

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

CENTRE UNIVERSITAIRE D'EL OUED



LICENCE (LMD)  
DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIES  
SPECIALITE : GENIE ELECTRIQUE  
OPTION : CONTROLE ET DIAGNOSTIC DES  
SYSTEMES ELECTRIQUES

## MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLOME LICENCE  
D'ETAT EN GENIE ELECTRIQUE

### THEME

COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE  
DE LA MACHINE ASYNCHRONE

Présenté par :

- . FAR Hamza.
- . ABABSA Ali.
- . GUEMARI Abdelouahab.

Proposé et dirigé par :

Mr. DIDA Abdelhak

2008/2009



# Remerciements

*Remerciements à Dieu – le tout puissant – qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.*

*Nous tenons à remercier notre promoteur M<sup>er</sup> DIDA Abdelhak d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.*

*Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous fait l'honneur de participer au jury de ce travail.*

*Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travail.*



# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail*

*A ma mère avec toute m' affection.*

*A mon père avec toute ma reconnaissance.*

*A mes grands-parents que dieu les garde.*

*A mes frères avec toute ma reconnaissance.*

*A ma famille.*

*A tous mes amis, mohamed, rachid, salah ,nourdine ,adel , walid ,*

*FAR Hamza.*

*ABABSA Ali.*

*GUEMARI Abdelouahab.*

# Notations

## ☞ Indices

|          |   |
|----------|---|
| $r$      | grandeur rotor ou de repère rotor (R)                 |
| $s$      | grandeur stator ou de repère stator (S)               |
| $\alpha$ | Axe $\alpha$ du repère stator (S) = $(\alpha, \beta)$ |
| $\beta$  | Axe $\beta$ du repère stator (S) = $(\alpha, \beta)$  |
| $d$      | Axe $d$ du repère tournant ( $d, q$ )                 |
| $q$      | Axe $q$ du repère tournant ( $d, q$ )                 |
| a, b, c  | Indices correspondants aux trois phases               |

## ☞ grandeurs Principales

|               |  |
|---------------|--|
| $\Phi$        | flux   |
| $\Phi_r$      | flux rotorique   |
| $\Phi_s$      | flux statorique  |
| $\Phi_m$      | flux magnétique  |
| $V_{ds}$      | tension statorique instantanée dans l'axe $d$  |
| $V_{qs}$      | tension statorique instantanée dans l'axe $q$  |
| $I_{ds}$      | courant statorique instantanée dans l'axe $d$  |
| $I_{qs}$      | courant statorique instantanée dans l'axe $q$  |
| $V_{s\alpha}$ | tension statorique instantanée dans l'axe $\alpha$   |
| $V_{s\beta}$  | tension statorique instantanée dans l'axe $\beta$  |
| $f$           | fréquence de réseau  |
| $\theta$      | position du rotor  |
| $\theta_s$    | angle électrique entre l'axe $d$ du référentiel tournant et le référentiel fixe (S) lié au |

---

stator,  $\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s$

|               |                               |
|---------------|-------------------------------|
| $\theta_{sl}$ | Angle de glissement           |
| $f$           | coefficient de frottement     |
| $\sigma$      | coefficient de dispersion     |
| $\omega_s$    | pulsation statorique          |
| $\Omega$      | vitesse de rotation mécanique |
| $C_{em}$      | couple électromécanique       |
| $C_r$         | couple résistant              |
| $S=d/dt$      | opérateur de laplace          |

### ☞ principaux paramètres moteur asynchrone

|       |                                |
|-------|--------------------------------|
| $R_s$ | Résistance statorique          |
| $R_r$ | Résistance rotorique           |
| $L_s$ | inductance cyclique statorique |
| $L_r$ | inductance cyclique rotorique  |
| $L_m$ | inductance magnétisante        |
| $P$   | nombre de pair de pole         |
| $T_r$ | constante de temps rotorique   |
| $T_s$ | constante de temps statorique  |
| $J$   | moment d'inertie               |

# Table de figure

## Chapitre I

Fig. I.1 : Machine Asynchrone à cage d'écureuil

Fig .I.2 : Rotor à cage d'écureuil

Fig.I.3. Vue schématique du stator (circuit magnétique, conducteurs d'encoches, tête de bobines, Enroulement statorique d'une machine a 4 pôles)

Fig.I.4. vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit

Fig. I.5.Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

Fig. I.6. Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

Fig.I.7.schéma de bloc de modèle de la machine asynchrone

Fig. I.8. Simulation de Démarrage direct de la machine asynchrone

## Chapitre II

Fig. II.1.Schéma de principe de convertisseur statique

Fig. II.2. tensions réseaux

Fig. II.3 Redresseur triphasé tout diodes.

Fig. II. 4tension de redresseur

Fig. II.5.le filtre LC

Fig. II.6. tension de redresseur après le filtrage, (a) avant le filtrage, (b) après le filtrage.

Fig. II.7. Schéma d'un onduleur de tension triphasé

Fig. II. 8 Schéma de modélisation de l'onduleur sur Matlab.

Fig. II.9. Schéma principe de MLI

Fig. II.10. tensions de références et de porteuse

Fig. II.11. le signale  $S(t)$  à la sortie de bloc MLI.

Fig. II.12. tension à la sortie de l'onduleur.

## Chapitre III

Fig.III.1. Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

Fig.III.2. Référentiel lié au flux rotorique Sur l'axe d.

Fig.III.3 . Représentation du bloc d'estimateurs.

Fig. III.4. Structure du bloc de découplage

Fig.III.5. Commande découplée – Expression de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

Fig.III.6 . Bloc de compensation  $e_{sd}$

Fig.III.7. Bloc de compensation  $e_{sq}$

Fig.III.8. Commande vectorielle directe de flux d'une machine alimentée en tension

Fig.III.9. Schéma de la régulation de la vitesse

Fig.III.10 . Schéma de la régulation du couple

Fig.III.11 . Schéma de la régulation du flux

Fig. III.12 Comportement de la commande vectorielle de la machine asynchrone,

((a) couple, (b) vitesse de rotation, (c) courant statorique, (d) module de flux rotorique

# INTRODUCTION GENERALE

Pendant de nombreuses décennies, la machine à courant continu a constitué la seule source électromagnétique de vitesse variable en raison de la facilité de sa commande. Cette dernière est assurée grâce au découplage naturel entre les deux éléments de commande en l'occurrence[10 ]:

- Le courant induit producteur du couple.
- Le courant inducteur producteur du flux.

Cependant, la fragilité du système balais collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C. en effet, ce commutateur ne facilite pas son entretien, il limite son fonctionnement en puissance et en vitesse et ne permet pas son utilisation dans des milieux corrosifs explosifs. Les techniques modernes d'entraînement reposent sur une utilisation de plus en plus large du moteur asynchrone, cela est motivé par sa robustesse, sa fiabilité électromécanique, son faible coût.

La machine asynchrone à cage, très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût d'entretien, impose des structures de contrôle spécifiques et complexes pour être utilisées dans des systèmes d'entraînements à vitesse variable performants. Ces systèmes d'entraînement intègrent l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble.

L'évolution technologique notamment en matières de semi-conducteur permet maintenant de construire des convertisseurs statiques performants capables de délivrer des tensions, courants d'amplitude et de fréquence réglable.

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 a été réalisée par Blaschke, dite commande vectorielle à flux orienté, (Field Oriented Control : FOC). 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. Cependant, l'expérience a montré les faiblesses de cette méthode face aux incertitudes des paramètres, qu'ils soient mesurés, comme la vitesse des moteurs, ou qu'ils varient en cours de fonctionnement, comme les résistances de rotor et du stator.

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.

L'objectif principal de ce travail, est l'évaluation par simulation numérique des performances de la commande vectorielle par l'orientation du flux rotorique d'une MAS.

Ce mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine asynchrone alimentée en tension en vue de sa commande en utilisant le formalisme. La simulation numérique permet la validation du modèle qui sera présenté.
- Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation convertisseur statique, qui est le responsable de délivrer une tension alternative réglable en amplitude et en fréquence.
- Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique, nous présenterons également le réglage de la vitesse de la machine asynchrone par le régulateur classique PI.
- On terminera par une conclusion générale et une annexe, ainsi qu'une bibliographie indiquant quelques sources d'information utilisées.

# CHAPITRE I

# MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

## I.1. Introduction

En général les machines réelles sont connues par leurs enroulements et leurs géométries propres, trop complexes, pour se prêter à une analyse tenant compte de leurs configurations exactes. On doit développer pour chaque type un modèle dont le comportement soit le plus proche possible du modèle réel.

La modélisation d'une machine électrique est une phase primordiale pour l'élaboration des lois de commande. Les progrès de l'informatique et de génie logiciels permettent de réaliser les modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques.

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 palier les différents effets qui peuvent accompagner, généralement les variations de vitesse, les variations de charge....etc .

Pour obtenir le modèle d'un tel système, trois taches doivent être accomplies:

- Choisir le modèle
- Déterminer ses paramètres
- Et enfin vérifier sa validité.

Dans ce chapitre, il sera présenté la modélisation linéarisée de Park d'une machine asynchrone. En suite, il sera procédé à la validation par simulation numérique du modèle de la machine, dont les paramètres sont donnés en annexe

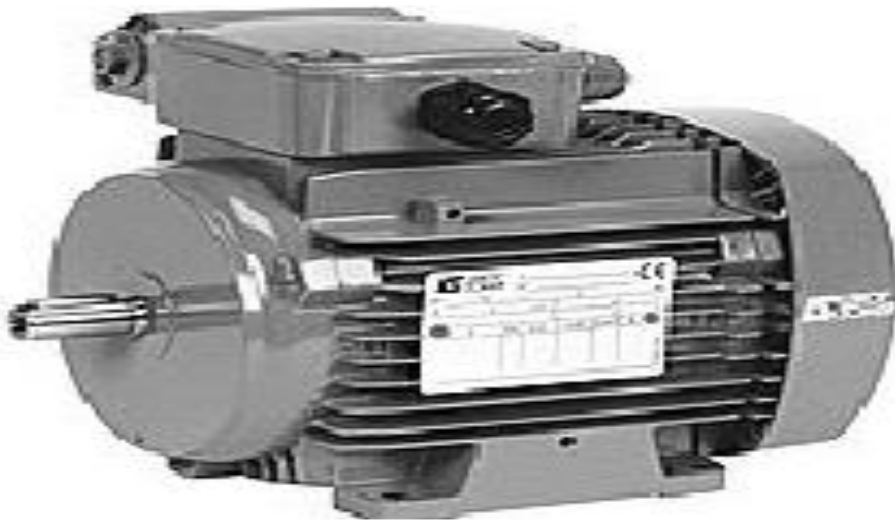
## I.2. Constitution et fonctionnement de la machine asynchrone tournante

### I.2.1. Définition de la machine à induction

On appelle machine asynchrone toute machine, qui ayant deux paires pôles et étant reliée à un réseau de fréquence  $f$ , ne tourne pas exactement à la vitesse synchrone ( $60 f / p$ ). On parle généralement de moteurs asynchrones car ces machines sont destinées à fournir de la puissance mécanique à partir du réseau électrique. Parmi les machines asynchrones, on peut distinguer deux types[13] :

- Les machines d'induction.
- Les machines à collecteur.

Le moteur d'induction est tellement plus utilisé que les autres que lorsqu'on parle de moteur asynchrone on sous-entend d'induction. La machine d'induction est caractérisée par une armature non alimentée (rotor), parcourue par des courants induits par l'autre armature qui est alimentée à partir d'un réseau de fréquence  $f_s$  (stator)



**Fig. I.1** : Machine Asynchrone à cage d'écureuil

### I.2.2. Constitution de la machine asynchrone à cage

Le moteur asynchrone comprend un stator et un rotor, constitués de tôles d'acier au Silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placés les enroulements. Le stator est fixe, on y trouve les enroulements reliés à la source. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, on définit deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil. Dans notre étude, nous allons considérer le cas d'une machine asynchrone à cage d'écureuil.

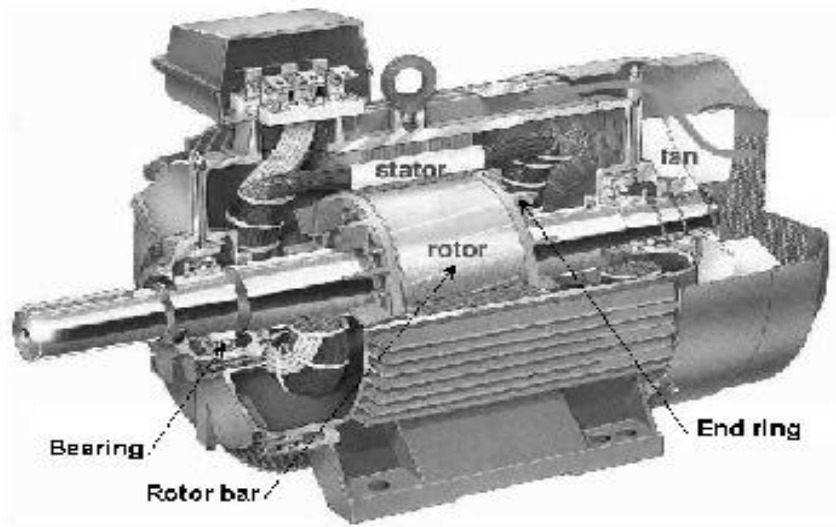


Fig. I.2 : Rotor à cage d’écureuil

I.2.3. Le stator

Les différents types de moteurs asynchrones ne se distinguent que par le rotor ; dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d’un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d’un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l’axe de la machine.

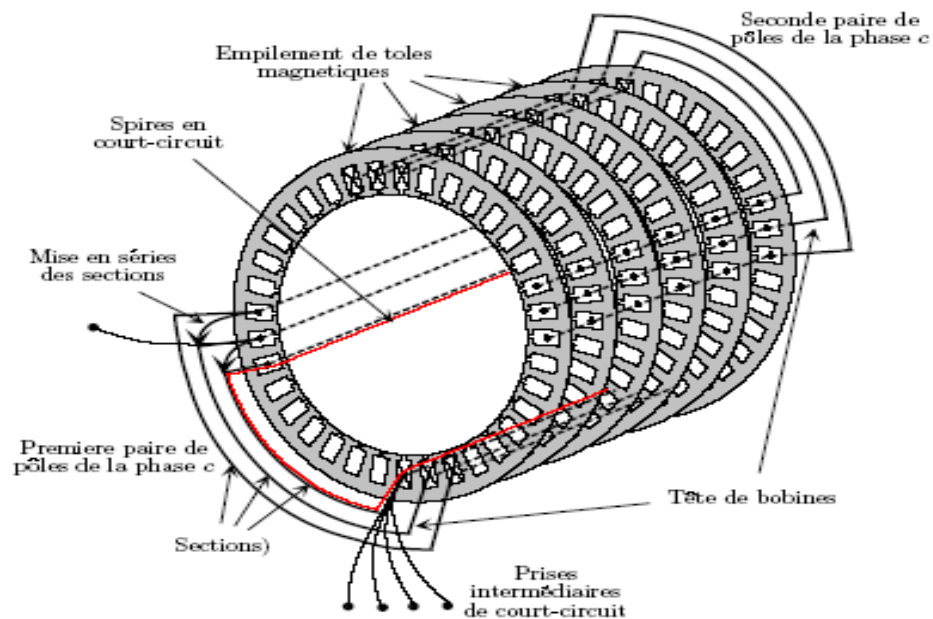
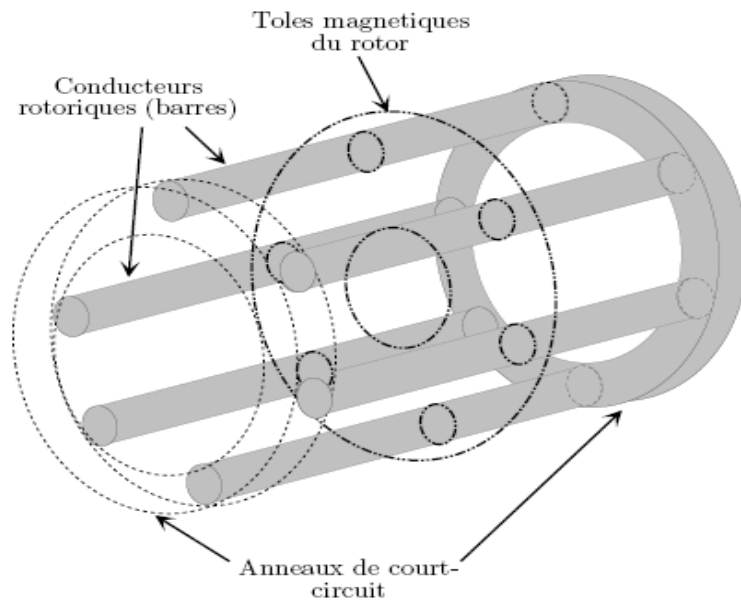


Fig. I.3. Vue schématique du stator (circuit magnétique, conducteurs d’encoches, tête de bobines, Enroulement statorique d’une machine a 4 pôles)

### I.2.4. Rotor à cage

Le circuit du rotor est constitué de barres conductrices régulièrement réparties entre deux couronnes métalliques formant les extrémités, le tout rappelant la forme d'une cage d'écureuil. Bien entendu, cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique analogue à celui du moteur à rotor bobiné. Les barres sont faites en cuivre, en bronze ou en aluminium, suivant les caractéristiques mécaniques et électriques recherchées par le constructeur. Ce type de moteur, beaucoup plus aisé à construire que le moteur à rotor bobiné est par conséquent d'un prix de revient inférieur et a une robustesse intrinsèquement plus grande. Il n'est donc pas étonnant qu'il constitue la plus grande partie du parc des moteurs asynchrones actuellement en service.



**Fig. I.4.** vue schématique en perspective du rotor (tôles magnétiques, conductrices d'encoches (barres) et anneaux de court-circuit

### I.2.5. Principe de fonctionnement

Le moteur d'induction se comportant comme un transformateur à couplage par champ tournant et à secondaire en court-circuit. Le primaire (stator) recevant des courants de pulsation  $\omega_s$  crée un flux tournant à la vitesse angulaire synchrone. Ce flux balayant les enroulements secondaires y induit des forces électromotrices et donc des courants puisque ce bobinage est en court-circuit. Le couple est dû à l'action du flux primaire sur les courants secondaires induits.

Le moteur tourne à une vitesse  $\omega_m$  d'autant plus inférieure à  $\omega_s$  que le couple résistant sur son arbre est plus grand. On appelle glissement l'écart des vitesses angulaires synchrones  $\omega_s$  et réel  $\omega_m$  rapporté à la vitesse angulaire synchrone comme dans la relation :  $s = \omega_s - \omega_m / \omega_s$

### I.3. Modélisation de la machine asynchrone

#### I.3.1. Hypothèses simplificatrices

On suppose que la saturation du circuit magnétique n'est pas considérée, ni son hystérésis, ce qui entraîne un champ magnétique sinusoïdal. On suppose que la construction mécanique est parfaitement équilibrée, l'entrefer est lisse, et la dispersion du champ magnétique aux deux bouts de la machine est négligeable. Au niveau de la méthode de modélisation mathématique, nous considérerons une machine à une paire de pôles, le passage à plusieurs paires de pôles s'effectuant de manière simple en divisant alors les angles par ce nombre de paires de pôles, on parle alors d'angle électrique. Le stator sera composé de trois bobines identiques (A, B et C) régulièrement déphasées de  $2\pi/3$  radians électriques, la phase A sera prise comme référence angulaire. Le rotor sera considéré comme équivalent à trois bobines identiques (a, b et c) court-circuitées sur elles-mêmes également régulièrement déphasées de  $2\pi/3$  radians électriques [01] [02].

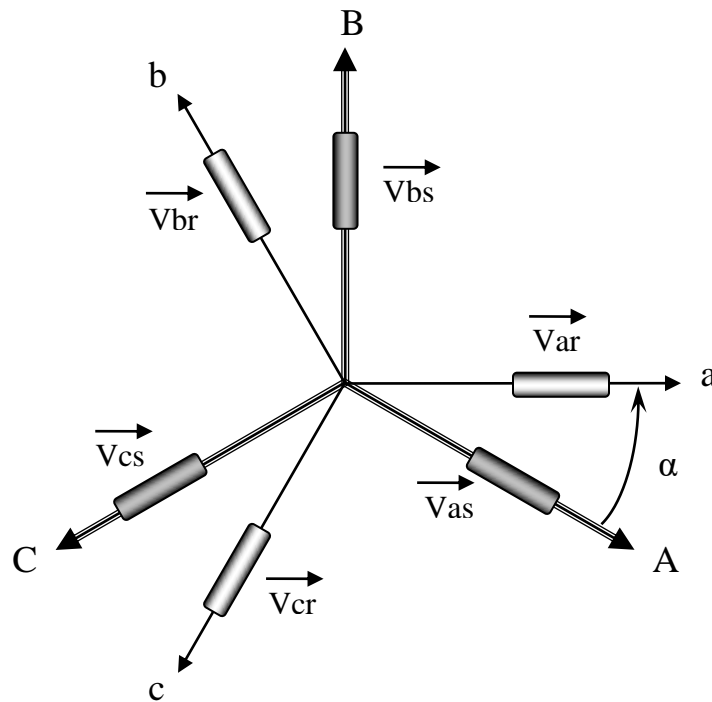


Fig. I.5.Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

#### I.3.2. Equations générales

Le comportement de la machine asynchrone est entièrement défini par trois types d'équations à savoir :

- Les équations électriques.

- Les équations magnétiques.
- Les équations mécaniques.

**I.3.2.1. Equations électriques**

Nous pouvons à présent écrire le système matriciel électrique suivant dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \\ V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \tag{I.01}$$

Ou de manière plus raccourcie :

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + (d/dt)[\Phi_{sabc}] \tag{I.02}$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + (d/dt)[\Phi_{rabc}] \tag{I.03}$$

**I.3.2.2. Équations magnétiques**

Maintenant, nous devons exprimer les grandeurs magnétiques au stator et au rotor, toujours dans le repère a, b, c :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \\ \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s & M_1 & M_3 & M_2 \\ M_s & l_s & M_s & M_2 & M_1 & M_3 \\ M_s & M_s & l_s & M_3 & M_2 & M_1 \\ M_1 & M_3 & M_2 & l_r & M_r & M_r \\ M_2 & M_1 & M_3 & M_r & l_r & M_r \\ M_3 & M_2 & M_1 & M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \tag{I.04}$$

Pour l'écriture condensée, on met :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} \tag{I.05}$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} \tag{I.06}$$

On aura :

$$[\mathbf{M}_{sr}] = [\mathbf{M}_{rs}]^t = \mathbf{M}_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) \\ \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha + 2\pi/3) \\ \cos(\alpha + 2\pi/3) & \cos(\alpha - 2\pi/3) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (\text{I.07})$$

On aura finalement :

$$[\mathbf{V}_{sabc}] = [\mathbf{R}_s][\mathbf{i}_{sabc}] + (d/dt)([\mathbf{L}_{ss}][\mathbf{i}_{sabc}] + [\mathbf{M}_{sr}][\mathbf{i}_{rabc}]) \quad (\text{I.08})$$

$$[\mathbf{V}_{rabc}] = [\mathbf{R}_r][\mathbf{i}_{rabc}] + (d/dt)([\mathbf{L}_{rr}][\mathbf{i}_{rabc}] + [\mathbf{M}_{rs}][\mathbf{i}_{sabc}]) \quad (\text{I.09})$$

### I.3.2.3. Équations mécaniques

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, etc...), il faut ajouter l'équation de mouvement au système d'équations différentielles [03].

$$J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \quad (\text{I.10})$$

Notons que la vitesse électrique du rotor est donnée par l'expression suivante :

$$\omega_r = p \cdot \Omega_r \quad (\text{I.11})$$

Cette modélisation triphasée présente un inconvénient majeur pour notre application. Les matrices  $[\mathbf{M}_{sr}]$  et  $[\mathbf{M}_{rs}]$  dépendent de l'angle de rotation mécanique, et nécessitent donc d'être recalculées à chaque pas d'échantillonnage [04].

### I.3.3. Modélisation dans le repère de Park

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé. Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier est garder fixe fixe par rapport au stator, et est communément appelé  $\alpha\beta$ , le second est lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme  $\omega_s$  et est appelé dq, et le dernier garder fixe par rapport au rotor. est appelé XY. La modélisation en  $\alpha\beta$  voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant. Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park [05].

Dans la théorie de Park, on utilise la transformation unique pour les courants, tensions et flux.

$$[P(\theta_c)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_c & \cos(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_c - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_c & -\sin(\theta_c - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_c - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.12)$$

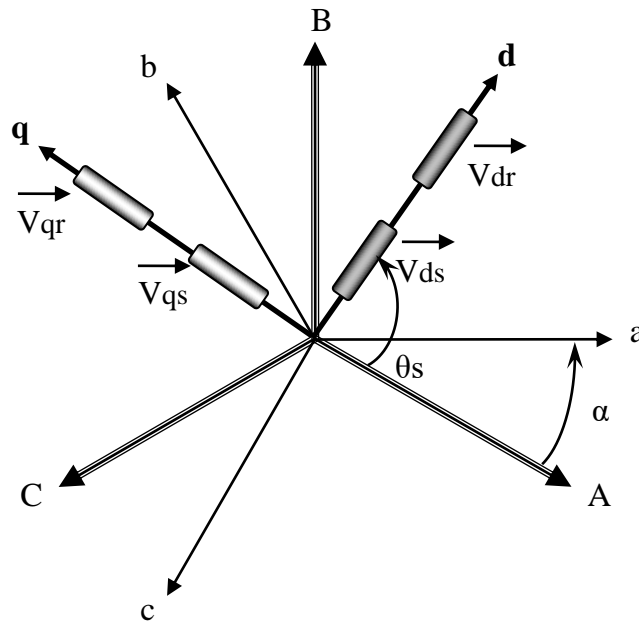


Fig. I.6. Représentation du passage d'un système triphasé à celui biphasé

**I.3.3.1. Équations électriques**

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_c \cdot \Phi_{qs} \quad (I.13)$$

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_c \cdot \Phi_{ds} \quad (I.14)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{qr} = 0 \quad (I.15)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_c - \omega) \cdot \Phi_{dr} = 0 \quad (I.16)$$

**I.3.3.2. Equations magnétiques**

$$\Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \quad (I.17)$$

$$\Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \quad (I.18)$$

$$\Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr}. \quad (I.19)$$

$$\Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}. \quad (I.20)$$

### I.3.3.3. Équations mécanique

$$\begin{aligned} J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} &= C_e - C_r - f \cdot \Omega_r \\ C_e &= (3/2) \cdot p \cdot M \cdot (i_{rd} \cdot i_{sq} - i_{sd} \cdot i_{rq}). \\ \omega_r &= p \cdot \Omega_r. \end{aligned} \quad (I.21)$$

### I.3.4. Représentation d'état

$$[X'] = [A] \cdot [X] + [B] \cdot [U] \quad (I.22)$$

$$[X] : \text{Vecteur d'état, avec } [i_{ds}, i_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr}]^t \quad (I.23)$$

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

[B] : Matrice de la commande.

[U] : Vecteur du système de commande.  $[V_{ds}, V_{qs} \ 0 \ 0]^t$

$$\begin{bmatrix} \frac{-1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & \omega_c & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} & \frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_c & \frac{-1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r T_r} \right) & -\frac{L_m \omega_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m}{\sigma L_s L_r T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & (\omega_c - \omega_m) \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_c - \omega_m) & \frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

$$\text{et } [B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$  : Coefficient de dispersion (I.26)

**I.3.5. Choix du référentiel lié au stator**

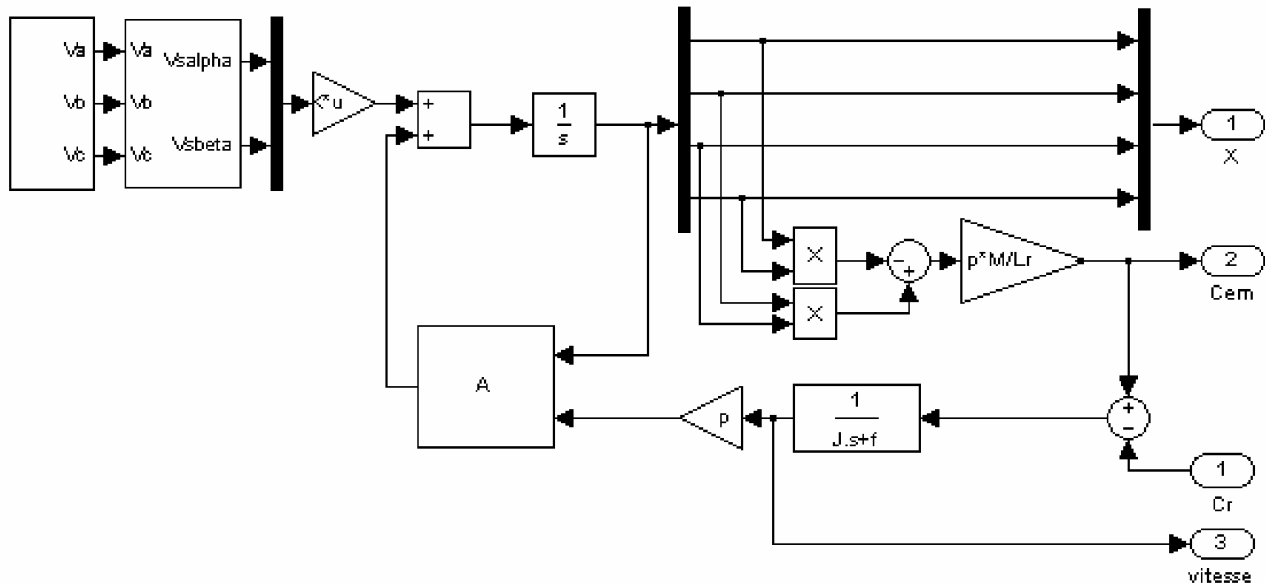
$$\theta_c = 0 \ ; \ \theta_r = -\theta \quad \Rightarrow \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \ ; \ \frac{d\theta_r}{dt} = -\omega$$

Le système d’axes  $(\alpha, \beta)$  : système immobile par rapport au stator, ce système possède des tensions et des courants réels, et on peut être utilisé pour étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif, avec le branchement de résistances supplémentaires au niveau du circuit du stator, Il se traduit par les conditions[12].

↳ **Le modèle obtenu est traduit par le schéma bloc suivant**

La simulation dans le cas présent, représente la phase de validation du modèle de la machine asynchrone dans le repère lié au stator, la généralisation sur les autres repères pourra se faire de manière analogue. Cette étude ne teste que le modèle dans le cas d’un démarrage direct.

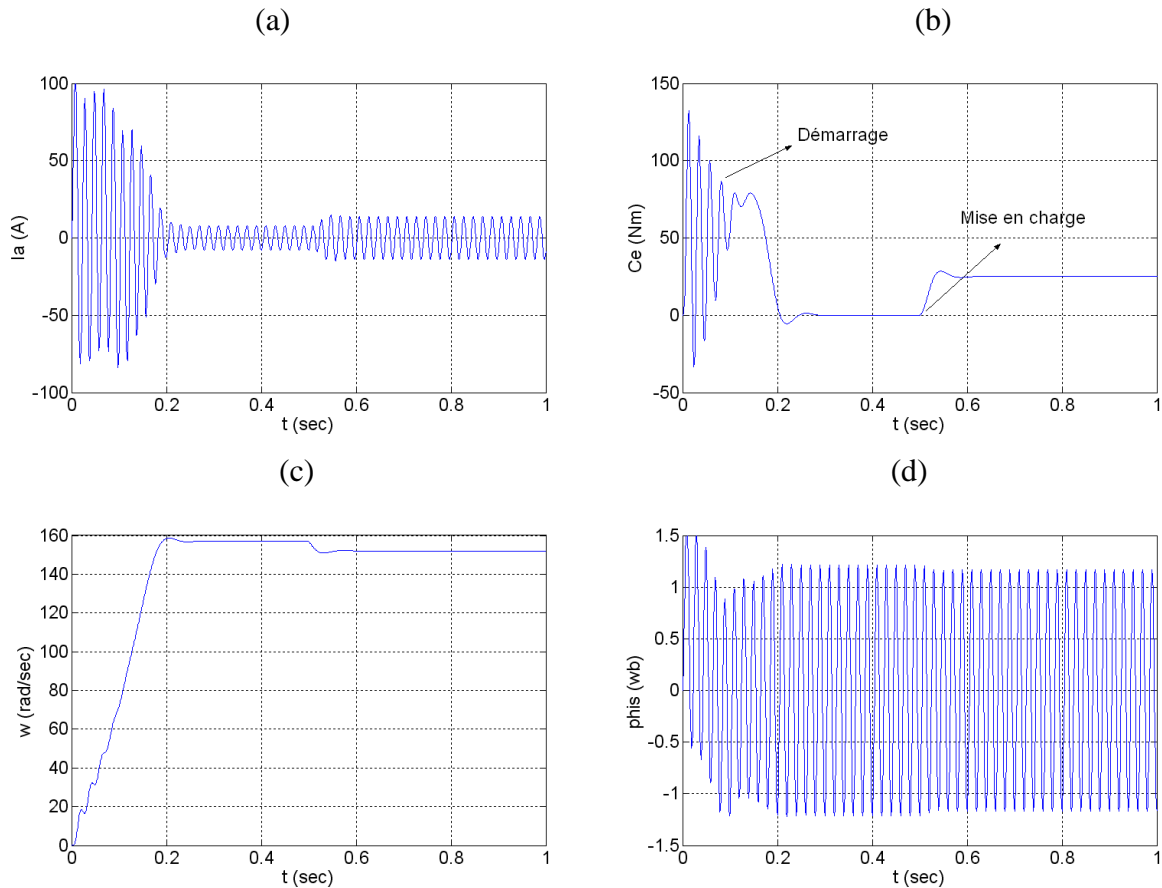
Pour les besoins de la simulation on considère une machine tétrapolaire avec les paramètres définis dans l’annexe.



**Fig. I.7.**schéma de bloc de modèle de la machine asynchrone

**I.4. Résultat de simulation de machine asynchrone**

Pour reconnaître notre machine, sur matlab nous réalisons un démarrage direct à partir d’un réseau de caractéristiques 220/380Volt et de 50Hertz, et à l’instant 0.5sec on applique un échelon de couple résistant nominale égale à 25 Nm, et les paramètres de la machine sont donnée dans l’annexe



**Fig. I.8.** Démarrage direct de la machine asynchrone :

(a) courant statorique (b) couple électromagnétique, (c) vitesse électrique, (d) flux statorique

- On reconnaît le classique appel de courant au démarrage égal à 5 fois environ le courant. Après sa disparition, le régime permanent est atteint et il reste le courant correspondant au comportement inductif du moteur à vide. Mais pour une charge de 25 Nm il monte jusqu'à 12A.
- L'oscillation de couple monte jusqu'à plus de 70 N.m. Après disparition du régime transitoire, le couple tend vers zéro puisque l'on a annulé le couple résistant.
- Les oscillations de couple se font évidemment ressentir sur l'évolution de la vitesse qui en régime permanent se stabilise à 157 rad/s puisque le moteur possède 2 paires de pôles. Après la mise en charge une chute de vitesse est remarquée.
- Le flux statorique après l'oscillation de démarrage, atteint sa forme sinusoïde, mais après la mise en charge il marque une chute notable.

## **I.5.Conclusion**

Dans ce exposé on s'est intéressé à l'établissement du modèle de la machine asynchrone associée à une source d'alimentation purement sinusoïdal .Ce permet essentiellement de retrouver les résultats classiques de la machine asynchrone, de valider ainsi le modèle établi et de vérifier que les simulation s'effectues le logiciel MATLAB sont valables.

Le modèle de la machine asynchrone simulée a été établi en passant réel triphasé vers un système biphasé de PARK .Les résultats obtenues suite à cette première simulation montre bien la validité du modèle de PARK.

# CHAPITRE II

# CONVERTISSEUR STATIQUE

## II.1. Introduction

Le convertisseur statique est un système permettant d'imposer à la machine asynchrone des tension de phase, dont les fréquences et les amplitudes variables, à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes. Il est composé généralement d'un redresseur à et d'un onduleur de tension. La figure (II.1) montre la structure du convertisseur statique, la machine à induction est alimentée généralement par un onduleur qui assure la conversion continue/alternatif pour produire une tension à valeur moyenne nulle dont l'amplitude et la fréquence sont commandable.

## II.2. Modélisation de système d'alimentation

L'alimentation est constitué d'une source triphasé alimente un redresseur de tension, et d'un filtre LC et d'un onduleur de tension comme le montre la figure (II.2). Le but de toute commande est de pouvoir faire varier la vitesse de la machine. La vitesse dépend implicitement de la fréquence et de la tension statorique. Donc pour parvenir à régler la vitesse il faut régler la fréquence et la tension d'alimentation. Le seul moyen d'obtenir une source d'alimentation capable de fournir une tension de fréquence réglable est d'alimenter la machine par un onduleur.[06]

L'alimentation continue de l'onduleur est assurée par redresseur par l'intermédiaire d'un filtre LC dont le principal intérêt est de filtrer les ondulations de la tension continue à la sortie de redresseur.

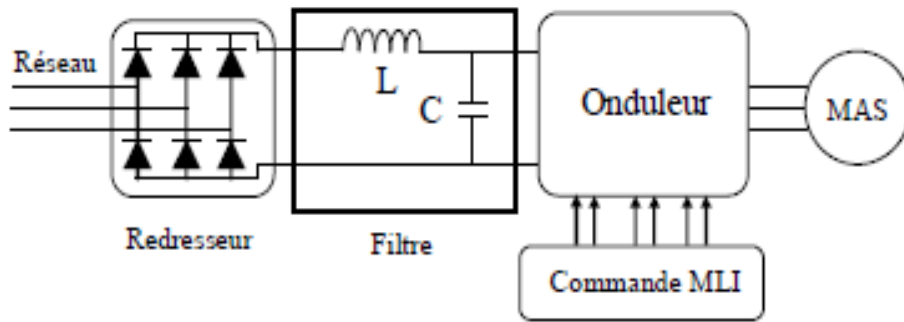


Fig. II.1. Schéma de principe de convertisseur statique

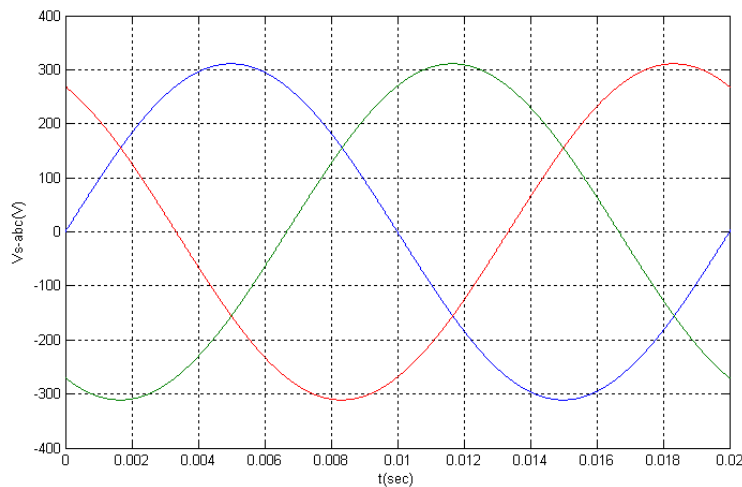


Fig. II.2. Tensions réseaux

**II.3. Modélisation du redresseur triphasé à diodes** Les redresseurs sont des convertisseurs qui assurent la conversion alternative continu (AC/DC). Nous utilisons le pont triphasé toutes diodes alimentées par un système de tension sinusoïdales triphasées, schématisé par la figure (II.3).

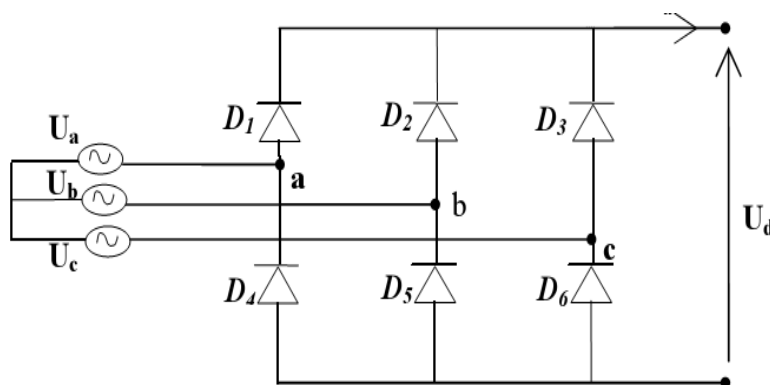


Fig. II.3. Redresseur triphasé tout diodes.

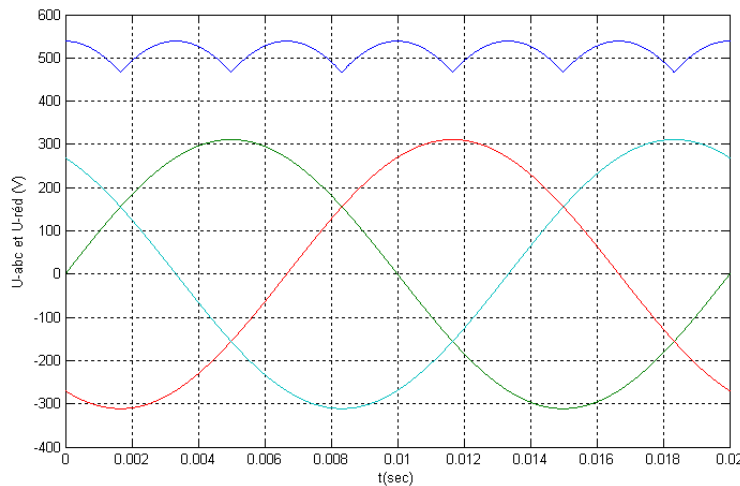
Les tensions simples du réseau triphasé équilibré sont :

$$\begin{cases} U_a = V_m \sin \omega_s t \\ U_b = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ U_c = V_m \sin(\omega_s t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.01})$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_{red}(t) = \text{Max}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - \text{Min}[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{II.02})$$

Cette tension est représentée par la Figure (II,4)



**Fig. II.4.** Tension à la sortie du redresseur

Cette tension redressée est assez ondulée, ce qui nécessite une opération de filtrage

## II.4. Modélisation du filtre

Pour filtrer la tension continue délivrée par le pont redresseur on utilise un filtre (LC), Le rôle essentiel de ce filtre peut être résumé dans les points suivants :

- Il assure la fourniture du courant sous basse impédance et transitoirement le stockage des impulsions renvoyées par l'onduleur et empêche qu'ils ne soient injectés dans le réseau d'alimentation.
- Il évite les fluctuations importantes de la tension continue d'alimentation délivrée par le redresseur
- Il limite la vitesse de croissance des courants de court-circuit. En freinant, grâce à l'inductance. Les grandeurs qui interviennent pour fixer le dimensionnement du filtre sont :

\* la tension  $U_{dc}$  d'alimentation de l'onduleur.

\* La composante continue du courant exigé  $i_s$ .

\* L'ondulation maximale de ce courant est celle tolérée sur la tension  $U_{dc}$  dans les plus mauvaises conditions.

Dans un tel filtre l'inductance  $L_f$  doit le plus souvent correspondre à une valeur élevée s'exprimant en m H., la capacité  $C_f$  du filtre correspond généralement à des valeurs considérables de plusieurs mF le cas échéant. Les équations du filtre sont :

$$\begin{cases} U_{red}(t) = L_f \frac{di_d(t)}{dt} + U_{dc} \\ \frac{dU_{dc}(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_d(t) - i_s(t)) \end{cases} \quad (II.03)$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :  $F(s) = \frac{U_{dc}(S)}{U_{red}(S)} = \frac{1}{1 + \sqrt{L_f \cdot C_f} S}$

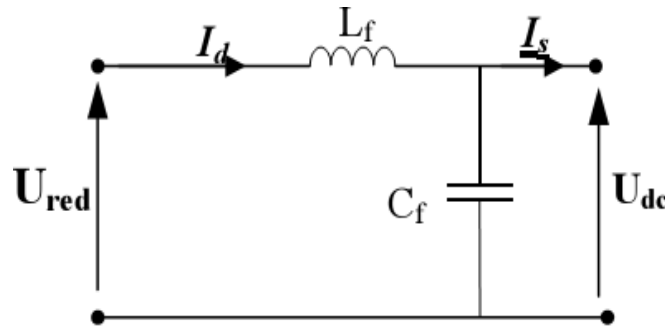


Fig. II.5. Le filtre LC

(a)

(b)

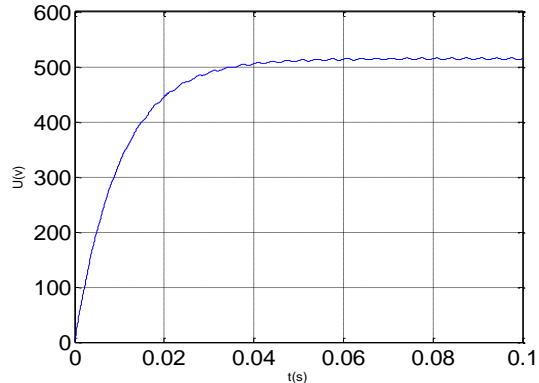
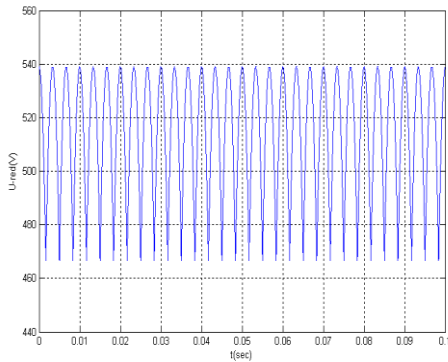


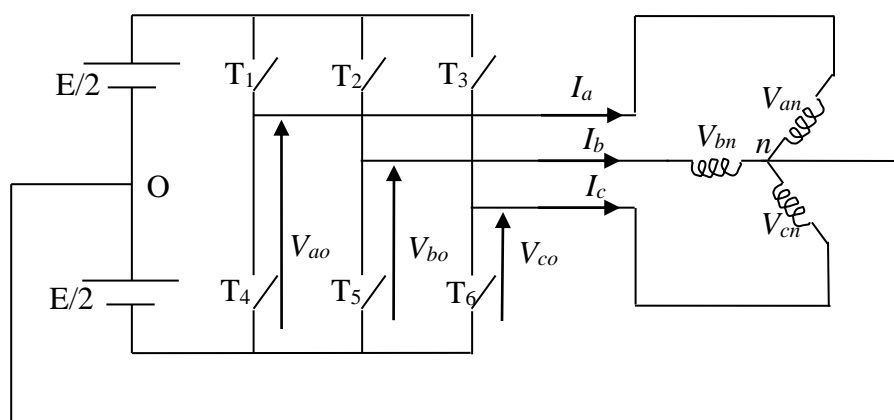
Fig. II.6. Tension de redresseur, (a) avant le filtrage, (b) après le filtrage.

### II.5. Convertisseur continue-alternative (onduleur)

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellule de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Pour sa commande, on a utilisé la commande par modulation de Largeur d'impulsions (MLI). La structure à trois bras est présentée sur la Figure (II.7) [13].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs  $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$  les interrupteurs ( $T_1$  et  $T_4$ ), ( $T_2$  et  $T_5$ ) et ( $T_3$  et  $T_6$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire.

Les tensions de sortie de l'onduleur  $V_{ao}$ ,  $V_{bo}$  et  $V_{co}$  sont, par commodité, référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée  $o$ . Pour qu'elles soient identiques à 1/3 période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de 1/3 période sur le précédent [06].



**Fig. II.7.** Schéma d'un onduleur de tension triphasé

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \tag{II.04}$$

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

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{ab} - \mathbf{U}_{ca}] \\ \mathbf{V}_{bn} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{bc} - \mathbf{U}_{ab}] \\ \mathbf{V}_{cn} = (1/3) \cdot [\mathbf{U}_{ca} - \mathbf{U}_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.05})$$

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

$$[\mathbf{T}] = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{T}_4 \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_5 \\ \mathbf{T}_3 & \mathbf{T}_6 \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ao} \\ \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_1 & \mathbf{T}_4 \\ \mathbf{T}_2 & \mathbf{T}_5 \\ \mathbf{T}_3 & \mathbf{T}_6 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{E} \\ \frac{\mathbf{E}}{2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.06})$$

On a aussi :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{ao} = \mathbf{V}_{an} + \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{bo} = \mathbf{V}_{bn} + \mathbf{V}_{no} \\ \mathbf{V}_{co} = \mathbf{V}_{cn} + \mathbf{V}_{no} \end{cases} \quad (\text{II.07})$$

Dont on peut déduire

$$\mathbf{V}_{no} = (1/3) \cdot [\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}] \quad (\text{II.08})$$

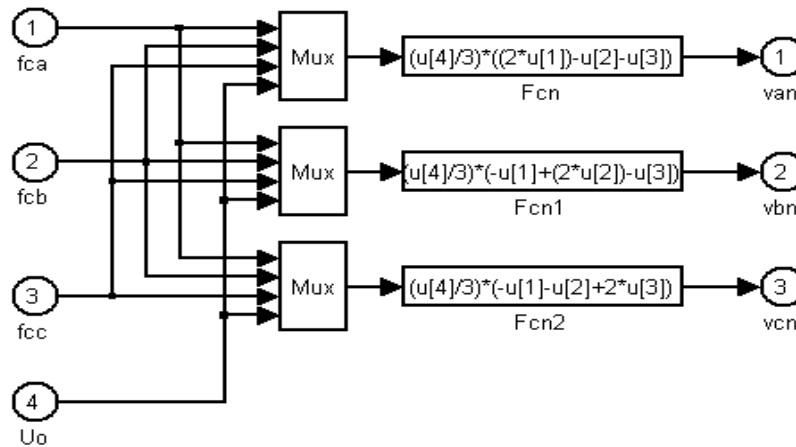
Pour un système de tensions triphasées équilibrées on peut déduire le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{ao} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{bo} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{bo} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{co}) \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{2}{3} \cdot \mathbf{V}_{co} - \frac{1}{3} \cdot (\mathbf{V}_{ao} + \mathbf{V}_{bo}) \end{cases} \quad (\text{II.09})$$

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

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{V}_{ao} \\ \mathbf{V}_{bo} \\ \mathbf{V}_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

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



**Fig. II.8.** Schéma de modélisation de l'onduleur sur Matlab.

### II.6. Stratégies de commande MLI sinusoïdale

Le principe général de cette stratégie est de 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 la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

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

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

$$U_r \geq U_p \Rightarrow S(t)=1 \text{ sinon } S(t)=0$$

Tel que :  $U_r$  : tension référence,  $U_p$  : tension porteuse

$S(t)$  : est le signal MLI résultant

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

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

référence  $f_{ref}$  :

$$m = \frac{f_p}{f_{ref}} = \frac{T_{ref}}{T_p}$$

- Le taux de la modulation (le coefficient de réglage en tension) 'r' qui est l'image du rapport des amplitudes de tension de la référence  $V_{mref}$  sur la porteuse  $V_{mP}$  :  $r = \frac{V_{mref}}{V_P}$

Le schéma de l'élaboration de la M.L.I sur Matlab est donné par la figure (II-3)

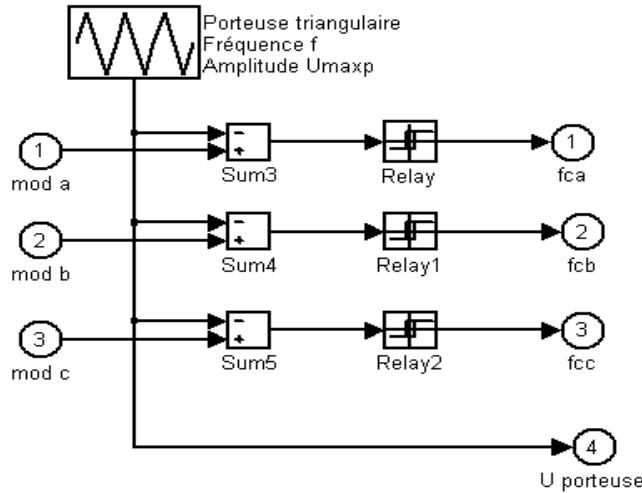


Fig. II.9. Schéma principe de MLI

**II.7. Résultat de Simulation de l'association (redresseur-filtre-Onduleur)**

Nous utilisons un réseau de caractéristiques 220/380Volt et de 50Hertz, pour alimenter le redresseur et pour les références de MLI, et un porteuse de 350Volt et 1000Hertz.

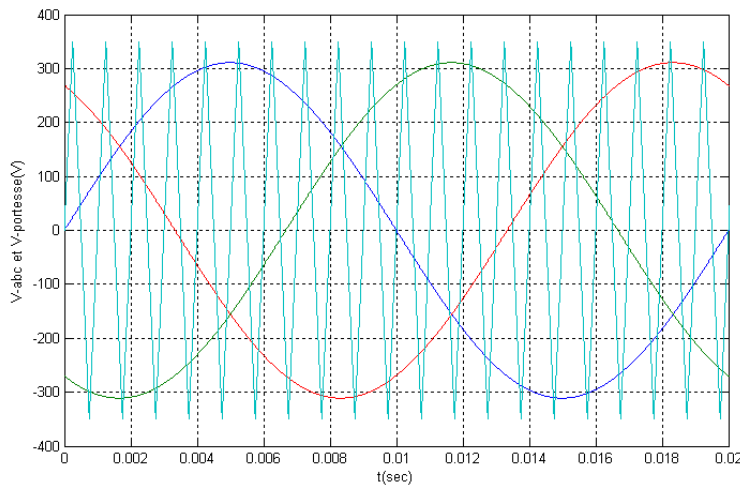
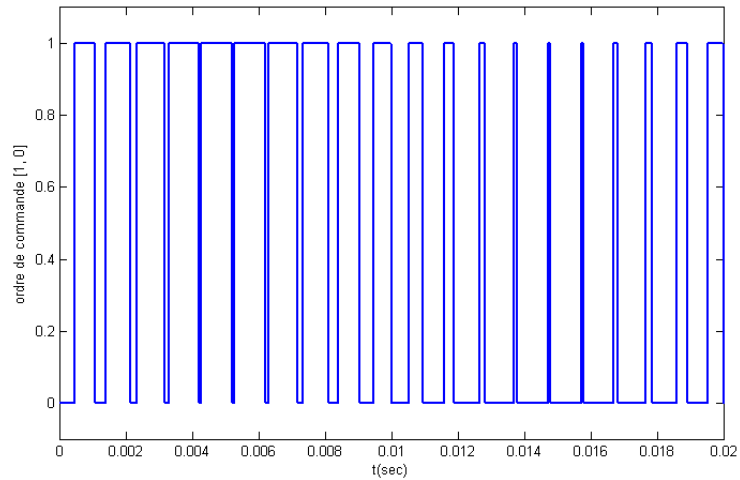
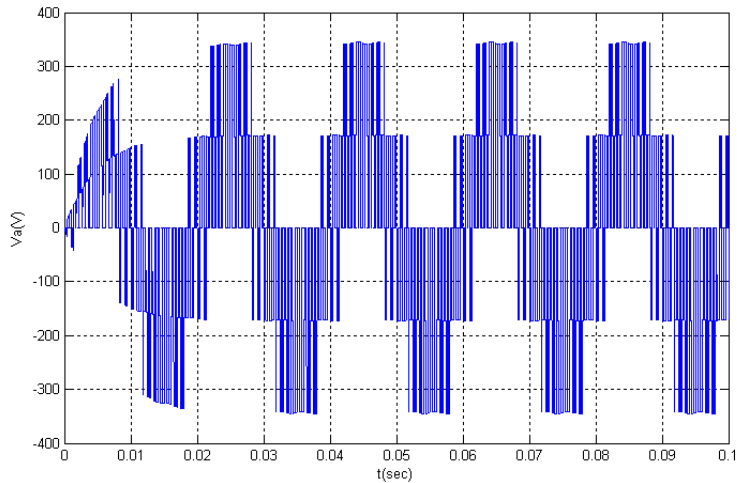


Fig. II.10. Tensions de références et de porteuse



**Fig. II.11.** Le signal  $S(t)$  à la sortie de bloc MLI.



**Fig. II.12.** Tension simple à la sortie de l'onduleur.

### II.8. Conclusion

Dans ce chapitre on présenté L'alimentation, qu'il est constitué d'un redresseur de tension, d'un filtre LC, et d'un onduleur de tension et les différentes stratégies de commande de l'onduleur.

La MLI triangle sinusoïdale est caractérisée par deux paramètres  $m$  et  $r$ . Plus  $m$  est grand plus les résultats de simulation sont meilleurs, mais ce dernier dépend de la qualité des composant existants L'objectif de la commande MLI est réside dans le décalage des harmoniques vers des fréquences plus élevées.

# CHAPITRE III

# PRINCIPE COMMANDE VECTORIELLE

## III.1 Introduction

La simplicité de commander le moteur à courant continu (MCC) permet à ce dernier d'être le meilleur variateur de vitesse. Toutefois sa structure et par la présence du collecteur mécanique nécessite une maintenance souvent trop coûteuse pour les performances requises. Par conséquent les recherches ont été orientées vers la commande des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statique à fréquence variable. La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique dans la configuration de Park est non linéaire, multi variable et fortement couplé, c.à.d qu'il existe un couplage complexe entre les deux armatures : stator et rotor. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport (tension/fréquence) n'ont pas pu répondre aux exigences des cahiers de charge et donnent donc des performances dynamiques appréciables. Ce n'est que vers les années 70 que des solutions aux problèmes cités au-dessus ont vu le jour grâce à BLACSHKE et HUASSE qui ont réalisé la première commande découplée de la machine asynchrone pour obtenir une situation équivalente à celle d'un moteur à courant continue .

Dans ce chapitre, il sera sujet d'étudier la commande vectorielle par orientation du flux rotorique d'une machine asynchrone alimentée en tension et de présenter les résultats de simulation de cette commande avec des régulateurs classiques (PI).

### III.2. Principe du découplage

En négligeant les phénomènes parasites telle que la réaction d'induit ou la commutation, la machine électrique qui répond le mieux aux hypothèses de découplage est le moteur à courant continu à excitation indépendante. En effet, dans ce type de structure, il est simple d'imaginer des contrôles indépendants du flux et du couple respectivement par les courants d'inducteur et d'induit. L'objectif pour une commande de la machine à induction est de réaliser l'opération précédente à l'aide de variables de commande similaire comme le montre la Fig.II.1 [05],

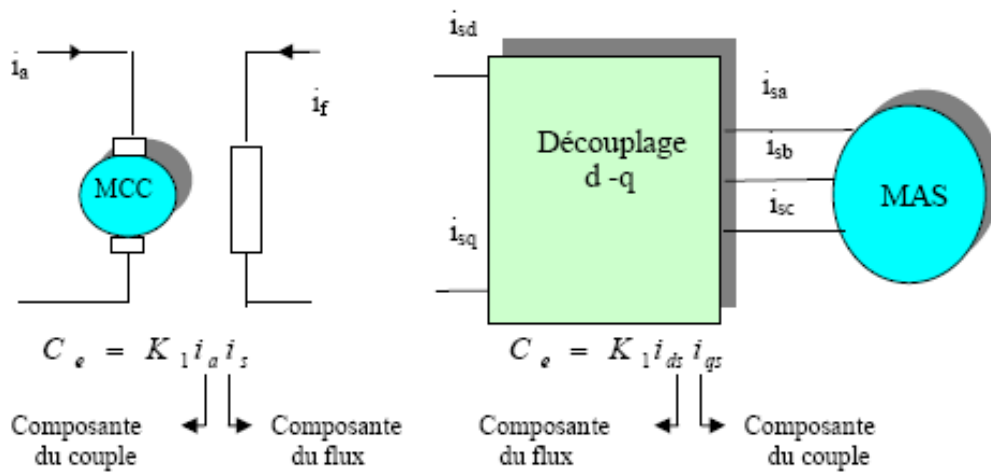


Fig. III.1. Schéma de principe du découplage pour la MAS par analogie avec la machine à courant continu

### III.3. Principe de la commande vectorielle

La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe (d -q) et une loi de commande assurant le découplage du couple et du flux. L'expression du couple de la M.AS est donnée par:

$$C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs} - \Phi_{qs} I_{ds}] \tag{III.1}$$

Si le flux rotorique est orienté sur l'axe d d'un repère lié au champ tournant, «Fig.III.2»:

$$\Phi_{qr} = 0, \quad \Phi_{dr} = \Phi_r \tag{III.2}$$

Le couple devient :

$$C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} [\Phi_{dr} I_{qs}] \tag{III.3}$$

Ou encore moyennant une constante  $K'_t$  prés,  $C_{em}$  devient.

$$C_{em} = K'_t \cdot \phi_{rd} \cdot I_{sq} \tag{III.4}$$

$$K'_t = p(L_m / L_r)$$

La présente expression est analogue à celle de couple d'une machine à courant continu (M.C.C).

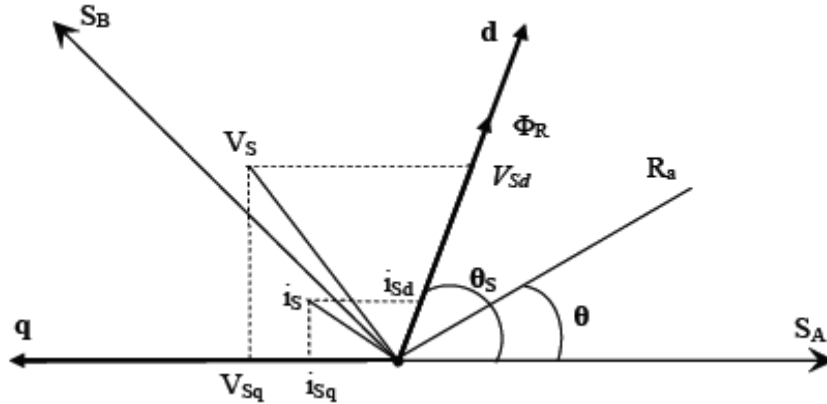


Fig. III.2. Référentiel lié au flux rotorique Sur l'axe d.

La théorie de cette commande permet d'assimiler la machine asynchrone à une machine à courant continu à excitation séparée. La figure «III.1» illustre l'équivalence entre l'expression du couple que l'on réalise avec la commande découplée classique d'une machine à courant continu et la commande vectorielle réalisée sur une machine à induction.[10]

$i_a$  ,  $i_{sq}$  : Composantes de couple.

$i_f$  ,  $i_{sd}$  : Composantes de flux.

En effet, à partir de ces principes de base, des nombreuses variantes ont été présentées que l'on peut classifier de la façon suivante :

- ⇒ Selon la source d'énergie, on a la commande en tension ou la commande en courant ;
- ⇒ Selon l'orientation du repère (d-q), à savoir le flux rotorique, le flux statorique ou le flux magnétisant
- ⇒ Selon la détermination de la position du flux, commande directe par mesure ou observation du vecteur flux, ou commande indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

En tenant compte du choix de référentiel, c'est-à-dire, référentiel lié au champ tournant, puis en choisissant d'orienter le flux rotorique, le modèle d'état du système (I.20) nous donne :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = -\frac{1}{T_r} \phi_r + \frac{L_m}{T_r} I_{ds} \tag{III.5}$$

On remarque d'après les équations (III.3) et (III.5) que le couple électromagnétique est déterminé

directement à partir de la composante  $I_{qs}$  du courant statorique en choisissant de maintenir le flux rotorique constant, alors que le flux rotorique est déterminé à partir de la composante  $I_{ds}$  du courant. Donc, on a bien découplé le courant statorique en deux composantes, la première correspondante au flux et la deuxième au couple, ainsi le modèle semblera au modèle de la machine à courant continu.

En substituant (III-2) dans les équations de tensions, on obtient[11] :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sd} - L_s \sigma \omega_s I_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_r \\ V_{sq} = L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r^2} R_r \right) I_{sq} - L_s \sigma \omega_s I_{sd} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \phi_r \\ T_r \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \phi_r = L_m I_{sd} \\ \frac{L_m}{L_r} I_{sq} = \omega_{s1} \phi_r \\ C_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} [\phi_r \quad I_{sq}] \end{array} \right. \quad (III.6)$$

#### III.4. Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté

Comme nous l'avons déjà expliquée (section III.3.1.), on utilise trois estimateurs pour estimer le flux rotorique, la pulsation statorique et l'angle de transformation à partir de la pulsation statorique.

L'équation (III.5) permet d'estimer le flux  $\phi_r$

$$\phi_r = \left( \frac{L_m}{1 + sT_r} \right) I_{ds} \quad (III.7)$$

La quatrième équation du système (III.6) permet d'estimer la pulsation statorique  $\omega_s$  puis  $\Theta_s$ .

Le flux est nul au démarrage, alors on ajoute 0.001 au dénominateur, [07], pour ne pas avoir une valeur indéterminée :

$$\omega_s = p\Omega + \left( \frac{L_m}{T_r \phi_r + 0.001} \right) I_{qs} \quad (III.8)$$

$$\Theta_s = (1/s)\omega_s \quad (III.9)$$

Le symbole S est l'opérateur de Laplace.

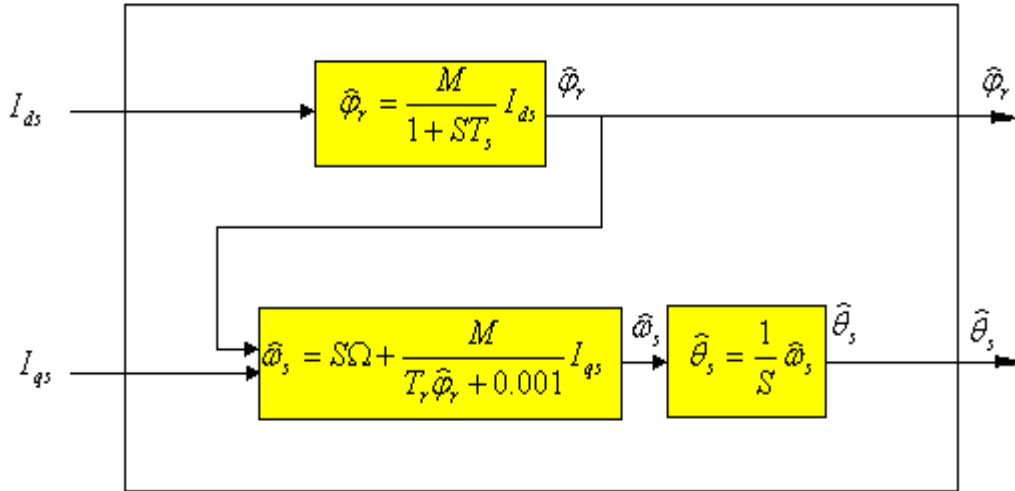


Fig. III.3. Représentation du bloc d’estimateurs.

Les expressions du système d’équations (III.6) peuvent être exploitées telles quelles pour réaliser cette commande, mais elle ont un gros inconvénient, Vsd et Vsqs, influent à la fois sur Isd et Isqs donc sur le flux et le couple. Il est donc nécessaire de réaliser un découplage. Nous utilisons dans notre travail le découplage par compensation [05].

### II.5. Principe du découplage par compensation

Le principe de découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande Vsd1 et Vsqs1 tel que Vsd1 n’agit que sur Isd et Vsqs1 sur Isqs.

Définissons deux nouvelles variables de commande Vsd1 et Vsqs1 comme suit [07] :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sd} = \mathbf{V}_{sd1} - \mathbf{e}_{sd} \\ \mathbf{V}_{sq} = \mathbf{V}_{sq1} - \mathbf{e}_{sq} \end{cases} \tag{III.10}$$

Avec

$$\begin{cases} \mathbf{e}_{sd} = L_s \sigma \omega_s I_{sq} + \frac{LmR_r}{L_r^2} \Phi_r \\ \mathbf{e}_{sq} = -L_s \sigma \omega_s I_{sd} - \frac{Lm}{L_r} \omega_s \Phi_r + \frac{L^2 m}{T_r L_r} I_{sq} \end{cases} \tag{III.11}$$

La structure du bloc de découplage est représentée par la figure suivant:

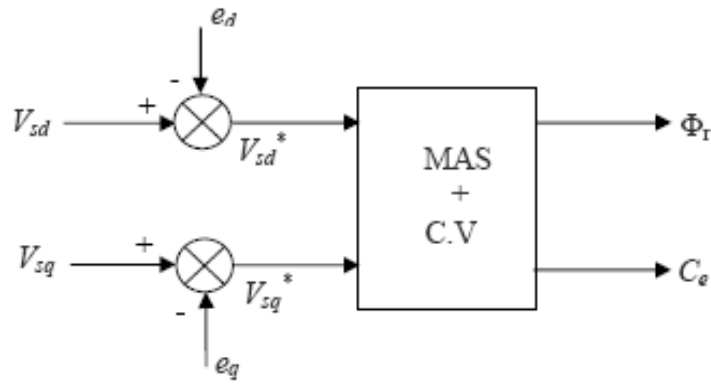


Fig. III.4. Structure du bloc de découplage

Nous définissons ainsi un nouveau système Figure (III.5) pour lequel :

$$\begin{cases} V_{sd1} = L_s \sigma \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L^2_m}{L^2_r} R_r \right) I_{sd} \\ V_{sq1} = L_s \sigma \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L^2_m}{L^2_r} R_r \right) I_{sq} \end{cases} \quad (III.12)$$

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

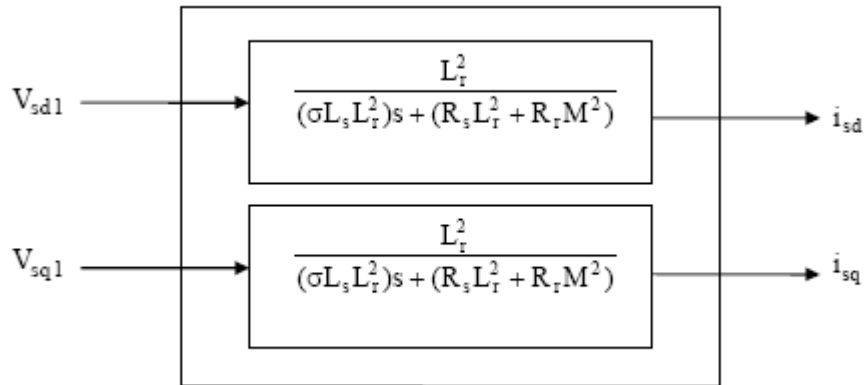


Fig. III.5. Commande découplée – Expression de  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$

### III.6. Schémas de simulation de la compensation

Nous présentons les blocs de compensation comme suit [08] :

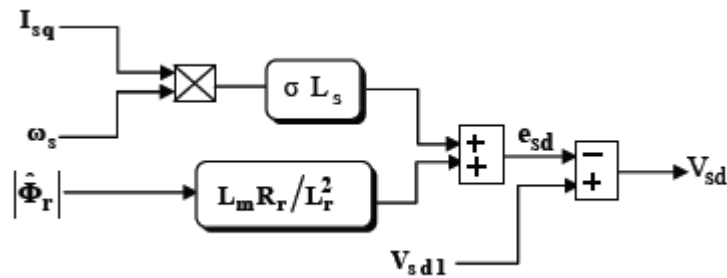


Fig. III.6. Bloc de compensation  $e_{sd}$

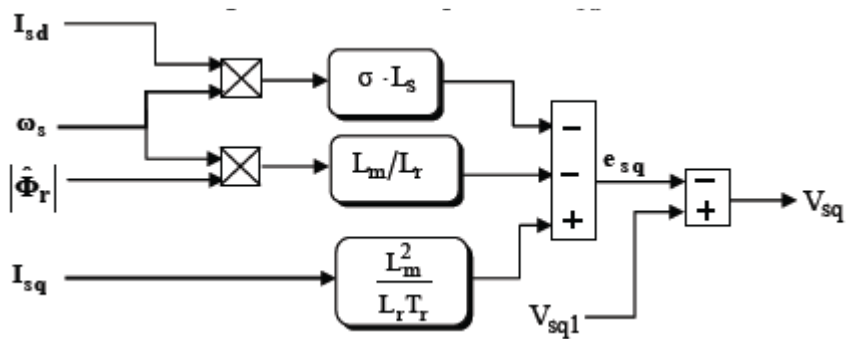


Fig. III.7. Bloc de compensation  $e_{sq}$

#### III.6. 1. Détermination de $\phi_r$

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. Le flux peut être reconstitué par des estimateurs utilisés en boucle ouverte,

Le système d'équations (III.13) permet d'estimer le flux  $\phi_r$

$$\phi_r = \left( \frac{L_m}{1 + T_r s} \right) I_{ds} \tag{III.13}$$

#### III.6. 2. Détermination de $\omega_s$ et $\theta_s$

La position  $\theta_s$  est mesurée par la méthode indirecte.

La pulsation statorique s'écrit, d'après (III.14) :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{\text{Tr}\phi_{rd}} I_{sq} \quad (\text{III.14})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque  $\phi_r$  est nul au démarrage du moteur.

Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = \omega + \frac{L_m}{\text{Tr}\phi_{rd}} I_{sq} \quad (\text{III.15})$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = (1/s)\omega_s \quad (\text{III.16})$$

### III.7. Schéma de structure générale de la commande vectorielle de la machine asynchrone

A partir du modèle du moteur élaboré au chapitre I (équations (I.24)), et des équations de découplage, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur l'axe d (Figure (III-8))

La position  $\theta_s$  de l'axe d par rapport au stator est obtenue par intégration de la pulsation statorique  $\omega_s$ .

Le flux rotorique est asservi à une consigne de flux [09].

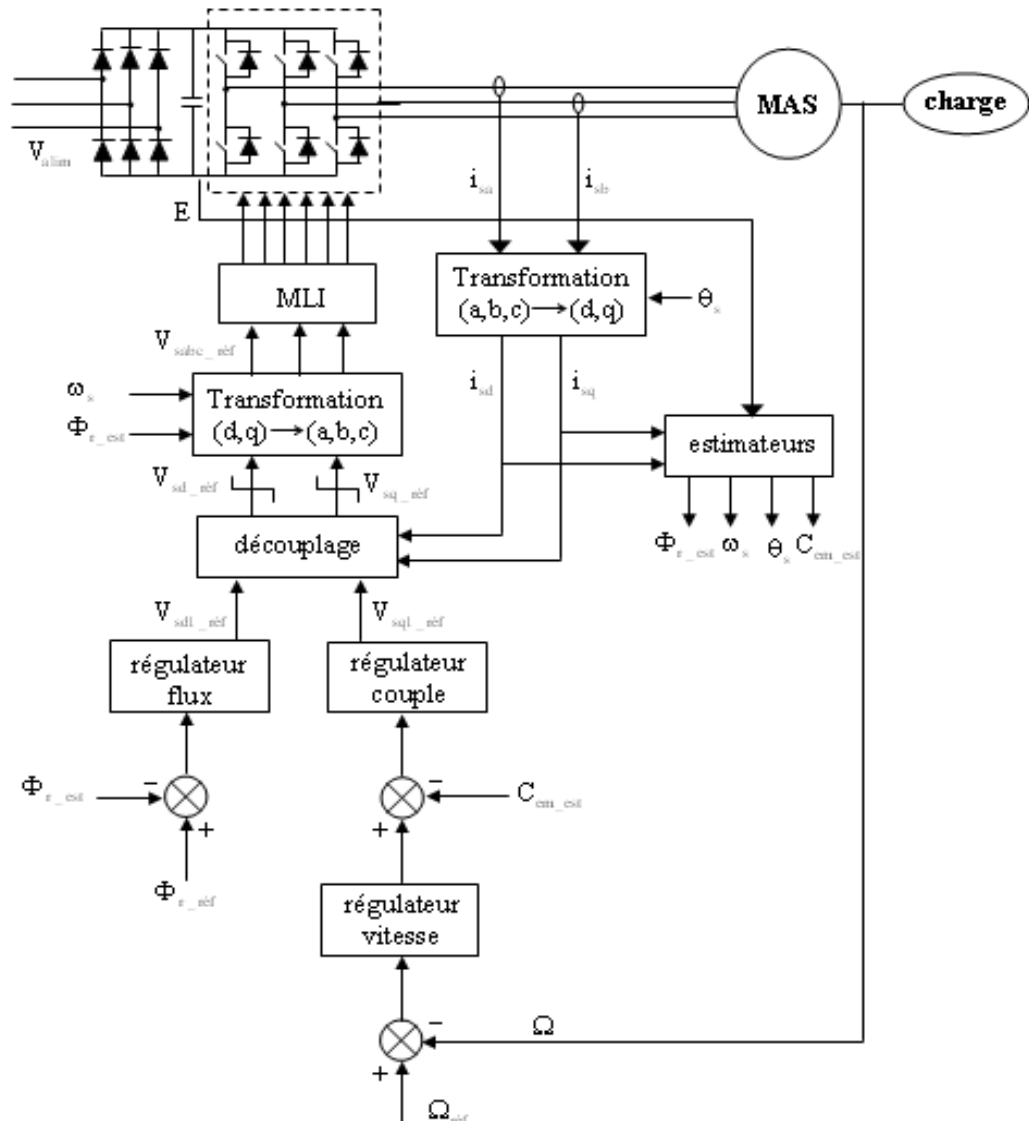


Fig. III.8. Structure générale de la commande vectorielle en tension de la machine asynchrone.

### III.8. Calcul des régulateurs

#### III.8.1. Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la Figure.III.9.

Le schéma bloc caractéristique de régulation de vitesse à l'aide d'un PI est le suivant :

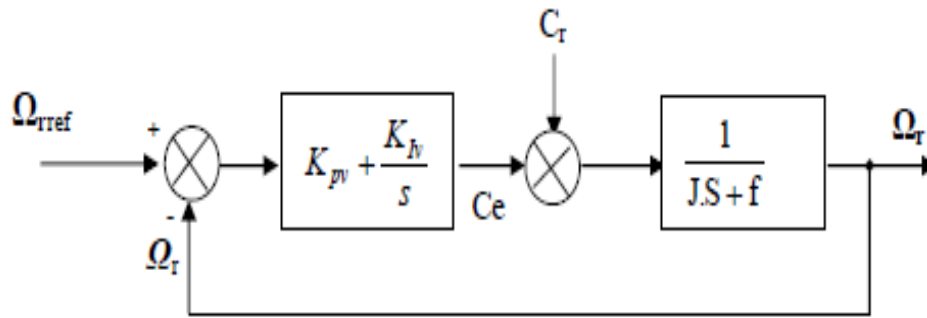


Fig. III.9. Schéma de la régulation de la vitesse

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

$$\Omega(S)/\Omega_{ref}(S) = \frac{\left[ \frac{1}{JS+f} + (K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}) \right]}{\left[ 1 + (\frac{1}{JS+f})(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{S}) \right]} = \frac{1 + \tau S}{\left[ 1 + (\tau + \frac{f}{K_{i1}})S + \frac{j}{K_{i1}}S \right]} \quad (III.17)$$

Avec :

$$\tau = \frac{K_{p1}}{K_{i1}} \quad (III.18)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de deuxième ordre. En identifiant le dénominateur à

la forme canonique  $(1 + \frac{2\xi}{\omega_0}S + \frac{1}{\omega_0^2}S^2)$ , nous avons à résoudre le système d'équation suivant

$$\begin{cases} \frac{j}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases} \quad (III.19)$$

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

$$K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \quad \text{et} \quad K_{i1} = \frac{4j}{\tau_1^2} \quad (III.20)$$

tel que :

$$\tau_1 = \frac{t_{rep}}{3} \quad (III.21)$$

**III.8.2. Régulateur de couple**

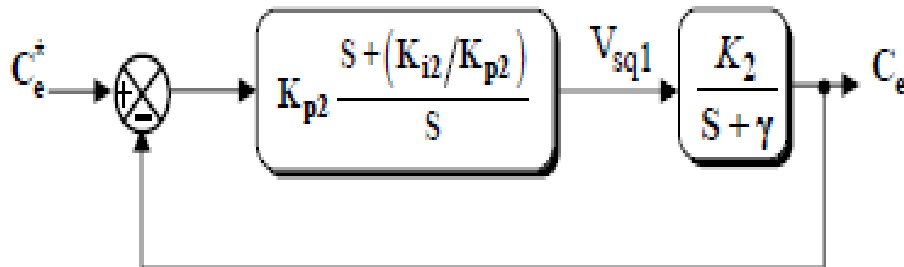
La relation de découplage définie par la Fig.III-5 nous permet d'écrire:

$$\frac{C_e}{V_{sq1}} = \left[ \frac{pL_m \phi_r}{\sigma L_r L_s} \right] \cdot \left[ \frac{1}{\gamma + S} \right] = \frac{K_1}{\gamma + S} \tag{III.22}$$

Tel que

$$K_1 = \left[ \frac{pL_m \phi_r}{\sigma L_r L_s} \right] \tag{III.23}$$

Nous utilisons un régulateur proportionnel- intégral (PI) représenté par la Figure.III-10.



**Fig. III.10.** Schéma de la régulation du couple

La compensation du pôle  $(S+\gamma)$  par  $(S + (\frac{K_{i2}}{K_{p2}}))$  se traduit par la relation suivante :

$$(S + \gamma) = S + \left( \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \right) \tag{III.24}$$

Ce qui donne :

$$\gamma = \frac{K_{i2}}{K_{p2}} \tag{III.25}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$\frac{C_e}{C_{eref}} = \left[ \frac{K_{p2} K_2}{K_{p2} K_2 + S} \right] = \left[ \frac{1}{\left( \frac{1}{K_{p2} K} \right) S + 1} \right] \tag{III.26}$$

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

$$t_2 = \frac{1}{K_{p2} K_2} \tag{III.27}$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep2} \approx (5\%)$ , nous obtenons la condition suivante :

$$\tau_2 = \frac{t_{rep2} (5\%)}{3} \tag{III.28}$$

A partir des relations (III-26) et (III-25) nous obtenons les paramètres du régulateur de couple comme suit :

$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{1}{K_2 t_2} \\ K_{i2} = \gamma K_2 \end{cases} \tag{III.29}$$

### III.8.3. Régulateur du flux

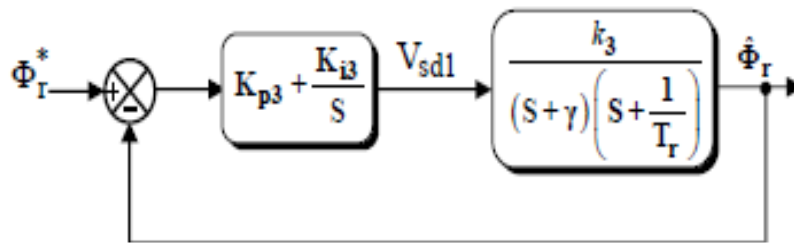


Fig. III.11. Schéma de la régulation du flux

Tel que :

$$K_3 = \left[ \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \right] \tag{III.30}$$

La Compensation des pôles donne :

$$T_r = \frac{K_{i3}}{K_{p3}} \tag{III.31}$$

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

$$\frac{\phi_r(s)}{\phi_{ref}(s)} = \frac{1}{(1/k_3 K_{p3})S^2 + (\gamma/k_3 K_{p3})S + 1} \tag{III.32}$$

L'équation caractéristique est la suivante:

$$(1/k_3 K_{p3})S^2 + (\gamma/k_3 K_{p3})S + 1 = 0 \tag{III.33}$$

En comparant cette équation avec l'équation caractéristique de second ordre, on trouve que :

$$\begin{cases} \omega^2_0 = k_3 K_{p3} \\ K_{p3} = \frac{\omega_0 \gamma}{2\xi k_3} \end{cases} \quad (III.34)$$

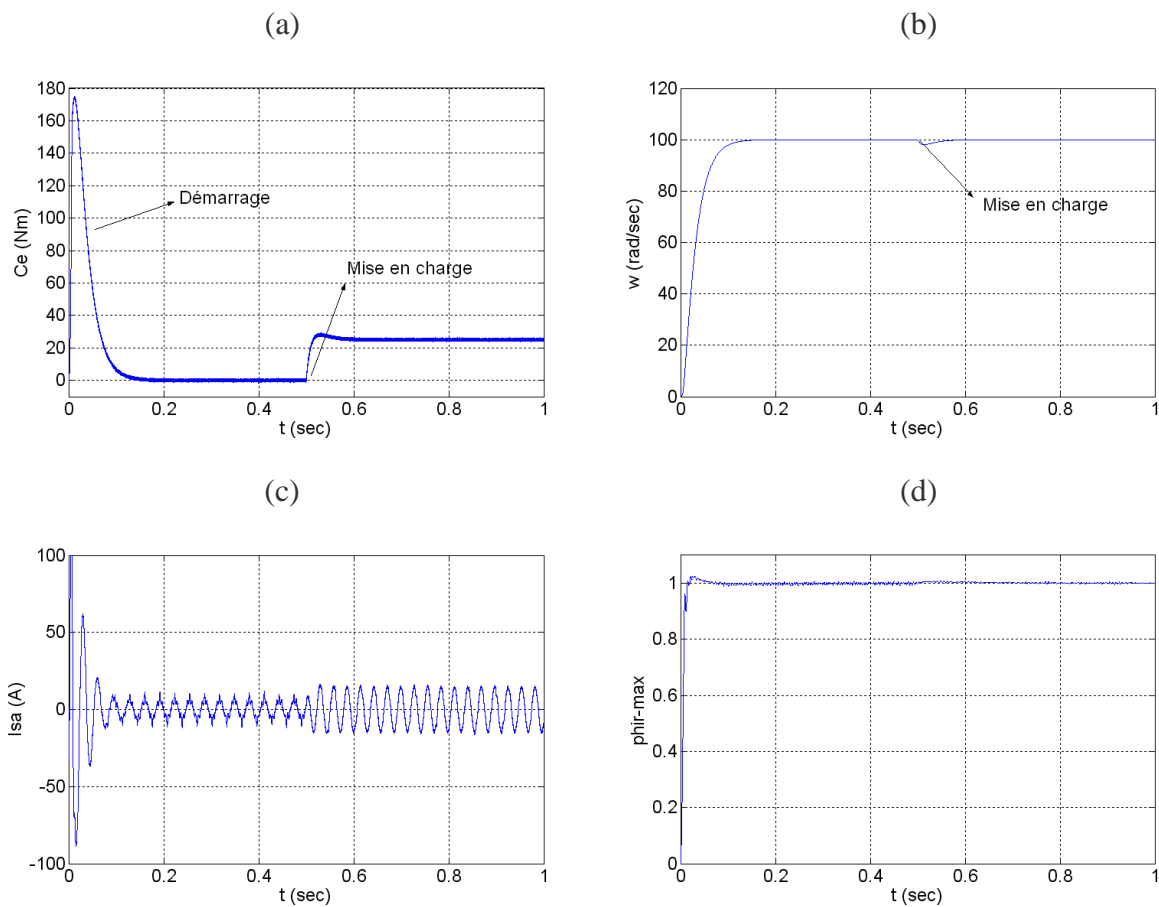
Donc, les paramètres du régulateur du flux sont :

$$\begin{cases} K_{p3} = \frac{\gamma^2}{k_3 (2\xi)^2} \\ K_{i3} = K_{p3} / T_r \end{cases} \quad (III.35)$$

### III.9. Résultats de simulation

#### III.9.1. le premier teste

On applique à la machine le premier teste de simulation sur Matlab, qui a présenté sur la figure (III.12), on applique un échelon de vitesse de référence ( $\Omega = 100\text{rad/sec}$ ) à l'instant 0sec, et un échelon de couple résistant ( $C_r = 25\text{Nm}$ ) à l'instant 0.5sec.



**Fig. III.12** Comportement de la commande vectorielle de la machine asynchrone, ((a) couple, (b) vitesse de rotation, (c) courant statorique, (d) module de flux rotorique

### III.9.2. Explication du premier teste

Sur la figure (III.12) on représente en simulation la commande vectorielle de la machine asynchrone avec un échelon de vitesse ( $\Omega = 100\text{rad/sec}$ ) à l'instant initial, le flux est aussi installé à l'instant initial sur la valeur nominale de flux rotorique ( $\phi_r = 1\text{wd}$ ), le couple présente un pic au démarrage durant l'augmentation de vitesse et après certain temps il retourne à zéro au régime permanent, un échelon de couple résistant ( $C_r = 25\text{Nm}$ ) est injecté à l'instant 0.5sec, le temps de régime transitoire est presque de 0.15sec, on voit que le couple atteint leur référence, on peut dire que cette stratégie de commande est précise et robuste. La réponse de courant statorique prend des grandes valeurs au démarrage, mais car il y a une régulation le courant diminue rapidement, sans charge le courant prend la valeur de 8A, mais après la mise en charge nominale de 25Nm, il augmente jusqu'à 12A.

### III.9.3. le deuxième teste

Le deuxième teste est une inversion de vitesse ( $\Omega = 100, -100\text{rad/sec}$ ) avec un retard de constant du temps 0.15sec, avec un couple résistant proportionnel à la variation de référence de vitesse ( $C_r = 25\text{Nm}$ ), comme le montre la figure (III.13).

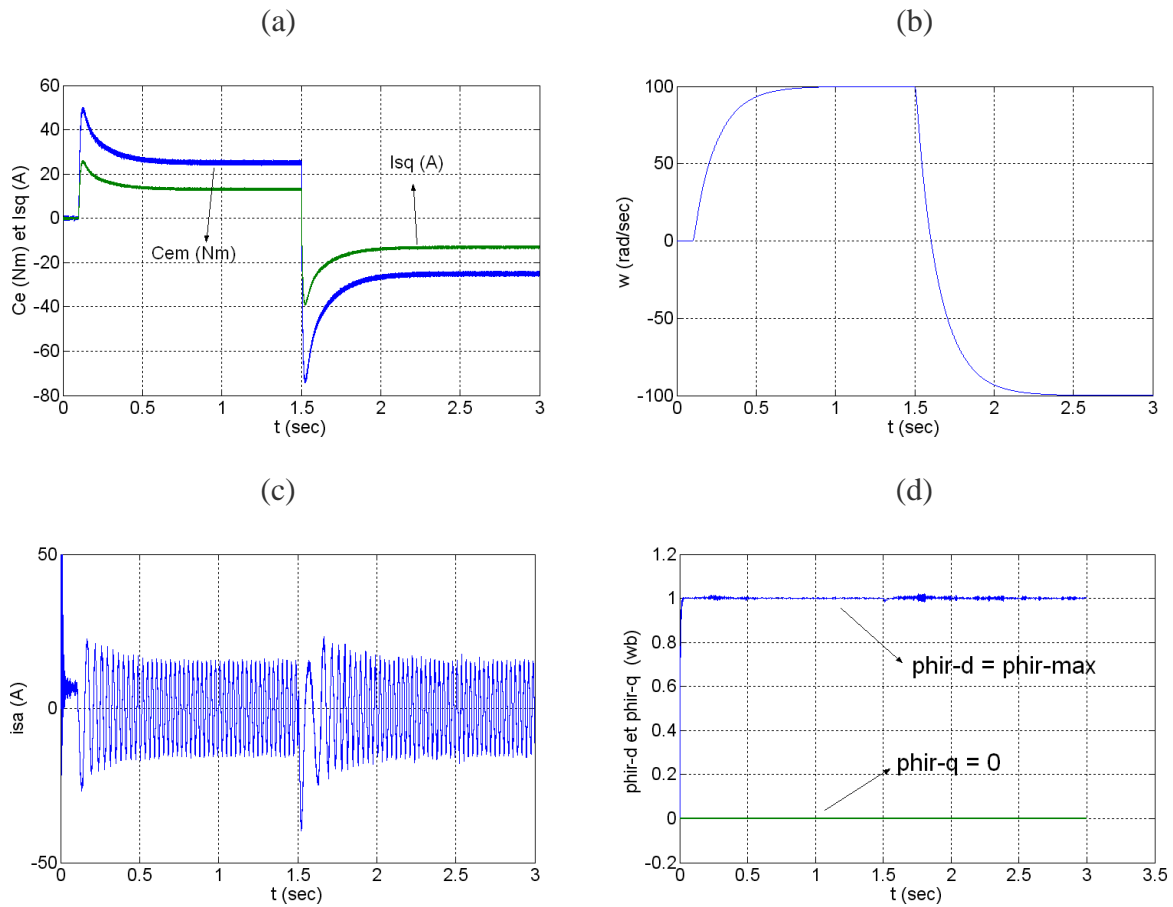
### III.9.4. Explication du deuxième teste

Sur la figure (III.13) on représente en simulation une régulation de vitesse et de couple, le flux rotorique est installé à partir de l'instant initial, et la vitesse suit leur référence ( $\Omega = 100\text{rad/sec}$ ) avec un retard de 0.15sec, et le couple se contrôle proportionnellement au vitesse de référence,

On peut constater que le vecteur flux rotorique est vraiment coïncident à l'axe d, puisque la composante de flux sur l'axe q est presque nulle, mais la composante sur l'axe d est égale à l'amplitude de flux rotorique. On vérifie que, comme les compensations en tension représentent des approximations, le flux est légèrement perturbé lors de grandes variations de couple, la composante  $i_{sd}$  est une image de flux et la composante  $i_{sq}$  est une image de couple.

Lors des inversions du sens de rotation, les fréquences de courants et de tensions statoriques passent par zéro et le sens de rotation de champs s'inverse.

Au vu de ces résultats, on peut constater que la commande vectorielle est très performante et permet en particulier le positionnement de la machine.



**Fig. III.13.** Comportement de la commande vectorielle, inversion de vitesse à l’instant 1.5 sec,

(a) Couple et courant  $i_{s-q}$  (b) vitesse de rotation, (c) courant  $i_{sa}$ , (d) flux ( $\phi_{r-d}, \phi_{r-q}$ ),

Pour résumer les résultats on réalise les tableaux suivants:

Pour la vitesse:

| performances | Temps de réponse (sec) | dépassement (%) | Effet de la charge (%) |
|--------------|------------------------|-----------------|------------------------|
|              | 0.19                   | 2.53            | -2.8                   |

Pour le couple:

| performances | couple de démarrage | Rejet de la charge (sec) | Le bruit $\Delta C_e$ (Nm) |
|--------------|---------------------|--------------------------|----------------------------|
|              | $7.2 C_{en}$        | 0.05                     | 3.1                        |

### **III.10. Conclusion**

Dans ce chapitre on a présenté, la commande vectorielle directe par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone. Cette stratégie de commande permet de contrôler la machine asynchrone de façon semblable à celle de machine à courant continu, dans les quelles le flux et le couple électromagnétique soit commander indépendamment.

Afin de juger de l'efficacité de la commande proposée, des différents testes ont été effectués ou les résultats indiquent le degré de robustesse offerte par ce type de commande pour la variation de vitesse ou de la charge.

# CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté propose la synthèse d'une commande vectorielle directe du moteur asynchrone triphasé commandé en tension, basée sur le principe de l'orientation du flux rotorique. Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa phase. Le but de ce travail est de réaliser une commande vectorielle plus performante et moins sensible aux variations paramétrique en utilisant une technique d'estimateur de constant de temps rotorique.

- Dans le premier chapitre nous avons présenté le modèle de la machine asynchrone et on montré que ce modèle est compliqué, présente des non linéarités et un fort taux de couplage entre le flux et le couple, et un résultat de simulation sur Matlab est présenté pour valider notre conclusion.

- Dans le deuxième chapitre nous avons présenté la modélisation du convertisseur statique, qui est composé de trois parties principales, redresseur à diodes, filtre et un onduleur de tension, le convertisseur statique est le responsable de contrôler la puissance consommée par la machine, et pour commander celui-là, on utilise la technique de MLI sinusoïdal pour produire le signal de commande le plus convenable à chaque instant.

- Dans le troisième chapitre, nous avons intéressés à la commande vectorielle, méthode répandue dans les publications internationales qui a l'avantage de découpler le couple et le flux et permet de transformer la structure de la machine asynchrone à une structure similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée, comme le montre les résultats de simulation sur Matlab. Tel que la variation de couple ou de flux rotorique devient suivant de les variations de leurs consignes respectivement, avec un bon temps de réponse et une erreur statique nulle. Le phénomène de dépassement et une particularité du correcteur conventionnel PI, qui peut être réglé suivant les conditions d'entraînement demandées.

# Bibliographie

**[01] Chouiter D.R.**

« Conception et réalisation d'une commande robuste de machine asynchrone ». *Thèse CEGELY, Lyon, Ecole Centrale de Lyon, 1997.*

**[02] Canudas de wit C.**

« Commande des moteurs asynchrones 1, Modélisation contrôle vectoriel et DTC ». *Paris, Hermès Science Publications, 2000.*

**[03] Abdessemed R. Kadjoudj M.**

« Modélisation des machines électriques ». *Université de Batna, 1997.*

**[04] Franck M.**

« Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones ». *Thèse de doctorat, CEGELY de L'INSA de Lyon 2005.*

**[05] Grelet G. Clerc G.**

« Actionneurs électriques, principes modèles commande », *Editions Eyrolle, 1997.*

**[06] Dendouga Abd.E** «étude et simulation de l'association onduleur MLI-moteur asynchrone alimentée par un redresseur MLI» mémoire d'ingénieur .M'sila 2006

**[07] G.Bushe,** « Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Réel Matlab/Simulink. » Thèse d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble, 7 mars 2001.

**[08] Tamrabet. H** «robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'un moteur asynchrone», Thèse d'ingénieur Université de BATNA ,2006

**[09] Guy Grellet et Guy Clerc,** “Actionneurs Électriques”, Edition 2000.

**[10] Boucherit M.S.et Kouchih .D** «Commande Vectorielle et par LogiqueFloue de la Machine Asynchrone Sans Capteur»Thèse D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique Ecole Nationale Polytechnique

**[11] K. Hadjij et A. Selmoune,** “commande vectorielle de la machine asynchrone”, Mémoire d'ingénieur, Option : Electromécanique, Université de M'sila, 2004

**[12] L.Baghli,** «Modélisation et commande de la machine asynchrone», Notes de cours, IUFM de Lorraine, 2005

**[13] Benhamimid.R et Brahimi N.**« commande vectorielle d'un système mono-onduleur bi-machines asynchrones » mémoire d'ingénieur d'état en génie électrotechnique . université mohamed boudiaf de m'sila 2006

**[14] Melle Abdelli .R** « perturbations singulieres appliquees au modele de machine asynchrone avec defauts au stator et au rotor » Mémoire de Magister de Génie Electrique . de l'Université de Bejaia .2007

# Annexes

La machine asynchrone utilisée dans cette étude est un moteur de 4kw, la plaque signalétique donne les valeurs nominales suivantes :

Puissance nominale : 4000 w

Tension efficace nominale :  $\Delta/Y$  220 / 380 V

Courant nominale : 8.55 / 14.78 A

Fréquence de réseau : 50 Hz.

Vitesse nominale : 1420 tr/min

Nombre de pôles : 4

Couple résistant nominale : 25 Nm.

Les paramètres électriques et mécaniques de la machine sont :

Résistance statorique par phase :  $R_s = 1.2 \Omega$

Résistance rotorique par phase :  $R_r = 1.8 \Omega$

Inductance cyclique au stator :  $L_s = 0.1554 \text{ H}$

Inductance cyclique au rotor :  $L_r = 0.1568 \text{ H}$

Inductance mutuelle :  $L_m = 0.15 \text{ H}$

Moment d'inertie :  $J = 0.07 \text{ kg.m}^2$

Frottement visqueux :  $f = 0$

MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
LICENCE EN GENIE ELECTRIQUE

**OPTION : CONTROLE ET DIAGNOSTIC DES  
SYSTEMES ELECTRIQUES**

Proposé et dirigé par : **Mr. DIDA ABDELHAK**

Présenté par : . **FAR HAMZA.**  
. **ABABSA ALI.**  
. **GUEMARI ABDELOUAHAB**

**Thème : COMMANDE PAR ORIENTATION DE FLUX ROTORIQUE DE LA MACHINE  
ASYNCHRONE**

**Résumé** : Le travail présenté dans ce mémoire, propose l'étude de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée en tension .cette dernière est un procédé relativement difficile à commander puisque son modèle comporte des non-linearités et un fort taux de couplage et est sujet à des fortes variations paramétriques fonction de son état magnétique et thermique.

Le convertisseur statique est un système permettant d'imposer à la machine asynchrone des tension de phase, dont les fréquences et les amplitudes variables, à partir d'un réseau triphasé de fréquence et amplitude fixes.

Pour obtenir des performances en boucle fermée en utilisant des simples régulateurs PI, et des estimateurs de flux rotorique et de couple.

**Mots Clés** : machine a induction, onduleur de tension, MLI sinusoïdal, commande vectorielle, régulation PI, estimateur de flux,