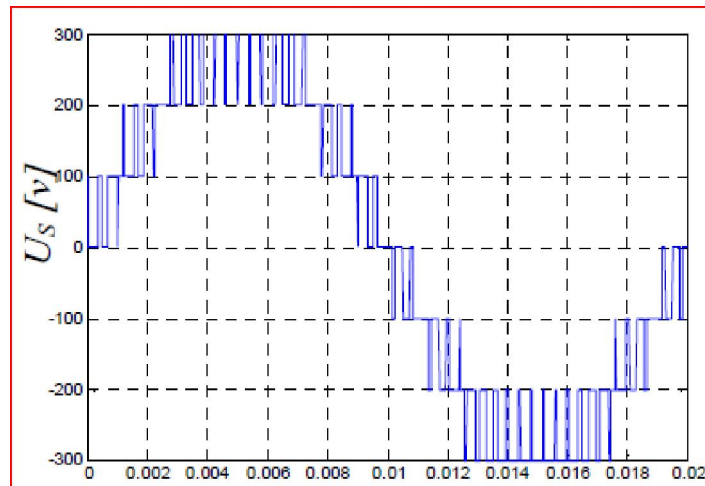


Figure (II.3) : le signal de MLI sinus-triangle

Cette stratégie de commande est caractérisée par deux paramètres :

- ✓ Le coefficient de modulation (rapport entre la fréquence de porteuse  $f_p$  et la fréquence du signal de référence  $f_{ref}$ ).
- ✓ Le coefficient de réglage en tension  $r$  ; égale au rapport de l'amplitude de tension signal référence à la valeur crête  $\frac{U_{dc}}{2}$  de la porteuse.

La tension de phase générée par onduleur commandé par MLI sinus triangle figure (II.4). Qui résulte l'addition des effets de toutes les cellules de commutation.



Figure(II.4) :Tension d'une phase de sortie de l'onduleur

La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation ne peuvent être exprimés sous forme analytique simple, ce qui rend délicate la mise en œuvre dans les applications numériques [11].

### II.3 Principe de découplage dans une commande vectorielle

Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée figure (II-5). Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple [12].

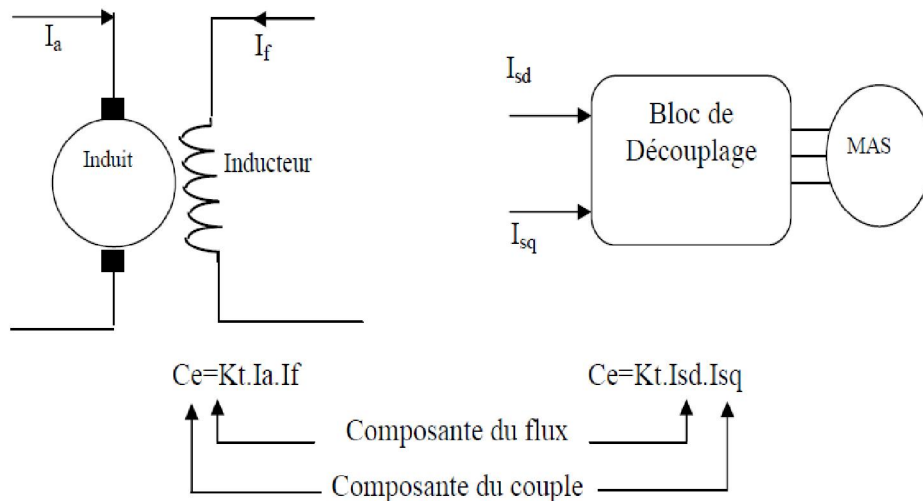


Figure (II.5) : Schéma de principe du découplage pour la MAS en analogie avec la MCC

### II.3.1 Principe de la commande vectorielle par orientation du flux (FOC) :

Il est bien connu que le moteur à courant continu a d'excellentes performances dynamiques, cela est dû principalement au découplage entre le champ magnétique du stator et celui du rotor. La commande par orientation du flux, aussi connue par la commande vectorielle, est une technique de commande permettant à la machine asynchrone d'imiter la machine à courant continu. Le principe de découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu, Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple. À partir de ces principes de base, de nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier de la façon suivante :

- ✓ L'orientation du repère (d -q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant. Si l'axe est aligné systématiquement sur (l'axe « d ») alors :

- le flux rotorique  $\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases}$
- le flux statorique  $\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases}$
- le flux d'entrefer  $\begin{cases} \Phi_{gd} = \Phi_g \\ \Phi_{gq} = 0 \end{cases}$

- ✓ La position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

### II.3.2 Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique

La commande par orientation du flux rotorique consiste à réaliser un découplage entre les grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe  $d$  du référentiel lié au champ tournant figure (II.6)

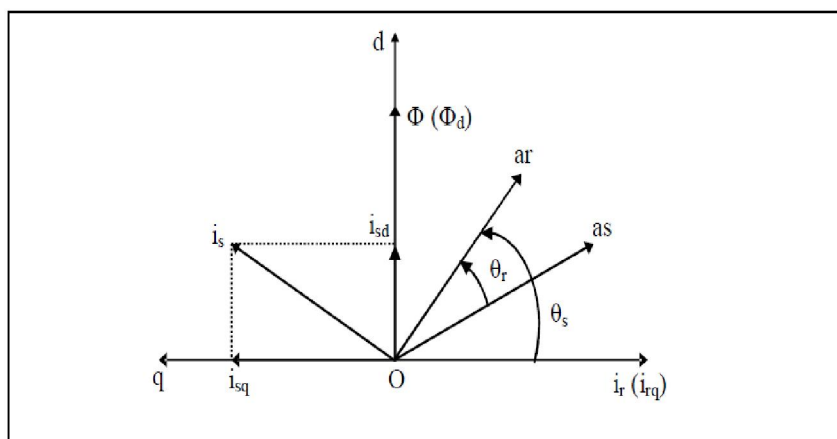


Figure (II.6) : Orientation du flux rotorique

En agissant sur les variables  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ , les grandeurs  $\Phi_r$  et  $C_{em}$  sont commandées séparément, cela se traduit par :

Alignement de vecteur du flux rotorique sur l'axe d :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Les équations d'état dans le chapitre précédent s'écrivent comme suite :

❖ **Pour le stator :**

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma l_s \frac{dI_{sd}}{dt} + r_\sigma I_{sd} - \omega_s \sigma l_s I_{sq} - \frac{k_r \varphi_r}{\tau_r} \\ V_{sq} = \sigma l_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \sigma l_s I_{sd} + r_\sigma I_{sq} + k_r \omega \varphi_r \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

❖ **Pour le rotor :**

$$\begin{cases} \varphi_r + \tau_r \frac{d\varphi_r}{dt} = M I_{sd} \\ \omega_r = \frac{M I_{sq}}{\tau_r \varphi_r} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

L'expression du couple de la M.AS est donnée par :

$$C_{em} = P \frac{M}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.9})$$

Donc le couple devient :

$$C_{em} = P K_r (\varphi_{rd} I_{sq}) \quad (\text{II.10})$$

Est une équation similaire à celle d'une machine à courant continu, d'autant plus si  $\varphi_{rd} = \text{cte}$ , alors le  $C_{em}$  devient directement contrôlable linéairement par  $I_{sq}$ .

Les deux objectifs de la commande sont les suivants :

- De contrôler le flux rotorique  $\varphi_r$  qui dépend de la seule composante  $I_{sd}$ .
- De contrôler la composante  $I_{sq}$  du courant statorique pour imposer le couple électromagnétique. Nous pouvons remarquer que seule la composante directe  $I_{sd}$ , détermine l'amplitude du flux rotorique, alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $I_{sq}$  si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi, est réalisée la décomposition du courant statorique en deux termes correspondant respectivement au flux et au couple. Pour cela, on obtient une structure semblable à celle d'une machine à courant continu.

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct  $d$  pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple quel que soit le point de fonctionnement. Il existe deux approches pour la détermination de la phase du flux rotorique [8], [1]:

- **Une commande indirecte** : La phase du flux rotorique est estimée à partir d'une relation donnant la vitesse du glissement.
- **Une commande directe** : La phase du flux rotorique est mesurée par un capteur physique, ou estimée en utilisant un modèle dynamique [6].

#### II.4 Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec alimentation en tension

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, ...etc.). Dans ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor. Les grandeurs de commande sont les tensions statorique et la vitesse du champ tournant. Considérons la dynamique du stator et du rotor :

$$\begin{cases} V_{sd} = \sigma l_s \frac{dI_{sd}}{dt} + r_\sigma I_{sd} - \omega_s \sigma l_s I_{sq} - \frac{k_r \Phi_r}{\tau_r} \\ V_{sq} = \sigma l_s \frac{dI_{sq}}{dt} + r_\sigma I_{sq} + \omega_s \sigma l_s I_{sd} + k_r \omega \Phi_r \\ \omega_r = \frac{M I_{sq}}{\tau_r \Phi_r} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Ce système peut être exploité pour réaliser une commande vectorielle directe à flux orienté, mais il y a un inconvénient majeur ceci  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  influent à la fois sur  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  et sur le flux et le couple.

##### II.4.1 Découplage par compensation :

Cela revient à définir deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$  telles que  $V_{sd1}$  n'agisse que sur  $I_{sd}$  et  $V_{sq1}$  sur  $I_{sq}$ . Nous présentons  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  comme suite :

$$V_{sd} = V_{sd1} - e_{sd} \quad \text{Et} \quad V_{sq} = V_{sq1} - e_{sq}$$

Avec :

$$\begin{cases} e_{sd} = \omega_s \sigma l_s I_{sq} + \frac{k_r \Phi_r}{\tau_r} \\ e_{sq} = -\omega_s \sigma l_s I_{sd} + k_r^2 R_r I_{sq} - k_r \omega_s \Phi_r \end{cases} \quad (II.12)$$

Les tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$  et  $V_{sq1}$ .

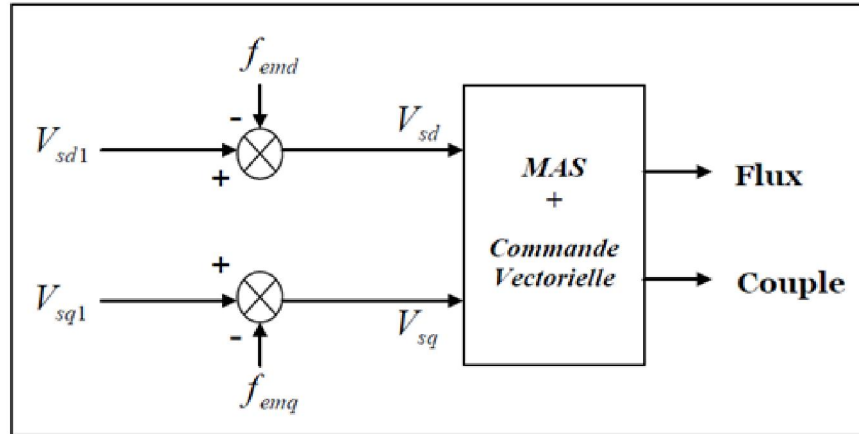


Figure (II.7) : Reconstitution des tensions  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$

$f_{emd} = e_{sd}$  Et  $f_{emq} = e_{sq}$  : des f.e.m des perturbations partiellement liées aux courants et introduisant le couplage non linéaire.

Nous définissons ainsi un nouveau système pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma l_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{M^2}{l_r^2} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma l_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{M^2}{l_r^2} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (II.13)$$

Ce qui implique que :

$$\begin{cases} V_{sd1} = \sigma l_s \frac{dI_{sd}}{dt} + r_\sigma I_{sd} \\ V_{sq1} = \sigma l_s \frac{dI_{sq}}{dt} + r_\sigma I_{sq} \end{cases} \quad (II.14)$$

A partir de ces équations, on peut faire apparaître d'une façon explicite les expressions du flux et de couple :

$$\begin{cases} \Phi_r = \frac{M}{\sigma l_s (s + \gamma) (\tau_r s + 1)} V_{sd1} \\ C_e = \frac{\Phi_r k_r P}{\sigma l_s (s + \gamma)} V_{sq1} \end{cases} \quad (II.15)$$

Telle que :  $\gamma = \frac{r_\sigma}{\sigma l_s}$

Les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées.

En faisant apparaitre de manière explicite le flux et le couple nous obtenons :

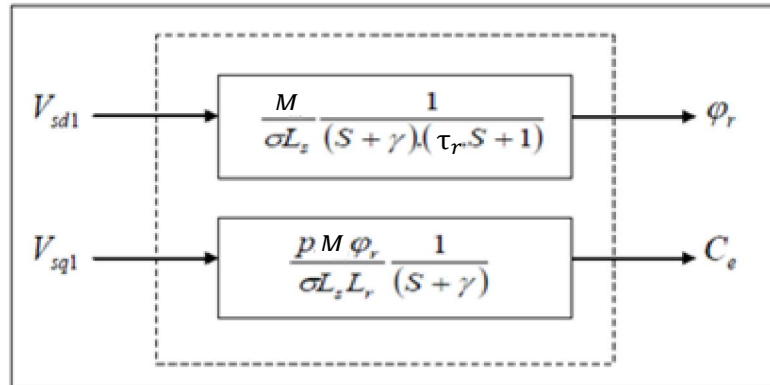


Figure (II.8) : Commande découplée-expression de  $\Phi_r$  et  $C_e$

**II.4.2 Schéma de compensation :**

Les forces électromotrices de compensation ( $f_{emd}$  et  $f_{emq}$ ) que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur, afin de reconstituer le vecteur tension modulant appliquée à la machine. Ces f.e.m de compensation permettent de confirmer le découplage. D'après les équations des tensions, nous présentons le bloc de compensation comme suite :

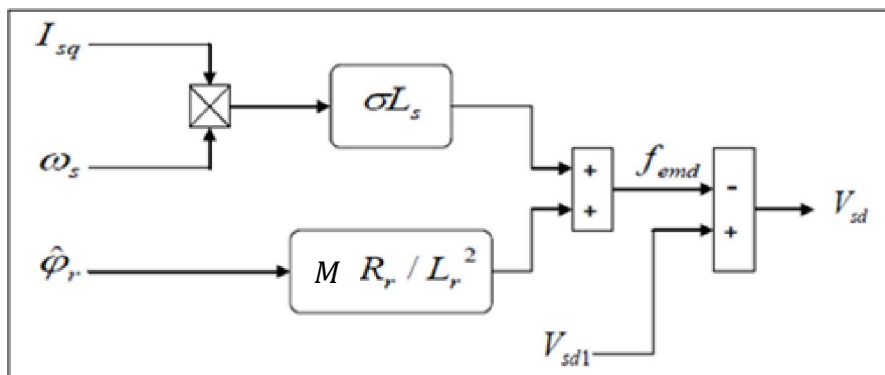


Figure (II.9) : Bloc de compensation  $f_{emd}$

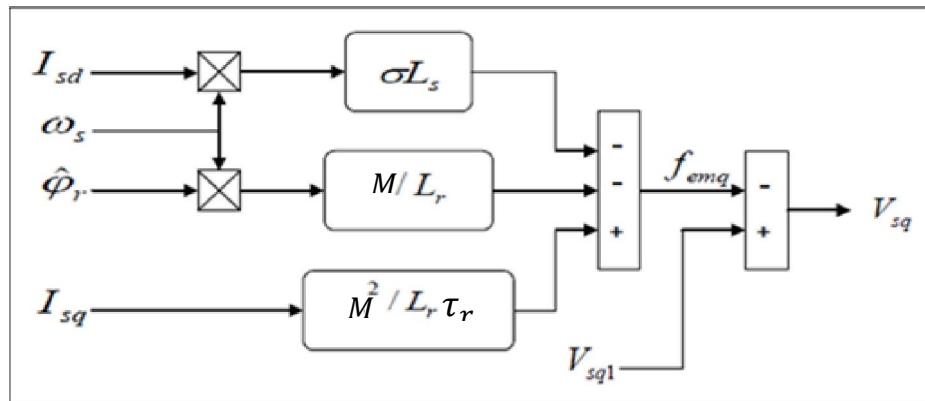


Figure (II.10) : Bloc de compensation  $f_{emq}$

**II.5 Schéma bloc de la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté avec l'introduction de l'onduleur de tension :**

A partir du modèle de la machine élaboré au premier chapitre et des équations de découplage et la technique MLI, nous pouvons élaborer un schéma bloc de la commande vectorielle directe avec l'introduction de l'onduleur de tension contrôlé en tension. Comme montre la figure suivante.

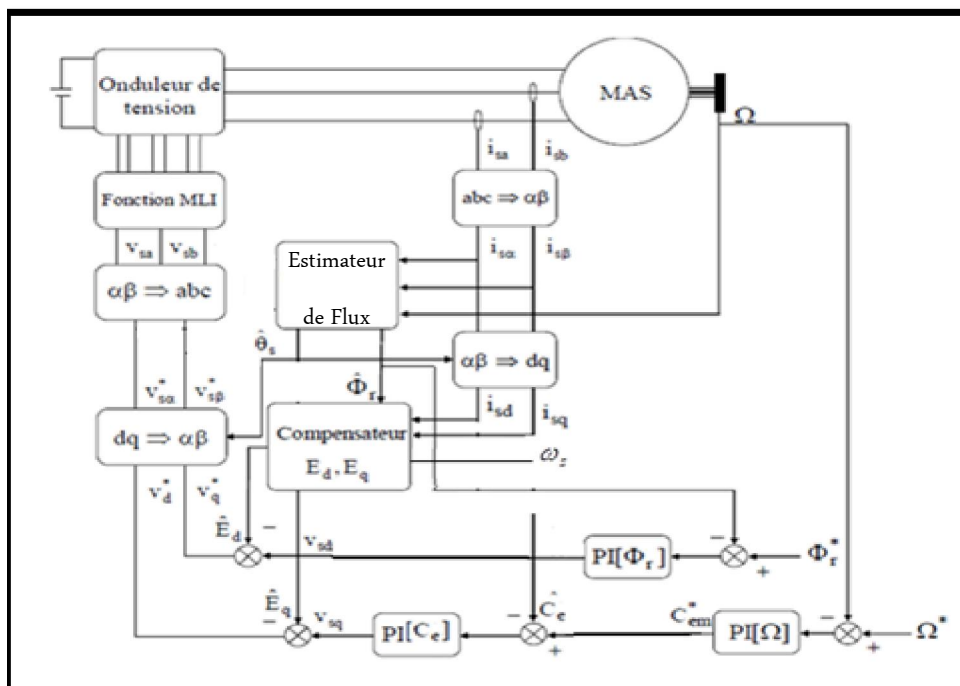


Figure (II.11) : Commande vectorielle directe de la MAS alimentée en tension

L'importance capitale pour la commande vectorielle directe (F.O.C) est de donner des informations précises sur l'amplitude du flux rotorique, et cela est déterminé moyennant une

mesure directe du flux par des capteurs. Devant la complexité posée par l'installation des capteurs, une autre technique favorisée par le développement des microprocesseurs consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courant, tension). Dans ce cas le flux peut être régulé par une contre réaction (régulateur PI). Les estimateurs ou observateurs du flux sont construits à partir du modèle de la machine.

### II.5.1 Estimateur de flux rotorique

Un estimateur de flux consiste à déterminer la position et le module du flux à partir des grandeurs statoriques dans le référentiel lié au stator. Le flux rotorique peut être reconstitué par un estimateur en boucle ouverte, qui obtenu à partir du modèle en courant de la MAS dans les coordonnées du stator. Pour cette méthode d'estimation, le flux rotorique est exprimé par les relations suivantes :

$$\omega_{\text{obs}} = 0 :$$

$$\frac{d[\hat{\varphi}_{r\alpha}]}{dt} = -\frac{[\hat{\varphi}_{r\alpha}]}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r} [I_{s\alpha}] - \omega [\hat{\varphi}_{r\beta}] \quad (\text{II.16})$$

$$\frac{d[\hat{\varphi}_{r\beta}]}{dt} = -\frac{[\hat{\varphi}_{r\beta}]}{\tau_r} + \frac{M}{\tau_r} [I_{s\beta}] + \omega [\hat{\varphi}_{r\alpha}] \quad (\text{II.17})$$

Alors que son module et argument sont :

$$\hat{\Phi}_r = \sqrt{\hat{\varphi}_{r\alpha}^2 + \hat{\varphi}_{r\beta}^2}$$

$$\hat{\theta}_s = \arctan \left[ \frac{\hat{\varphi}_{r\beta}}{\hat{\varphi}_{r\alpha}} \right] \quad (\text{II.18})$$

Sachant que :

$\hat{\varphi}_{r\alpha}, \hat{\varphi}_{r\beta}$  : Les flux rotorique estimés

$I_{s\alpha}, I_{s\beta}$  : Les courants statorique mesurés

Cette méthode assure un découplage correct entre le flux et le couple qui que soit le point de fonctionnement du moteur.

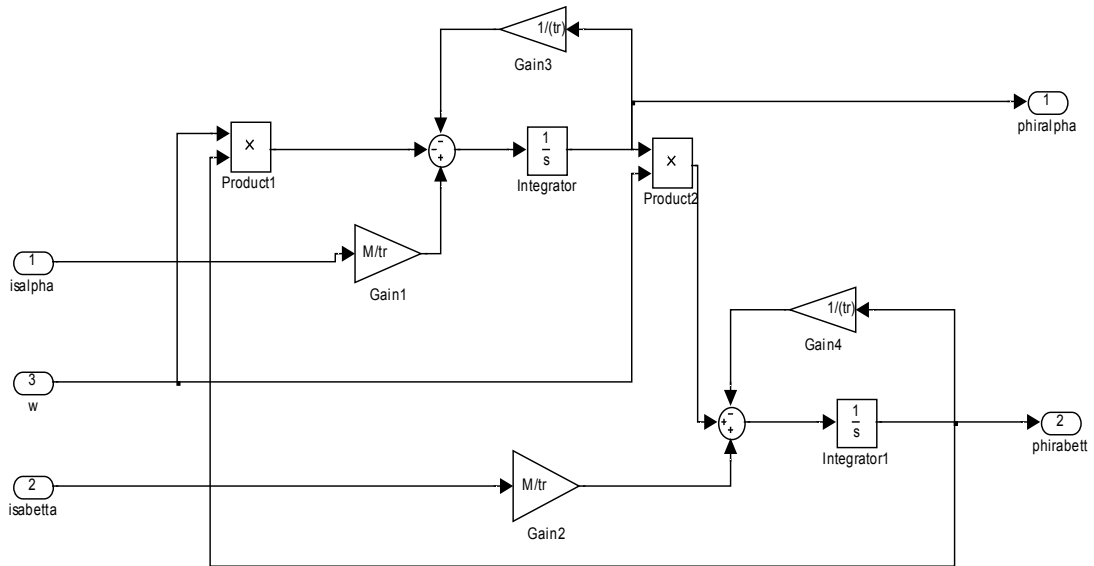


Figure (II.12) : Estimateur du flux rotorique

## II.6 Résultat de simulation :

Afin de montrer les résultats obtenus par simulation de la commande vectorielle directe en tension. Nous avons simulé le système dans différents cas de fonctionnement tels que la variation de charge, de la vitesse et la variation, paramétrique en l'occurrence la résistance rotorique.

Le système est soumis aux tests de suivi de la consigne à :

- la variation de la charge
- à l'inversion du sens de rotation

Le flux rotorique est obtenu dès l'instant initial. La constante de temps du flux est très petite. On peut constater que le vecteur flux est vraiment sur l'axe d. Comme les compensations en tension représentent des approximations, le flux est légèrement perturbé lors des grandes variations de couple. La composante  $I_{sd}$  est une image du flux et la composante  $I_{sq}$  est en parfait accord avec l'évolution du couple. En régime permanent, ce couple présente des pulsations liées aux harmoniques de courant dus à l'utilisation du convertisseur statique.

### ❖ Essai en charge nominale après un démarrage à vide

Avec une consigne du flux rotorique constante, on a obtenu un découplage idéal vis-à-vis du couple, la vitesse est obtenue sans dépassement et sa poursuite est faite naturellement selon la dynamique exigée par la partie mécanique. Le rejet de la perturbation est aussi bien réalisé

avec un retour à la consigne de vitesse. Le couple électromagnétique a la même allure que le courant  $I_{sq}$  à un coefficient près.

### ❖ Essai d'inversion du sens de rotation

La régulation est testée suivant le test de l'inversion du sens de rotation, les résultats obtenus montrent que le transitoire lors de ce test est relativement important en particulier au niveau du courant. Le couple électromagnétique subit un pic puis suit la référence sans erreur statique. Du point de vu commande, on peut conclure que les variables illustrées sont influées positivement par la variation de la vitesse d'où le système est parfaitement commandé.

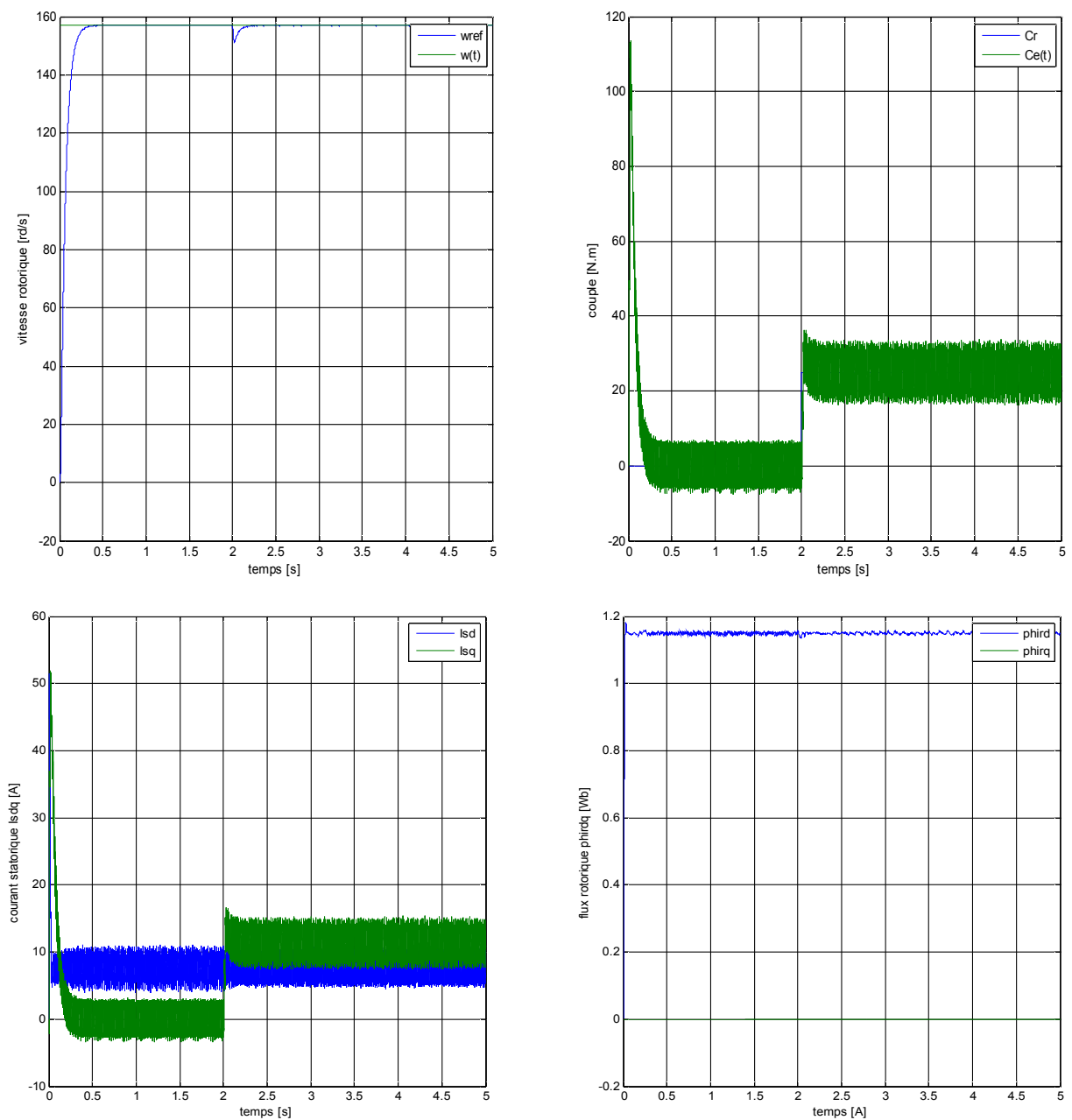


Figure (II.13) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en charge nominale après un démarrage à vide

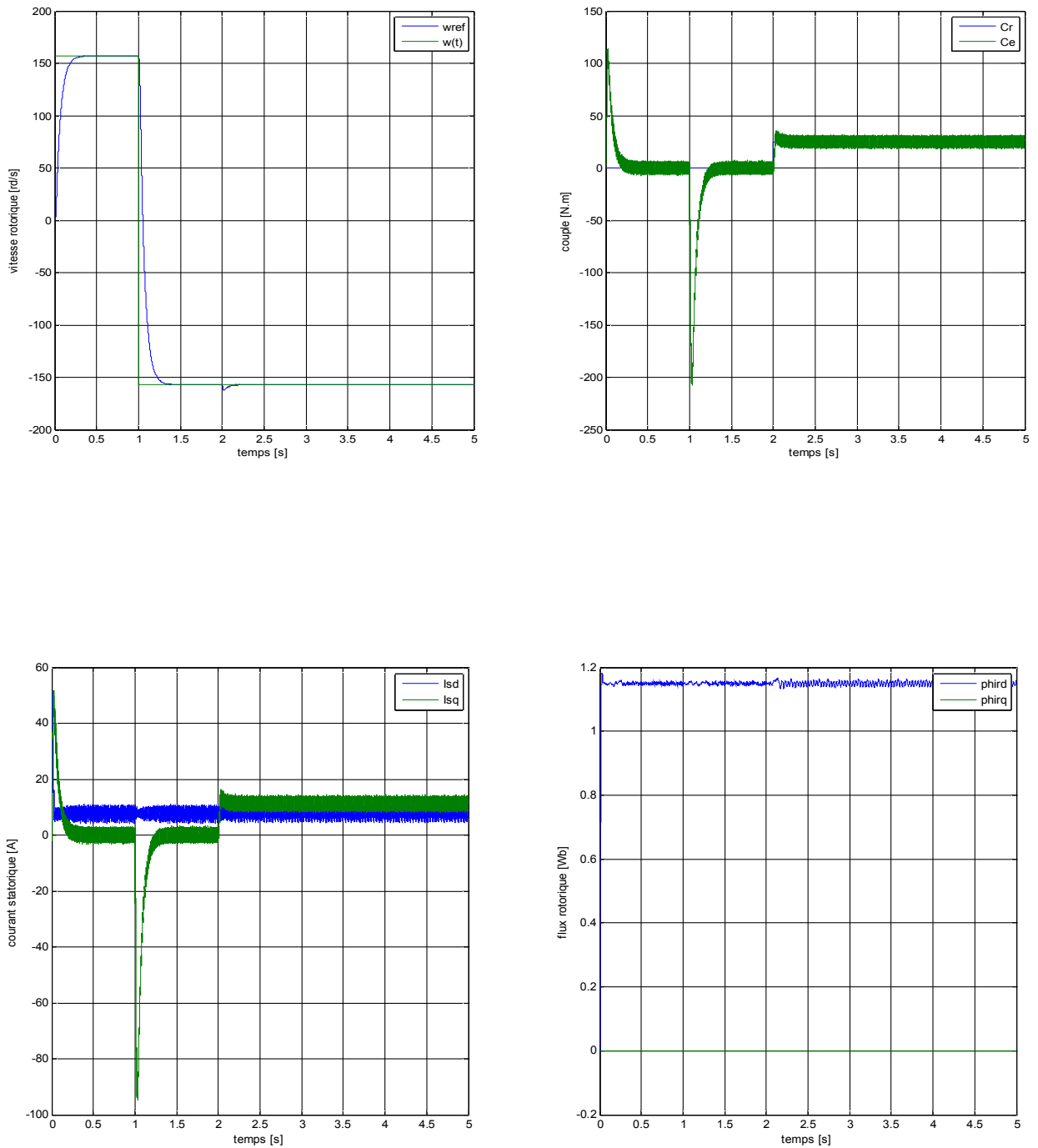


Figure (II.14) : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS en charge nominale avec l'inversion du sens de rotation

**II.7 Conclusion :**

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu une étude théorique concernant la commande vectorielle, il existe trois types d'orientation du flux, à savoir le flux rotorique, le flux statorique et le flux magnétisant et deux types de commande vectorielle, la commande directe et celle indirecte. La commande vectorielle à orientation de flux rotorique a été traitée. Ce type de commande exige la connaissance de phase et d'amplitude du flux à chaque instant. Les difficultés liées à l'utilisation de capteur de flux nous conduisent à utiliser un estimateur de flux, Cet estimateur consiste à déterminer la position et le module du flux à partir des grandeurs statoriques dans le référentiel lié au stator. Les résultats de simulation avec les paramètres nominaux de la machine sont satisfaisants. Ils se traduisent par un bon suivi des consignes et un découplage parfait entre le flux rotorique et le couple. La simulation avec différents essais, montre que le principe de cette commande est atteint. Toutefois la performance de cette commande liée totalement à l'information sur le flux et la vitesse rotorique. La mesure de cette dernière est effectuée par un capteur l'association de ce capteur entraîne une augmentation de cout de système de commande ce qui nous pousse à chercher de technique d'observation qui peuvent remplacer cette organe ce que nous allons le voir dans le chapitre suivant.

# Chapitre III

## Commande sans capteur de vitesse par l'observateur d'ordre complet de Luenberger

### III.1 Introduction

Le contrôle vectoriel qui permet un découplage entre les variables de commande reste le plus utilisé, vu les performances dynamiques élevées qu'il offre pour une large gamme d'application [13]. La mise en œuvre effective d'une loi de commande sur un système dynamique nécessite la connaissance de son état ou d'une partie de celui-ci à chaque instant. En pratique, la connaissance partielle de l'état s'obtient grâce à des mesures effectuées avec des capteurs. Ces derniers nécessitent une place pour leur installation et cela engendre des difficultés à leur montage. Ils sont sensibles également aux vibrations de l'arbre sur l'équipement. Leurs signaux sont soumis aux perturbations électromagnétiques et ils sont souvent bruités [14].

Afin de surmonter ces problèmes, 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, en se basant sur la théorie des observateurs [15]. Ce chapitre fera l'objet d'une étude d'une commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une MAS avec l'introduction d'un observateur d'ordre complet destiné à l'estimation des états de la MAS à temps continu basé sur un mécanisme d'adaptation de vitesse nommé l'observateur de Lunberger .

Nous rappelons les notions d'observabilité des systèmes non linéaire, ensuite on présente une synthèse d'observateur adaptatif, qui permet de résoudre le problème d'observation du flux rotorique et de vitesse de la machine. En effet, la majeure partie des lois de commande pour ce type de machine fait appel à la connaissance de l'état non mesurable (flux). En outre, il y a aussi une demande industrielle importante concernant la commande de la machine sans capteur de vitesse. De ce fait, une commande sans capteurs de vitesse (commande non linéaire), dont la vitesse rotorique est estimée par un observateur d'ordre complet (Luenberger) est implantée.

### **III.2 Généralité sur les observateurs**

Un observateur est un développement mathématique qui permet de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées imposées et les sorties mesurées. Le but d'un observateur est de fournir avec une précision garantie une estimation de la valeur courante de l'état en fonction des entrées et des sorties passées. Cette estimation doit être obtenue en temps réel. L'observateur permet donc de reconstruire des grandeurs dont on ne peut ou ne désire pas mesurer l'état par une méthode directe [16].

Les premiers observateurs utilisés pour la commande des systèmes ont été les observateurs de Kalman et de Luenberger. Ces observateurs ont donné de bons résultats pour l'estimation des paramètres non-mesurables. L'observateur de Luenberger est utilisé pour les systèmes linéaires déterministes. L'observateur déterministe de Luenberger permet la reconstitution des états d'un système observable à partir de la mesure des entrées et des sorties. Il est utilisé dans les commandes par retour d'état lorsque tout ou une partie du vecteur d'état ne peut être mesuré. Cet observateur peut être utilisé, par exemple pour reconstituer les flux de la machine sachant que ces grandeurs restent loin d'être facilement mesurables.

#### **III.2.1 Le principe d'un observateur de Luenberger**

Les différentes grandeurs mentionnées sur la figure (III-1) représentent respectivement : un vecteur d'entrée  $u(t)$  du système réel et de l'observateur, un vecteur d'état  $x(t)$  constitué des grandeurs à observer et un vecteur de sortie  $y(t)$  dont les composantes sont mesurables (courants, tensions dans le cas de la machine asynchrone sans capteur mécanique). Le dernier

vecteur est comparé au vecteur estimé donner par l'observateur pour assurer le fonctionnement en boucle fermée.

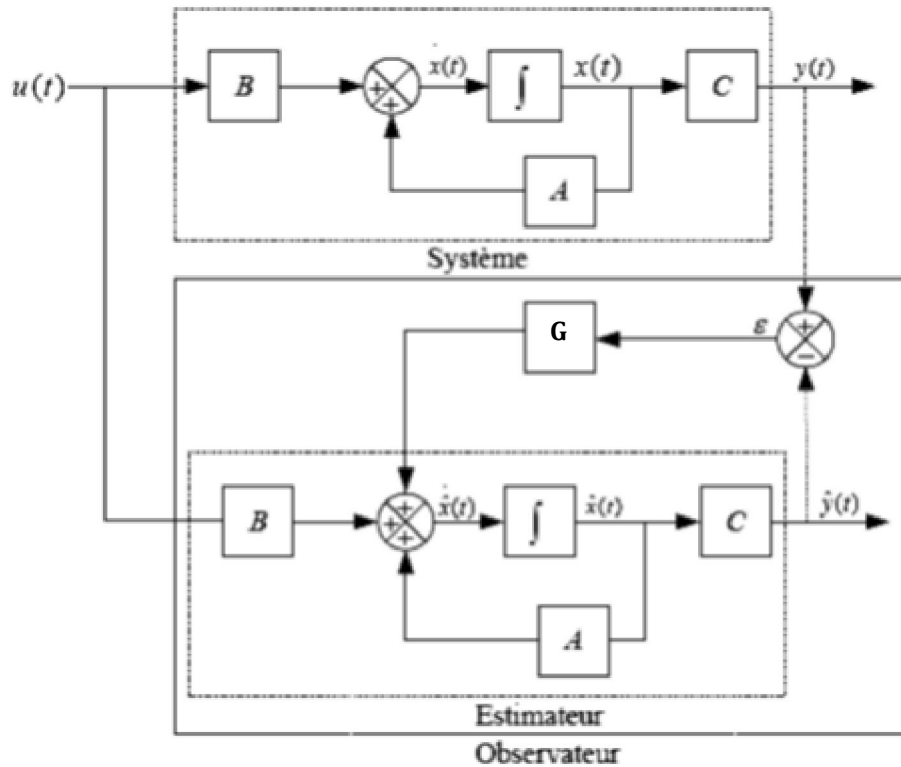


Figure (III.1) : Schéma de principe d'un observateur

La différence entre les deux vecteurs est multipliée par une matrice de gain  $G$  et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés. Ainsi, par un choix judicieux de la matrice de gain  $G$  tel que les valeurs propres soient à parties réelles strictement négatives, on peut modifier la dynamique de l'observateur, et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro plus ou moins rapidement.

De ce fait, on définit une variable qui est l'erreur de l'observation :

$$\varepsilon = y(t) - \hat{y}(t) \quad (\text{III.1})$$

Celle-ci est multipliée par la matrice  $G$  et envoyée à l'entrée de l'observateur pour influencer les états estimés  $\hat{x}$  par le retour d'état. Par un choix judicieux de la matrice des gains  $G$ , on peut modifier la dynamique de l'observateur et par conséquent faire évoluer la vitesse de convergence de l'erreur vers zéro [17]. Le système linéaire pour lequel on veut réaliser un observateur est décrit par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = A \cdot x(t) + B \cdot u(t) \\ y(t) = C \cdot x(t) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$u$  : Le vecteur des entrées mesurable

$x$  : Le vecteur d'état

$y$  : Le vecteur de sorties mesurable

Afin de connaître bien le principe d'un observateur, on suppose que le système étudié est décrit par les équations d'état suivantes :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \varphi_r \end{bmatrix} + B[V_s] = Ax(t) + Bu(t) \quad (\text{III.3})$$

$$y = C \begin{bmatrix} I_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Ou :

$$I_s = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta}]^T$$

$$\varphi_r = [\Phi_{r\alpha} \quad \Phi_{r\beta}]^T$$

$$V_s = [V_{s\alpha} \quad V_{s\beta}]^T$$

$$A_{11} = -\frac{1}{\tau_\sigma} [I] = a_{r11} [I]$$

$$A_{12} = \frac{k_r}{r_\sigma \tau_r \tau_\sigma} [I] - \frac{k_r \omega}{\tau_r \tau_\sigma} [J] = a_{r12} [I] + a_{i12} [J]$$

$$A_{21} = \frac{M}{\tau_r} [I] = a_{r21} [I]$$

$$A_{22} = -\frac{k_r}{\tau_r} [I] + \omega [J] = a_{r22} [I] + a_{i22} [J]$$

$$B = \frac{1}{r_\sigma \tau_\sigma} \begin{bmatrix} I \\ 0 \end{bmatrix} \quad [I] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad [J] = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \end{bmatrix}$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### III.2.2 L'observation de la vitesse et du flux par l'observateur de Luenberger

Supposons que tous les paramètres de la machine sont complètement connus, la vitesse instantanée, peut être calculée directement à partir des équations du modèle de la machine en utilisant les valeurs mesurées telles que les tensions et les courants statoriques. L'observateur de Luenberger est une copie du système réel (III.2) plus un terme de gain dans le retour de la correction de l'erreur d'estimation. Sa représentation d'état est donnée par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{x} = A. \hat{x} + B. u + G. (y - \hat{y}) \\ \hat{y} = C. \hat{x} \end{cases}$$

(III.5)

Avec :

$$\hat{x} = [I_s \quad \Phi_r]^T \quad \hat{y} = [I_{s\alpha} \quad I_{s\beta}]^T \quad \hat{A} = \begin{bmatrix} A_{11} & \hat{A}_{12} \\ A_{21} & \hat{A}_{22} \end{bmatrix} = A + \Delta A$$

Ou :

$$\hat{A}_{12} = \frac{k_r}{r_\sigma \tau_r \hat{\tau}_\sigma} [I] - \frac{k_r \hat{\omega}}{\tau_r \hat{\tau}_\sigma} [J] = a_{r12} [I] + \hat{a}_{i12} [J]$$

$$A_{22} = -\frac{k_r}{\tau_r} [I] + \hat{\omega} [J] = a_{r22} [I] + \hat{a}_{i22} [J]$$

L'erreur d'estimation sur le courant statorique et le flux rotorique montrant la différence entre l'observateur et le modèle de la machine est donnée par :

$$\dot{e} = \dot{x} - \dot{\hat{x}}$$

(III.6)

Alors :

$$\dot{e} = Ax - \Delta A \hat{x} - G(Cx - C\hat{x}) = (A - GC)e - \Delta A \hat{x}$$

(III.7)

$$\text{Avec : } \Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0_{2 \times 2} & -(\hat{\omega} - \omega) [J] \frac{k_r}{r_\sigma \hat{\tau}_\sigma} \\ 0_{2 \times 2} & (\hat{\omega} - \omega) [J] \end{bmatrix}$$

(III.8)

Un choix judicieux de cette matrice permettra de régler les valeurs propres de  $A - G.C$  pour qu'elles soient à parties réelles strictement négatives. On pourra aussi modifier la dynamique de l'observateur afin d'augmenter la vitesse de convergence de l'erreur d'observation vers zéros. Le théorème de placement de pole n'est suffisant pas seul pour garantir la stabilité ce qui conduit à l'application du théorème de Lyapounov.

Au but d'établir un algorithme d'estimation de la vitesse, on définit une fonction de Lyapounov comme suite :

$$V(x) = e^T e + \frac{1}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega)^2$$

(III.9)

Pour assurer la stabilité on démontre que  $\dot{V}(x)$  est définie négative en dérive la dernière équation par rapport au temps :

$$\dot{V}(x) = \dot{e}^T e + e^T \dot{e} + \frac{2}{\lambda} (\hat{\omega} - \omega) \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad ; \quad \frac{d\omega}{dt} = 0$$

(III.10)

Après substitution de (III.7) dans (III.10) on trouve :

$$\dot{V}(x) = \dot{e}^T [(A - GC)^T + (A - GC)] e - 2(e^T \Delta A \hat{x}) + \frac{2(\hat{\omega} - \omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt} \quad (III.11)$$

Finalement la dérivé de la fonction de Lyapunov peut être exprimée par :

$$\dot{V}(x) = e^T [(A - GC)^T + (A - GC)] e - 2c(\Delta\omega)(e_{i\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta} - e_{i\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha}) - 2(\Delta\omega)(e_{\phi\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha} - e_{\phi\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta}) + \frac{2(\Delta\omega)}{\lambda} \frac{d\hat{\omega}}{dt}$$

(III.12)

Où :

$$\Delta\omega = \omega - \hat{\omega}$$

$$c = \frac{k_r}{r_\sigma \tau'_\sigma}$$

$$e_{i\alpha} = \hat{I}_{s\alpha} - I_{s\alpha}$$

$$e_{i\beta} = \hat{I}_{s\beta} - I_{s\beta}$$

$$e_{\phi\alpha} = \hat{\Phi}_{r\alpha} - \Phi_{r\alpha}$$

Le développement du premier terme et du troisième terme de (III.12) donne :

$$e^T [(A - GC)^T + (A - GC)] e < 0 \quad (III.13)$$

$$(e_{\phi\beta} \hat{\Phi}_{r\alpha} - e_{\phi\alpha} \hat{\Phi}_{r\beta}) = 0 \quad (III.14)$$

Alors pour assurer la stabilité du système selon la théorie de Lyapunov, on égalise le deuxième et le quatrième terme de l'équation (III.12) :



### **III. 3 Commande sans capteur de vitesse de la machine à induction**

Les applications industrielles modernes utilisant les variateurs asynchrones de vitesse exigeants des hautes performances dynamiques et statiques sont basées sur les techniques d'orientation et/ou du contrôle du flux, Cela est donc conditionné par une parfaite connaissance de la position et du module du flux et/ou de la vitesse de la machine. Cette connaissance peut parvenir du retour de l'information recueillie par des capteurs électriques directs qui sont des éléments coûteux et fragiles demandant parfois un traitement spécifique des signaux physiques captés. De plus, dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement.

En conséquence, le capteur mécanique de vitesse sera substitué par un algorithme de calcul donnant l'estimation de la vitesse, ou estimateur de vitesse, à partir des terminaux électriques de la machine. Il est impératif que les performances requises de cet estimateur soient proches, ou similaires, à celles données par le capteur physique [18].

#### **III.3.1 Commande vectorielle sans capteur de vitesse basée sur l'observateur de Luenberger**

L'objectif de cet observateur est de donner une structure minimale à la commande vectorielle. Lorsque la vitesse de rotation de la MAS n'est pas mesurée elle est considérée comme un paramètre inconnu dans le système d'équation de l'observateur basé sur le modèle de la machine. On utilise l'observateur de Luenberger basé sur un schéma d'adaptation, afin d'estimer la vitesse rotorique donc, pour réaliser notre observateur nous devons choisir les grandeurs à observer. Dans notre application de commande vectorielle de la MAS, nous pouvons poser les considérations suivantes :

Paramètres du modèle : connus et invariants,

- ✓ Courants statoriques : mesurés,
- ✓ Pulsation et tensions statoriques : fournies par la commande,
- ✓ Flux rotoriques: à observer,
- ✓ Vitesse rotorique : à observer.



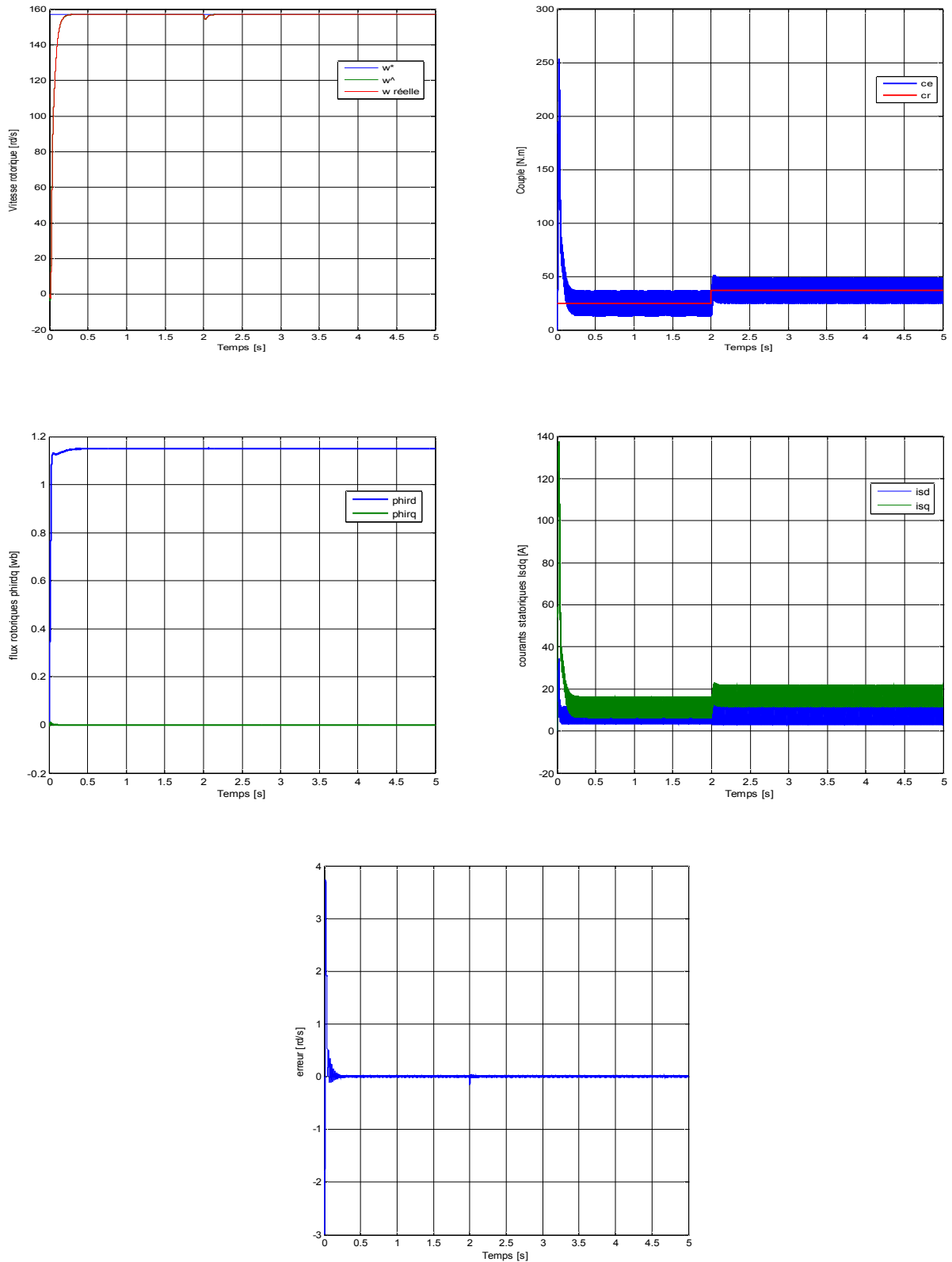


Figure (III.4) : Résultats de simulation de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone basé sur l'observateur de (Luenberger) avec un couple de charge

### III.5 Interprétation des résultats

La figure (III.4) représente les résultats de simulation de la commande sans capteur de vitesse de la machine asynchrone. La simulation est effectuée pour tester le comportement de la commande vectorielle sans capteur de vitesse en présence du couple de charge. Au début de la simulation la machine est asservie à sa vitesse nominale de (160 rad/s) avec un couple de charge ( $C_r=25$  N.m) à l'instant ( $t=0$ ), et on applique un couple de charge égale à (37 N.m) à l'instant ( $t=2$ s), les résultats de simulation sont présentés dans la figure passée. D'après cette figure on constate que l'estimation du flux et de la vitesse est faite d'une façon adéquate et que les erreurs d'estimation sont négligeables. Le découplage entre le flux et couple est toujours persiste. La composante directe du courant statorique  $i_{sd}$  porte la même forme de flux rotorique  $\Phi_{rd}$ , tant dis que la composante en quadrature  $i_{sq}$  porte la même forme du couple électromécanique ce qui signifie le principe de la commande vectorielle. Les résultats de simulation montrent une amélioration de la commande vectorielle directe par l'élimination de capteur de vitesse. L'introduction d'un algorithme d'observation permettant la détermination de vitesse rotorique sans besoin d'utiliser un capteur de vitesse. Cet algorithme peut atteindre de bonnes performances fonctionnelles avec une installation à faible coût et à volume réduit.

### III.6 Conclusion

La commande sans capteur mécanique de vitesse est en pleine évolution, elle a pour le but d'éliminer les capteurs avec leurs inconvénients tels que : fragilité, coût, bruit et encombrement etc. Pour aboutir à l'observation de la vitesse nous avons utilisé dans ce chapitre un observateur basé sur la technique de bouclage nommé l'observateur de Luenberger. Cette technique est exploitée dans la commande vectorielle afin d'améliorer les performances de la commande de la machine asynchrone sans capteurs de vitesse. La méthode proposée consiste en un observateur de Luenberger de flux et de vitesse rotorique réalisant une estimation en ligne de la vitesse de rotation de la machine. Les résultats obtenus montrent une excellente qualité d'observation des différents paramètres non mesurables, notamment la vitesse et le flux rotorique. Globalement, pour cette commande, les résultats de simulation obtenus avec l'observation de vitesse sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation et stabilité du système d'entraînement global.

## **Conclusion Générale**

Dans la commande vectorielle directe, la connaissance du flux est requise pour assurer un découplage entre le couple et le flux. La qualité de ce découplage dépend nettement de la précision de l'information sur la position du rotor et celle du flux rotorique, or les capteurs sont coûteux et sensibles aux vibrations. Alors un observateur ou un estimateur du vecteur flux du rotor (phase et amplitude) s'avère nécessaire. Le but de ce travail est d'élaborer une commande sans capteur de vitesse de la machine à induction à base de la technique d'observation de Luenberger. La validation de cette commande était faite par simulation numérique sous Matlab.

Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle triphasé de la machine asynchrone. La complexité de ce modèle nous pousse à utiliser la transformation de Park. Cette transformation permet de formaliser le système triphasé au un système biphasé simplifié. Pour valider le modèle obtenu nous avons effectué une simulation numérique sous Matlab Simulink. Cette simulation nous permet de visualiser l'évolution de différentes caractéristiques de la machine.

Dans le deuxième chapitre nous avons intéressés à la commande vectorielle, cette méthode répandue dans les publications internationales qui a l'avantage de découpler le couple et le flux. Elle permet de ramener la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu. Nous avons exposé le type de commande vectorielle directe, d'où la phase de flux rotorique est reconstituée par un estimateur de flux. D'après les

résultats obtenus nous avons constaté que le flux et le couple devient fortement découplés ce qui confirme l'efficacité de technique appliquée.

Dans le troisième chapitre nous étudions la faisabilité d'élimination de capteurs de vitesse et du flux dans une commande vectorielle directe. Le but principal de l'observation de vitesse de la machine asynchrone est de pouvoir implanter un système de commande sans capteur. Dans la première partie de ce chapitre nous avons décrit le principe d'un observateur de Luenberger. Nous avons démontré par les équations la possibilité de l'observation des grandeurs non mesurables (flux, vitesse). L'utilisation de l'observateur de Luenberger permet d'éliminer le capteur de vitesse et du flux. Dans la deuxième partie de ce chapitre nous avons présentés les résultats de simulation. Ces résultats ont montré qu'en élimine le capteur de vitesse dans la machine asynchrone, nous pouvions observer cette vitesse par un observateur.

Pour conclure, nous pouvons dire que la suppression de capteur de vitesse dans une commande est une chose profitable. De point de vue économique, cette commande nous permettra de réduire le cout de système. Elle va nous permettre, d'augmenter la fiabilité de système et de plus, elle prévoit une diminution de bruit.

Pour les perspectives, à court terme il faudra appliquer la notion de commande sans capteur de vitesse aux autres techniques de commande telle que (Mode glissant, backstepping ...). A plus long terme, nous devons orienter l'étude vers l'implantations en temps réel de commande vectorielle sans capteur de vitesse de la machine asynchrone, pour pouvoir utiliser les techniques d'observation de la vitesse et déterminer la position du rotor.

# Annexe A : Paramètres de la Machine à Induction

## A.1 PARAMETRES ELECTRIQUE

$R_s=1.2 \Omega$	Résistance statorique
$R_r=1.8 \Omega$	Résistance rotorique
$L_s=0.155 \text{ H}$	Inductance statorique
$L_r=0.1568 \text{ H}$	Inductance rotorique
$P= 4\text{KW}$	Puissance électrique
220/380 V	Tension de stator
$M=0.15 \text{ H}$	Inductance mutuelle

## A.2 PARAMETRES MECANIQUES

$J = 0.05 \text{ kg m}^2$	Moment d'inertie
$f= 0.0 \text{ SI}$	Coefficient de frottement

## A.3 PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

$C_{elec}= 25 \text{ N.m}$	Couple électromagnétique
----------------------------	--------------------------

## Annexe B : Calculs des Régulateurs de la Commande Vectorielle

### Régulateur de vitesse :

Les paramètres du régulateur PI peuvent être calculés à partir de la fonction de transfert en boucle fermée du système donné dans la figure suivante :

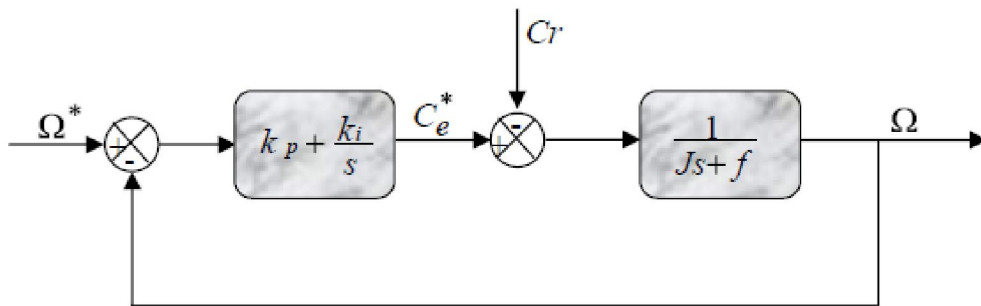


Schéma de régulateur de la vitesse

Cette fonction en boucle fermée est :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\left(\frac{1}{js+f}\right)\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{js+f}\right)\left(k_p + \frac{k_i}{s}\right)} = \frac{\left(\frac{k_p}{k_i}\right)s+1}{\left(\frac{j}{k_i}\right)s^2 + \left(\frac{k_p+f}{k_i}\right)s+1} ; (C_r=0)$$

Donc :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{\tau_s+1}{\left(\frac{1}{\omega_n^2}\right) + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_n}\right)s+1}$$

En peut identifier ces équations on trouve :

$$\begin{cases} \frac{j}{k_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{k_p+f}{k_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{cases}$$

On néglige le flux :

$$k_i = j\omega_n^2 ; k_p = j\omega_n 2\varepsilon$$

**Régulateur de flux :**

$$\Phi_r = \frac{k_1}{(s+\gamma)\left(s+\frac{1}{\tau_r}\right)} V_{sd1}$$

$$\text{Avec : } k_1 = \frac{M}{\sigma l_s \tau_r} ; \gamma = \frac{r_\sigma}{\sigma l_s}$$

Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type :  $PI(s) = k_{p1} + \frac{k_{i1}}{s}$ , le système en boucle ouverte peut être représenté comme suite :

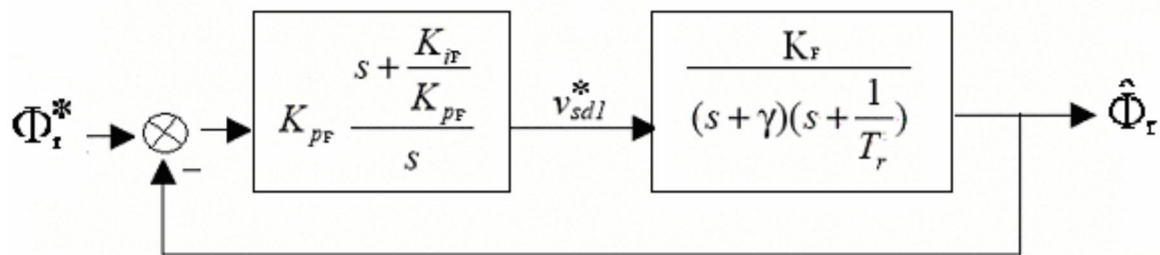


Schéma de régulation du flux en boucle fermée

La fonction de transfert s'écrit en boucle ouverte comme suite :

$$BO(s) = \frac{k_{p1}k_1}{s(s+1)}$$

La fonction de transfert s'écrit en boucle ouverte comme suite :

$$1 + \frac{\gamma}{k_{p1}k_1} s + \frac{s^2}{k_{p1}k_1}$$

En peut écrire :

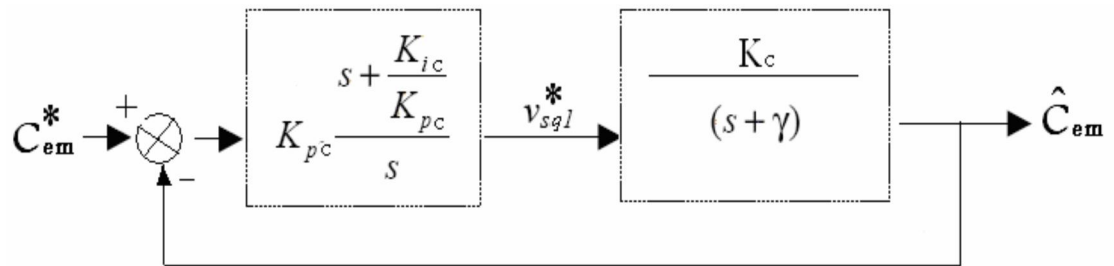
$$\begin{cases} \frac{j}{k_{p1}k_1} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{k_{p1}k_1} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{cases}$$

$$\text{Avec : } k_{p1} = \frac{\gamma^2}{k_1(2\varepsilon)^2}$$

$$k_{i1} = \frac{1}{\tau_r} k_{p1}$$

## Régulateur de couple

$$c_e = \frac{k_2}{s+\gamma} V_{sq1} \quad \text{Avec : } k_2 = \frac{pk_r \Phi_{rref}}{\sigma l_s}$$



FTBf du couple

Par compensation de  $s + \gamma$  et  $s + \frac{k_{i2}}{k_{p2}}$  de condition :  $\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma$

$$\text{Alors : } BO(s) = \frac{k_{p2} k_2}{s}$$

$$\text{Soit : } k_{p2} = 3 \frac{\sigma l_s}{pk_r \Phi_{rref} t_{rep}(5\%)}$$

$$\text{D'après : } \frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma$$

$$\text{On a : } k_{i2} = \gamma k_{p2}$$

---

## Références

- [1] : S.Chaouch, « Commande Vectorielle Robuste d'une Machine à Induction sans Capteur de Vitesse », *Thèse de doctorat, Univ de Batna, Décembre 2005.*
- [2] : I.Al-Rouh, « Contribution à la commande sans capteur de la machine asynchrone », *Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Juillet 2004.*
- [3] : Y.Zouaoui, « Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », *Thèse de magister, Univ de Setif, 2010.*
- [4] : T.Benmiloud, « Commande du moteur asynchrone avec compensation des effets des variations paramétriques », *Sujet de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran Mohamed Boudiaf, 2012.*
- [5] : A.Ameur, « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine asynchrone à aimant permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants », *Thèse de magister, Univ de Batna, Octobre 2005.*
- [6] : S.Damkhi, « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur asynchrone par la SFG (Signal Flow Graphs) de Holtz », *Thèse de magister, Univ de Batna, 2008.*
- [7] : S.Benrabia et A.Bendib, « Simulation numérique d'un moteur asynchrone à double étoile commande par onduleur multi niveaux », *Thèse de master, Univ de Msila, Juin 2005.*
- [8] : S.Khelfa, « commande vectorielle d'une machine à induction : impacts de la saturation de la machine et modulation du convertisseur », *Thèse de magister, Univ de Batna, Juillet 2001.*

- [9] : M.Benadel et A.Choudar,« Commande non linéaire avec observateurs d'état des hacheurs multicellulaires série », *Thèse de master, Univ de Msila, 2006.*
- [10] : M.Tarbouchi, « Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé », *Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd), Université Laval, 1997.*
- [11] : L.Baghli, « Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques », *Thèse présentée pour l'obtention du titre de doctorat à l'université Henri Poincary, Nancy I, en génie électrique , 1999.*
- [12] : T.Dramane,« Commande non linéaire sans capteur de vitesse de la machine asynchrone », *Automatic. Ecole Centrale de Nantes (ECN) (ECN) (ECN) (ECN), 2008. French. <tel-00582690>, 2008.*
- [13] : A.Benchaib, « Application des Modes de Glissement pour la Commande en Temps réel de la Machine Asynchrone », *Thèse de doctorat, Université de Picardie Jules Vernes 14, Décembre 1998.*
- [14] : C. Canudas de Wit, « Commande des moteurs asynchrones 2, Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », *Edition Hermes , série ICC Systèmes Automatisés, Science Europe 2000.*
- [15] :A.Mati et B.Benyahia, « Commande sans capteur de vitesse d'une machine à induction», *Thèse de master, Univ de Msila, 2007.*
- [16] : A.Aoufi, « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage », *Thèse de magister, Univ de Biskra, 2011.*
- [17] : F.Morand, « Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones », *Thèse de doctorat, Univ de Lyon. Janvier 2005.*
- [18] : A.Chebbi, « Commande Backstepping d'une machine asynchrone sans capteur de vitesse », *Thèse de magister, Univ de Batna, 2011.*

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
MASTER EN GENIE ELECTRIQUE  
SPECIALITE : **COMMANDE DES SYSTEMES ELECTIQUE**

Proposé et dirigé par : Dr. DAMKHI Sihem

Présenté par : BOURAS Halima

**Thème**

**Contribution à la commande sans capteur de vitesse de la machine  
asynchrone par l'observation du flux rotorique**

**Résumé :**

La performance de la commande de la machine à induction dépend complètement de l'information recueillie sur la position du flux et celle du rotor, de cela la commande vectorielle par orientation du flux rotorique requiert l'installation d'un capteur afin de mesurer la vitesse ou la position du flux rotorique. L'association de ce capteur entraîne un surcoût qui peut être plus important que celui de la machine pour les faibles puissances. Il faut de plus prévoir une place supplémentaire pour l'installation du capteur. Chose qui n'est pas toujours souhaitable ou possible. Enfin, la fiabilité du système diminue à cause de ce dispositif fragile qui demande un soin particulier pour lui-même et pour sa connectique. C'est à partir de cette constatation nous intéressons à l'idée d'éliminer le capteur de vitesse. Par conséquent, éliminer un capteur de vitesse dans une commande vectorielle fait recourir à son observation à partir des terminaux électriques du stator (tension, courant).

**Mots Clés :** Machine asynchrone - modélisation -commande vectorielle - commande sans capteur de vitesse -observateur de Luenberger.

N° d'ordre : CSE \_157