

# UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des nouvelles technologies de l'information et de la communication

Département d'électronique et de télécommunication



## Mémoire

### MASTER ACDEMIQUE/ PROFESSIONNEL

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : électronique

Spécialité : Instrumentation et système

**Présenté par :**

CHAOUCHE HAMZA

SERRAOUI SLIMANE

Thème

## **Contrôleur de vitesse du moteur à induction triphasé par mode glissant**

Publiquementle

/06/2022

Devant le jury :

Président : Dr Adel Abi mouloud (MCB) Université : kasdi Merbah ouargla

Encadreur : Souri Samira (MAA) Université :kasdi Merbah ouargla

Examineur : Kara Fouzia (MAA) Université :kasdi Merbah ouargla

Année Universitaire : 2021 - 2022

## Dédicaces

**Nous dédions cet humble travail à nos parents  
et à tous nos enseignants et professeurs, en  
particulier**

**Le professeur superviseur **souri Samira**, pour  
tout ce qu'il a fait pour nous, et nous  
n'oublions**

**Pas non plus tous nos collègues dans notre  
parcours académique.**

# LISTE DES FIGURES

<b>figure</b>	<b>Titre</b>	<b>Page</b>
Figure I.1	Eléments de constitution d'une MAS à cage d'écureuil	14
Figure I.2	Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant	15
Figure I.3	Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage	16
Figure I.4	représentation des enroulements statorique et rotorique	17
Figure I.5	Représentation de la transformation triphasé-biphasé	20
Figure I.6	Représentation des enroulements fictifs d'axes d et q	23
Figure I.7	modèle de schéma de simulation de MAS	29
Figure I.8	La réponse de la MAS à vide alimentée par un réseau équilibré	30
Figure I.9	La réponse de la MAS en charge	31
Figure I.10	Structure d'un onduleur de tension triphasé	32
Figure I.11	Exemple de chronogramme d'une commande "sinus-triangle"	35
Figure I.12	Principe de la commande MLI sinus-triangle	36
Figure I.13	schéma de module de Simulations MAS avec l'onduleur	38
Figure I.14	courbes de simulation aide MAS par l'onduleur	39
Figure I.15	courbes de simulation aide MAS par l'onduleur	40
Figure II.1	Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS	43
Figure II.2	Orientation du flux rotorique	44
Figure II.3	Bloc de dé fluxage	46
Figure II.4	Bloc de compensation $V_{sd}$	46
Figure II.5	Commande découplée –Expression de $\underline{V}_e$ et $C_e$	46
Figure II.6	Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension	46
Figure II.7	Boucle de régulation de vitesse structure PI	47
Figure II.8	Schéma fonctionnel de la régulation du courant $I_{sd}$	47
Figure II.9	Schéma fonctionnel de la régulation du courant $I_{sq}$	48
Figure II.10	les courbes de simulation en variation de vitesse	50
Figure II.11	les courbes de simulation en charge	51

## Tableau figures

Figure III.1	Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase	53
Figure III.2	Démonstration du mode de glissement	56
Figure III.3	Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement	59
Figure III.4	Commande appliquée aux systèmes à structure variable	59
Figure III.5	modèle analytique de la commande <b><i>Vsd</i></b>	63
Figure III.6	schéma de la commande <b><i>Vsq</i></b>	65
Figure III.7	courbe des simulations en variation de vitesse	66
Figure III.8	courbe des simulations en charge	67

**NOMENCLATURE**

MAS : moteur asynchrone

MLI : Modulation à largeur d'impulsion

RMG : Réglage par mode glissant

CSV : Commande à structure variable

$V_s$ : La matrice des tensions par phase au stator.

$V_r$ : La matrice des tensions par phase au rotor.

$I_s$ : La matrice des courants au stator.

$I_r$ : La matrice des courants au rotor.

$L_s$ : Est l'inductance d'un bobinage seul.

$M_s$ : L'inductance mutuelle de couplage entre bobinages du stator.

$L_r$ : est l'inductance d'un bobinage seul

$M_r$ : L'inductance mutuelle de couplage entre bobinage du rotor.

$C_e$ : Le couple électromagnétique de la machine. [Nm]

$C_{st}$ : Le couple résistant (statique) à l'arbre de la machine. [Nm].

$J$ : Le moment d'inertie. [Kgm<sup>2</sup>]

$\Omega$ : La vitesse angulaire du rotor, ou la vitesse mécanique du rotor.

$f$ : Coefficient de frottement [Nm / rad/s].

La vitesse électrique du rotor :  $\omega_r = P\Omega$

$P$  : le nombre de paires de pôles.

« o » : indice de l'axe homopolaire.

« d » : indice de l'axe direct.

« q » : indice de l'axe quadrature.

$L_s$ : Inductance cyclique statorique.

## NOMENCLATURE

$L_r$ : Inductance cyclique rotorique.

M: Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

$C_r$ : Couple résistant.

$\sigma$ : Le coefficient de la fuite totale.

$T_s$ : Constante de temps statorique.

$T_r$ : Constante de temps rotorique.

[A]: la matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: la matrice d'entrée.

[C]: la matrice de sortie.

[D]: la matrice de transmission direct.

[U]: le vecteur de commande.

[X]: le vecteur d'état.

[Y]: le vecteur de sortie.

$\theta_{sl}$ : L'angle électrique entre a et d,  $\theta_c$ : L'angle électrique entre A et d

[Is] : Vecteur courant statorique

[Ir] : Vecteur courant rotorique

[Fs] Vecteur flux statorique

[Fr] : Vecteur flux rotorique

$\omega_s$ : Pulsation statorique

$\omega$ : Vitesse de rotation électrique

$\omega_{sl}$  Pulsation de glissement

$\omega_c$  La vitesse angulaire du système d'axe (d, q) par rapport au système d'axes

Triphasé (statorique)

## NOMENCLATURE

**W** : Vitesse de rotation mécanique

$\theta$ : La position angulaire du rotor par rapport au stator

**S(x)** : Surface de glissement

**Xréf** : Grandeurs de référence

**Ve<sub>q</sub>** : Grandeurs de la commande équivalente

**Vd** : Grandeurs de la commande discontinue

**Sommaire**

Introduction générale .....	11
CHAPITRE I.....	13
Modélisation et simulation de la Machine asynchrone .....	13
1. Introduction :.....	13
2. Définition du moteur asynchrone à cage:.....	13
3. Constitution du moteur à asynchrone à cage.....	14
a. Le Stator:.....	14
b. Rotor à cage : .....	15
3.3 Principe de fonctionnement du MAS à cage .....	16
4. Modélisation triphasée : .....	17
4.1 Mise en équation du modèle de la machine .....	17
4.1.1 Les équations électriques .....	18
4.1.2 Equation magnétique :.....	19
4.1.3 Equation mécanique.....	19
5 Transformation triphasé- biphasé .....	20
5.1 Transformation de Park .....	20
5.1.1 Equation électrique.....	23
5.1.2 Equations magnétique :.....	23
5.1.3 Equations mécaniques :.....	24
5.2.1 Choix du repère .....	24
a. Référentiel fixe par rapport au champ tournant .....	24
6. Equations de puissance et de couple .....	26
6 Résultat de simulation :.....	27
7.1 Démarrage à vide .....	27
7.2 En charge.....	29
8. Modélisation du convertisseur continu-alternatif et de sa commande : .....	29
8.1 Convertisseur continu - alternatif.....	30
7.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) : .....	32
8.3 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle : .....	34
8.4 Modèle de la MLI sinus-triangle triphasé : .....	34
9 Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur asynchrone :.....	35
9.1 Résultats des simulations .....	35
9.1.1 Démarrage à vide .....	35

9.1.2 En charge.....	36
9.2 Interprétation des résultats .....	37
Conclusion.....	38
Chapitre II: Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones .....	39
1 Introduction.....	39
2 Problèmes posés par le moteur asynchrone: .....	39
3 Principe de l'orientation du flux rotorique.....	39
4 Principe du découplage .....	40
5 Principe de la commande par orientation du flux .....	41
5.1 Orientation du flux rotorique : .....	41
6 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.....	42
6.2 La stratégie de la commande.....	43
Figure (II.5) Commande découplée –Expression de $\Phi_r$ et $C_e$ .....	44
6.3 Schéma fonctionnelle de la commande.....	44
6.4 Calcul des régulateurs .....	44
6.4.1 Régulateur de vitesse.....	44
6.4.2 Régulateurs de courants .....	45
8 Simulations de la commande vectorielle indirecte.....	47
8.1 Résultats de simulation en variation de vitesse : .....	47
En variation de vitesse .....	47
Conclusion : .....	49
CHAPITRE III : LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MACHINE ASYNCHRONE	50
1 Introduction.....	50
2 Historique : .....	50
3 La théorie de la commande par mode de glissement .....	50
3.1 Conception de la commande par mode glissant .....	52
3.2 Conditions de convergence et d'existence .....	53
3.2.1 Fonction interrupteur discret .....	53
3.2.2 La fonction de Lyapunov .....	53
3.2 Condition d'existence du mode glissant: .....	54
4 Conception de l'algorithme de contrôle en mode glissant : .....	55
4.1 Le choix de la surface de glissement.....	55
4.1.1 La fonction directe de commutation : .....	56
4.1.2 Fonction de lyapunov : .....	56

4.2 Détermination de la loi de commande : .....	57
5 Réglage de la vitesse de la MAS par mode de glissement : .....	58
5.1 Orientation du flux rotorique : .....	58
5.2 Expliquer du réglage : .....	58
5.4 Réglez le courant MAS <i>Isd</i> et <i>Isq</i> par mode glissant : .....	60
5.4.1 Réglage de courant <i>Isd</i> : .....	60
5.5 Réglage de courant <i>Isq</i> : .....	62
7 Résultats de simulation sous MATLAB : .....	64
Conclusion .....	66
Conclusion générale .....	67
Annexe .....	68
BIBLIOGRAPHIE .....	69

### Introduction générale

Le travail proposé s'attarde sur la commande de machine asynchrone triphasée à cage d'écuriel. La croissance de ce type de machine électrique, essentiellement due à sa simplicité de construction, son faible coût d'achat et de fabrication, sa robustesse mécanique ou encore sa quasi-absence d'entretien, est telle que nous la trouvons maintenant dans tout les domaines industriels et en particulier dans les secteurs de point comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore les transports ferroviaires [1].

La commande des systèmes en général, est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres des systèmes. Nous utilisons deux méthodes « commande par mode glissant » et « commande vectorielle ».

La commande vectorielle une des méthodes de contrôle les plus importantes utilisées pour contrôler un moteur asynchrone est apparu sur la main K. Hasse, de Darmstadt, et F. Blaschke, sont les pères de la commande vectorielle [2].

La commande par mode glissant, qui par sa nature est une commande non linéaire, possède cette robustesse. Elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de la surface. Quand l'état est maintenu sur cette surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [3].

Dans ce mémoire on va introduire la technique de réglage par mode glissant pour la régulation de la vitesse ainsi la régulation des courants statoriques de la machine asynchrone.

Dans le premier chapitre, nous étudions la modélisation du moteur MAS, ses caractéristiques et ses pièces passent. Ensuite aux équations des électrique, mécaniques et électromagnétiques. Ensuite, nous effectuons des simulations pour étudier les caractéristiques de vitesse, de courant et flux, dans les deux cas à vide et en charge. Puis nous ajoutons un onduleur et nous le simulons, le technique MLI assure une rotation des moteurs régulières et sans à-coups, même à basse vitesse. Avec les variateurs de dernière génération, on peut fonctionner dans des gammes de tension et de fréquence 0.1 à 500 Hz.

## Introduction générale

Dans le deuxième chapitre, nous étudierons une méthode de contrôler le moteur asynchrone, nous utilisons la commande vectorielle. Afin de contrôler la vitesse de rotation et le courant du moteur, on utilise l'équation d'espace d'état, puis on simule le contrôle par les matlab sur le moteur asynchrone. La commande vectorielle de la machine asynchrone a pour objectif d'égaliser les performances qu'offre la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. En effet dans cette dernière le découplage entre le flux et le couple est naturellement réalisé.

Ainsi, pour arriver à des situations de commande similaire à celles de la machine à courant continu, il faut, par un système de commande extérieur à la MAS, réaliser un découplage du flux et du couple, évitera l'interférence des transitoires du flux avec ceux du couple .Cela réalise est aujourd'hui par la commande vectorielle à flux orienté ou par champ orienté (de l'anglais, *Field Oriented Control* ou *FOC*).

Le dernier chapitre nous utilisons la commande par mode glissante. Donne au moteur asynchrone port adapté bien les commandes de vitesse, flux, et le courant.

Enfin, une conclusion générale, suivie de la bibliographie et des annexes.

# CHAPITRE I

## Modélisation et simulation de la Machine asynchrone

### 1. Introduction :

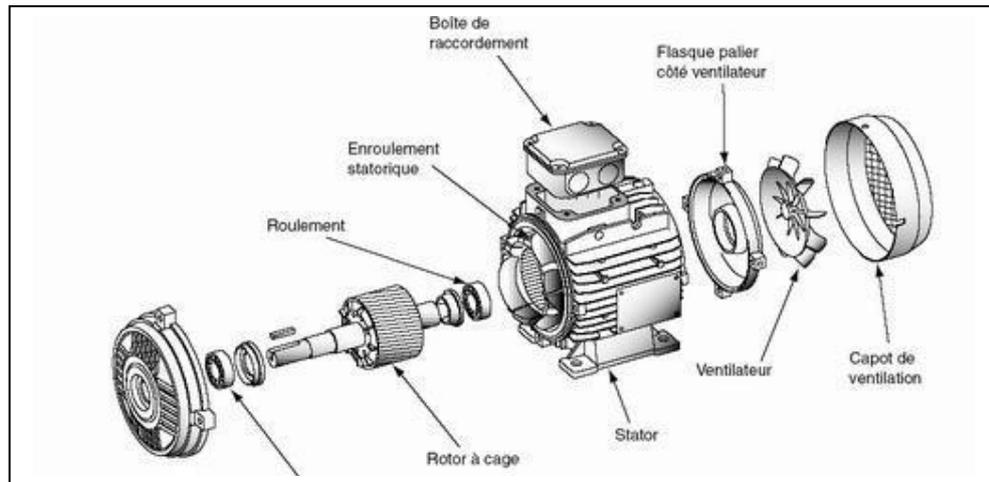
Le moteur asynchrone à cage, à cause de sa robustesse, est très répandu dans le milieu industriel. Son utilisation classique est avant tout l'entraînement des systèmes à vitesse fixe ou variable. Aujourd'hui, avec le contrôle électronique du moteur, cela ouvre un large champ d'utilisation. La MAS à cage n'est plus limitée à des applications à vitesse constante.

Les moteurs asynchrones à cage fonctionnent selon le principe du champ tournant; ils sont très simples et, surtout pour les petites puissances, de construction facile. Ils sont - donc très courants et assez économiques. [1]

La représentation de la machine asynchrone par des équations selon le système triphasé donne un modèle, dont les équations sont à coefficient variables en fonction de temps. Dans le but de faciliter leur résolution, on a recours à une modélisation, qui consiste à transformer le système triphasé en système à deux axes orthogonaux. L'élaboration d'une telle modélisation est indispensable pour l'étude du régime de contrôle du flux, de couple, de régulation de tension et de vitesse.

### 2. Définition du moteur asynchrone à cage:

On appelle machine asynchrone (MAS à cage d'ecueille), une machine électrique de vitesse variable, à courant alternatif, qui à deux enroulements dont un seul (statorique) est alimenté par un réseau électrique de pulsation  $\omega_s$  ; alors que le deuxième (rotorique) est fermé sur lui-même (ou à cage d'ecueille), généralement ce type de machines est plus utilisée en moteur asynchrone (en triphasé). [1]



**Figure I. 1. Eléments de constitution d'une MAS à cage d'écureuil.**

### 3. Constitution du moteur à asynchrone à cage

La machine asynchrone est composée des éléments principaux suivants :

#### a. Le Stator:

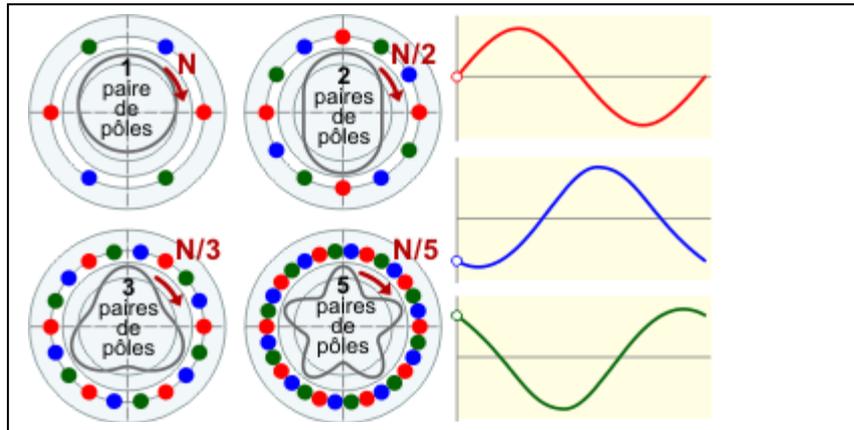
Le stator d'un moteur triphasé (le plus courant en moyenne et grosse puissance), comme son nom l'indique, est la partie statique du moteur asynchrone. Il se compose principalement :

- de la carcasse,
- des paliers,
- des flasques de palier,
- du ventilateur refroidissant le moteur,
- le capot protégeant le ventilateur.

L'intérieur du stator comprend essentiellement :

- un noyau en fer feuilleté de manière à canaliser le flux magnétique.
  - les enroulements (ou bobinage en cuivre) des trois phases logés dans les encoches du noyau.

Dans un moteur triphasé les enroulements sont au nombre minimum de trois décalés l'un de l'autre de  $120^\circ$  comme le montre le schéma ci-dessous.



**Figure I.2** Influence du nombre de paires de pôles sur la vitesse de rotation et de la forme du champ statorique résultant.

### b. Rotor à cage : [1]

L'enroulement est remplacé par des barres de cuivre ou d'aluminium logées dans des encoches, et réunie à leurs extrémités par deux couronnes de cuivre ou d'aluminium. Ces cages comportant généralement des barres aux décalés afin de réduire les harmoniques d'encoches, il en résulte une légère diminution de la F.E.M induite par le champ tournant statorique dans ces barreaux. Un tel rotor comme présenté sur la figure I.5 est très robuste, de puis sa construction est particulièrement économique.

La cage étant généralement réalisée avec l'aluminium que l'on coule dans les encoches préparées à l'avance. En effet il n'est pas nécessaire d'isoler les barres et la masse du rotor, car les courants induits s'établissent surtout dans les barres, et leur étude théorique est identique à celle des moteurs à bagues.

Si  $N$  désigne le nombre des barres d'une cage, les extrémités des barres, étant en court-circuit par les flasques. Un rotor à cage est assimilable à un rotor à bagues qui aurait  $q=N$  phases si la cage tourne dans un champ bipolaire alors qu'il a  $q= N / p$  phases si la cage tourne à un champ  $2p$  pôles.

Par comparaison avec les moteurs à bagues, les moteurs à cage ont l'avantage d'être robustes et du coût plus faible. Il n'est pas possible de faire varier la résistance de leur rotor. Ce qui rend défavorable les conditions de démarrage quand on l'alimente à tension et à fréquence constantes. On remédie cet inconvénient en utilisant soit des rotors à double cages.

Soit des rotors à une seule cage, mais à barre en la cause de leur profil, soit des moteur à encoches très profondes: barres « lames de sabre ».

### 3.3 Principe de fonctionnement du MAS à cage:[2]

Le branchement est très simple, trois fils amènent le courant de la ligne à l'enroulement du stator. Le rotor est en court-circuit.

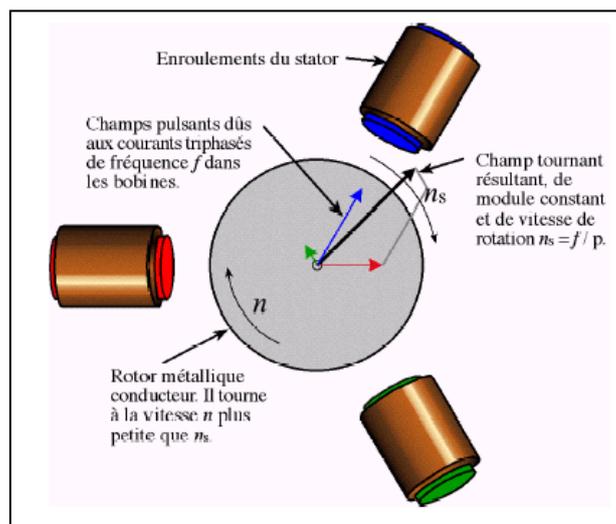
Dés que le stator est alimenté par du courant triphasé de pulsation  $\mathbf{w}$ . Il se produit un champ tournant; si le bobinage statorique comprend  $2$  paires de pôles. Ce champ tourne à la vitesse angulaire, dite **vitesse de synchronisme**.

$$\Omega_s = W / p$$

Ce champ balaie les conducteurs du rotor et y induit des f.é.m. le rotor étant en court-circuit, ces f.é.m. y produisent des courants induits.

Ces courants, placés dans le champ tournant, sont soumis à des forces comme dans un transformateur à champ tournant formant un couple.

Le rotor étant libre, ce couple le fait tourner, le sens de rotation est tel que d'après la loi de Lenz, la rotation s'oppose à la cause qui lui donne naissance. Cette cause est le déplacement du champ par rapport aux conducteurs du rotor. Le rotor tourne donc pour rattraper le champ, dans le même Sens que le champ. Mais il ne peut tourner aussi vite, car il n'y aurait plus déplacement du champ par rapport au rotor, le mouvement du rotor n'est pas synchrone à celui du champ c'est pour cette raison que ce moteur est dit **asynchrone**.



**Figure I.3. Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone à cage.**

Pour simplifier la présentation des relations de base qui régissent le fonctionnement et la stratégie de commande du moteur asynchrone, on peut faire les hypothèses suivantes :

- On néglige la saturation, ce qui permet de définir les inductances.
- On ramène le rotor au stator, c'est-à-dire qu'on suppose que le rotor est triphasé comme le stator, que ses enroulements comptent le même nombre de spires.
- On suppose que les bobinages du stator et du rotor sont bipolaires et que leurs créent des flux à répartition sinusoïdale.
- On ne tient compte que des fondamentaux des grandeurs alternatives.

#### 4. Modélisation triphasée :

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes.

$\theta$  : Est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique.[2]

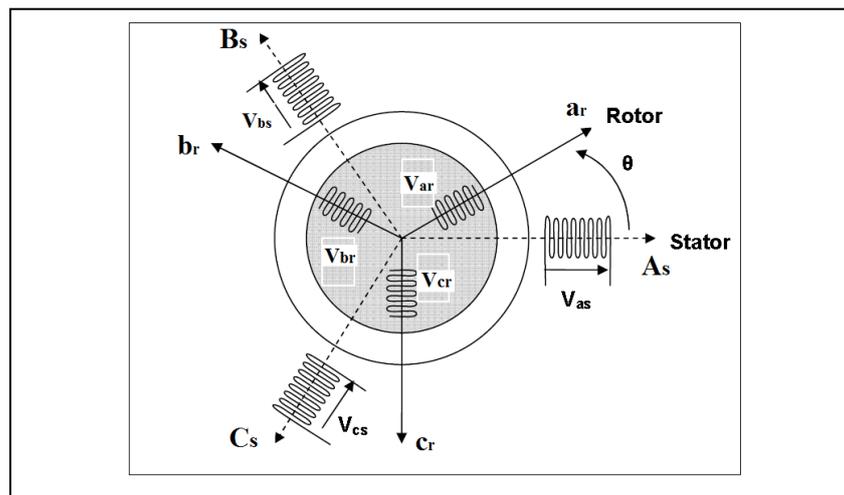


Fig. I .4 : représentation des enroulements statorique et rotorique

#### 4.1 Mise en équation du modèle de la machine

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

- Les équations électriques.
- Les équations magnétique
- Les équations mécaniques.

Afin de bien mener la modélisation de la machine, il faut adopter les simplifications suivant :

- Entrefer constant
- Effet des encoches négligé.
- Circuit magnétiques non saturé et a perméabilité constante.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en compte.

Parmi les conséquences de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additive des flux.
- La constance des inductances propres.
- Une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statorique et rotorique

Dans le cadre de cette hypothèse et pour une machine équilibrée et couplée en étoile, les équations de la machine s'écrivent sous la forme matricielle suivant :

#### 4.1.1 Les équations électriques

Pour l'ensemble des phases au stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.1})$$

La résistance satatorique étant la même pour les trois phase.il n'y pas lieu d'écrire une matrice de résistances.

Ou :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (\text{I.2})$$

De même, au rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

ou :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] = [0] \quad (\text{I.4})$$

### 4.1.2 Equation magnétique :

Chaque flux comporte une interaction avec les courants de toutes les phases y compris la sienne (notion de flux / inductance propre).

$$\begin{bmatrix} [\phi_s] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [M_{rs}] \\ [M_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [I_s] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

avec:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \text{ Matrice des bobinages au stator}$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \text{ Matrice des bobinages au rotor}$$

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^t = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

$\theta$  : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes rotoriques et statoriques qui sont choisis comme axes de références on aura finalement :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([L_s][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}]) \quad (I.7)$$

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} ([L_r][I_{rabc}] + [M_{rs}][I_{sabc}]) \quad (I.8)$$

### 4.1.3 Equation mécanique

L'étude des caractéristiques dynamiques de la machines asynchrone fait introduire des variations non seulement des paramètres électriques (tension, courant flux, FEM) mais aussi des paramètres mécanique (couple, vitesse).

L'équation du mouvement de la machine s'écrit :

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

Donc :

$$C_e - C_r = \frac{j}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{f\omega_r}{P} \quad (I.10)$$

## 5 Transformation triphasé- biphase [2]

La condition de passage du système triphasé au système biphase est la création d'un champ électromagnétique tournant avec des forces magnétomotrices égales.

La transformation triphasée- biphase aboutit à une famille de modèles de la machine asynchrone, où les grandeurs statoriques et rotoriques sont projetées sur deux axes en quadrature. L'idée de cette transformation repose sur le fait qu'un champ tournant créé par un système triphasé équilibré peut l'être aussi, à l'identique, par un système diphasé de deux bobines décalées de  $\frac{\pi}{2}$  dans l'espace, alimentées par des courants déphasés de  $\frac{\pi}{2}$  dans le temps. On se donne pour objectif que les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. Dans notre étude et pour plus de simplicité, on établit en premier un modèle où les grandeurs sont dans le repère lié au stator.

Ainsi, l'enroulement équivalent aux trois phases du stator est formé de deux bobinages d'axes direct,  $\alpha_s$  et en quadrature  $\beta_s$ . L'axe direct  $\alpha_s$  est confondu avec l'axe de la première phase  $\alpha_s$  statorique. De même, au rotor, on substitue deux bobinages,  $\beta_r$  et  $\alpha_r$  aux enroulements triphasés équivalents.

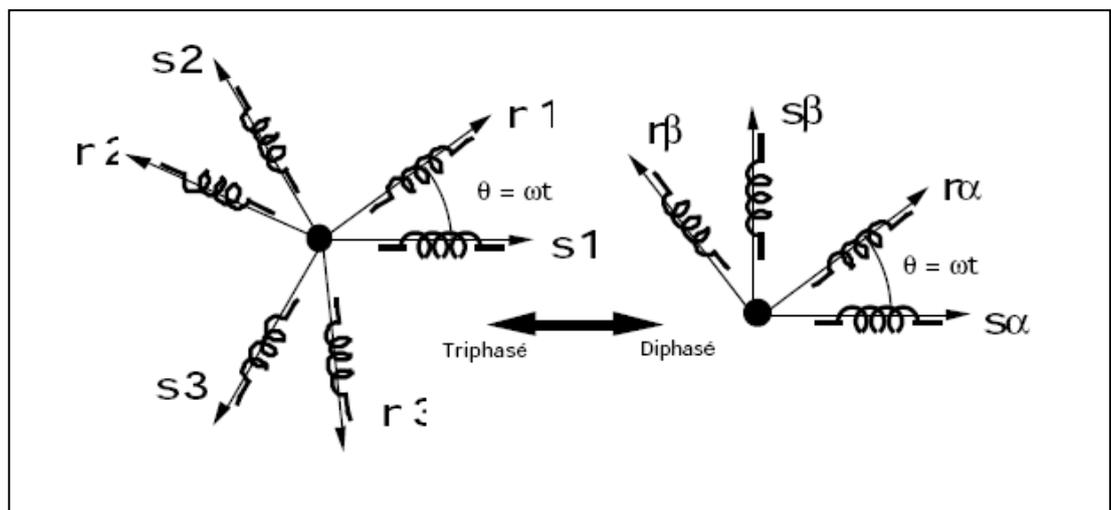


Figure I .5 Représentation de la transformation triphasé-biphase

### 5.1 Transformation de Park :

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-biphase suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère (A, B, C) vers le repère ( $\alpha, \beta$ ) puis vers le repère (d, q). Le repère ( $\alpha, \beta$ ) est toujours fixe par rapport au repère (A, B, C), par contre le repère (d, q) est mobile. Il forme avec le repère fixe ( $\alpha, \beta$ ) un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [04], [05]. Les repères de la transformation de Park

des grandeurs statoriques et celle des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier leurs équations, Ceci se fait en liant les angles  $\theta_s$  et  $\theta_r$  par la relation :

$$\theta_s = \theta + \theta_r$$

Alors dans ce cas la transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la matrice de passage :

$$[p]^{-1}[V_{dq0}] = [R][P]^{-1}[I_{dq0}] + \frac{d}{dt} ([p]^{-1}[\phi_{dq0}]) \quad (\text{I.11})$$

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

Cette matrice est orthogonale, c'est-à-dire  $[P(\theta)]^t = [P(\theta)]^{-1}$ . La transformation de Park peut être appliquée sur les tensions, les courants et les flux.

Le changement de variable relatif aux courants, tensions et flux est défini par la Transformation :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = P(\theta) \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.13})$$

La matrice inverse de transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.14})$$

$$[V_{dq0}] = [R][I_{dq0}] + \frac{d}{dt} [\phi_{dq0}] + [P] \left( \frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) [\phi_{dq0}] \quad (\text{I.15})$$

On démontre que :

$$[P] \left( \frac{d}{dt} [P]^{-1} \right) = \frac{d\theta}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.16})$$

On obtient finalement le système des équations de PARK. Qui constitue ainsi un modèle électrique dynamique pour l'enroulement diphasé équivalent :

$$V_d = RI_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\phi_q \quad (\text{I.17})$$

$$V_q = RI_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \left(\frac{d\theta}{dt}\right)\phi_d \quad (\text{I.18})$$

$$V_0 = RI_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \quad (\text{I.19})$$

Pour la réduction de la matrice des inductances les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axes  $d, q, o$  et les flux d'axes  $a, b, c$  :

$$[\phi_{sdq0}] = [P(\theta_s)][\phi_{sabc}] \quad (\text{I.20})$$

$$[\phi_{rdq0}] = [P(\theta_r)][\phi_{rabc}] \quad (\text{I.21})$$

Après le calcul, on trouve :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \\ \phi_{0s} \\ \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \\ \phi_{0r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & I_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & I_s - 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & I_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & I_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & I_r - 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{0s} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \\ I_{0r} \end{bmatrix} \quad (\text{I.22})$$

$L_s = I_s - M_s$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = I_r - M_r$  : Inductance cyclique rotorique.

$\frac{3}{2}M_{sr}$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et de courants rotoriques, les composantes d'indice (0) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes  $d$  et  $q$  sont simplement définis par les trois paramètres constants  $L_s, L_r, M$ , et reliés aux courants par la relation :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

La substitution des enroulements fictifs aux enroulements triphasés permet, interprétation de leur représentation à [2]

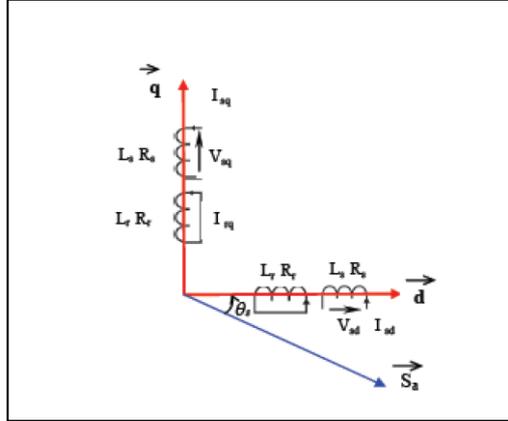


Figure I .6 Représentation des enroulements fictifs d’axes d et q

### 5.1.1 Equation électrique

Les équations de Park des tensions, statoriques et rotoriques s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \frac{d\theta_s}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{qr} = 0 \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \frac{d\theta_r}{dt} \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.24)$$

Dans le repère de PARK (d q) tournant à la vitesse angulaire  $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$  l'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (I.25)$$

$$\begin{cases} R_r I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} = 0 \\ R_r I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} = 0 \end{cases} \quad (I.26)$$

### 5.1.2 Equations magnétique :

Avec les flux :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (\text{I.27})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (\text{I.28})$$

### 5.1.3 Equations mécaniques :

$$C_e = PM[I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}] \quad (\text{I.29})$$

Avec :

$$\frac{Jd\omega}{Pdt} = C_e - C_r - \frac{f}{p}\omega \quad (\text{I.30})$$

### 5.2.1 Choix du repère

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère qui fait un angle électrique  $\theta_s$  avec le stator et qui fait également un angle électrique  $\theta_r$  avec le rotor mais qui n'est pas défini par ailleurs, c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère d et q au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère d et q est le repère mobile, c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park  $\theta_s$  et afin d'effectuer les rotations [2].

Dans cette étude, nous choisirons champ tournant

#### a. Référentiel fixe par rapport au champ tournant

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

Il se traduit par les conditions :

$$\begin{aligned} \frac{d\theta_s}{dt} &= \omega_s \\ \frac{d\theta_r}{dt} &= \omega_s - \omega = \omega_r \end{aligned}$$

Les équations électriques prennent la forme :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r I_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (I.31)$$

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (I.32)$$

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_r I_{dr} + M I_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r I_{qr} + M I_{qs} \end{cases} \quad (I.33)$$

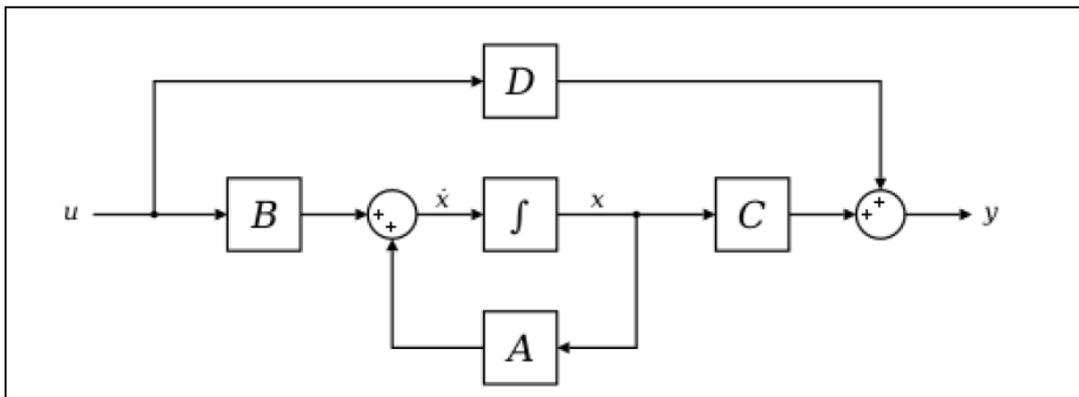
Avec :

Après arrangement des équations avec  $(I_{ds}, I_{qs}, \phi_{dr}, \phi_{qr})$  on abouted à :

$$\begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{1}{L_s \sigma} (R_s + \frac{M^2}{L_r^2}) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{1}{L_s \sigma} (\frac{R_r M}{L_r^2}) \phi_{dr} + \frac{1}{L_s \sigma} \frac{M}{L_r} \omega \phi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\omega_s I_{ds} - \frac{1}{L_s \sigma} (R_s + \frac{M^2}{L_r^2}) I_{qs} - \frac{M}{L_s \sigma} \omega \phi_{dr} + \frac{MR}{L_s L_r^2 \sigma} \phi_{qr} + \frac{1}{L_s \sigma} V_{qs} \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{sd} + \frac{R_r}{L_r} \phi_{qs} - \frac{1}{T_r \sigma} I_{dr} + \omega_{sl} \phi_{qr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{MR_r}{L_r} I_{qs} - \omega_{sl} \phi_{dr} - \frac{R_r}{L_r} \phi_{ds} \end{cases} \quad (I.34)$$

**Mise sous forme d'équation d'état :**

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [x] &= [A][x] + [B][u] \\ [y] &= [C][x] + [D][u] \end{aligned}$$



Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\frac{d}{dt}[x] = [A][x] + [B][u]$$

Avec :

$$[x] = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \\ \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \end{bmatrix}; A = \begin{bmatrix} -\lambda & 0 & \frac{\Gamma}{T_r} & \Gamma \cdot \omega \\ 0 & -\lambda & -\Gamma \cdot \omega & \frac{\Gamma}{T_r} \\ \frac{M}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} \delta & 0 \\ 0 & \delta \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$[u] = [V] = [V_{ds} \quad V_{qs} \quad 0 \quad 0]$$

avec:

$$\lambda = \frac{1}{T_s \cdot \sigma} + \frac{1}{T_r} \cdot \frac{1-\sigma}{\sigma}; \quad \delta = \frac{1}{\sigma \cdot L_s}; \quad \begin{cases} T_s = \frac{L_s}{R_s} \\ T_r = \frac{L_r}{R_r} \end{cases}$$

$$\Gamma = \frac{1-\sigma}{\sigma} \cdot \frac{1}{M}$$

## 6. Equations de puissance et de couple

Dans le cas générale, la puissance électrique instantanée  $P_e$  fournie aux les enroulements statoriques et rotoriques s'exprimes en fonction des grandeurs d'axes d, q :

$$P_e = V_{sd}I_{sd} + V_{sq}I_{sq} + V_{rd}I_{rd} + V_{rq}I_{rq} \quad (I.35)$$

Elle se décompose en trois séries de termes qui correspondent respectivement aux trois colonnes des équations des tensions :

- Puissance dissipée en pertes joule :

$$R_s(I_{sd}^2 + I_{sq}^2) + R_r(I_{rd}^2 + I_{rq}^2)$$

- Puissance représentant les échanges d'énergie électromagnétique avec les sources:

$$I_{sd} \left( \frac{d\Phi_{sd}}{dt} \right) + I_{sq} \left( \frac{d\Phi_{sq}}{dt} \right) + I_{rd} \left( \frac{d\Phi_{rd}}{dt} \right) + I_{rq} \left( \frac{d\Phi_{rq}}{dt} \right)$$

- Puissance mécanique  $P_m$  regroupant l'ensemble des termes liés aux dérivées des positions angulaires :

$$P_m = (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) + (\Phi_{rd} I_{rq} - \Phi_{rq} I_{rd}) \left( \frac{d\theta_r}{dt} \right) \quad (I.36)$$

En tenant compte des équations des flux on peut donc écrire que :

$$P_m = (\Phi_{sd} I_{sq} - \Phi_{sq} I_{sd}) \left( \frac{d(\theta_s - \theta_r)}{dt} \right) \quad (I.37)$$

La puissance mécanique est aussi égale à  $C_e \Omega$  ou à  $C_e \omega/p$ , on en tire l'expression du couple :

$$C_e = \frac{PM}{Lr} (\Phi_{rd} I_{qs} - \Phi_{rq} I_{ds}) \quad (I.38)$$

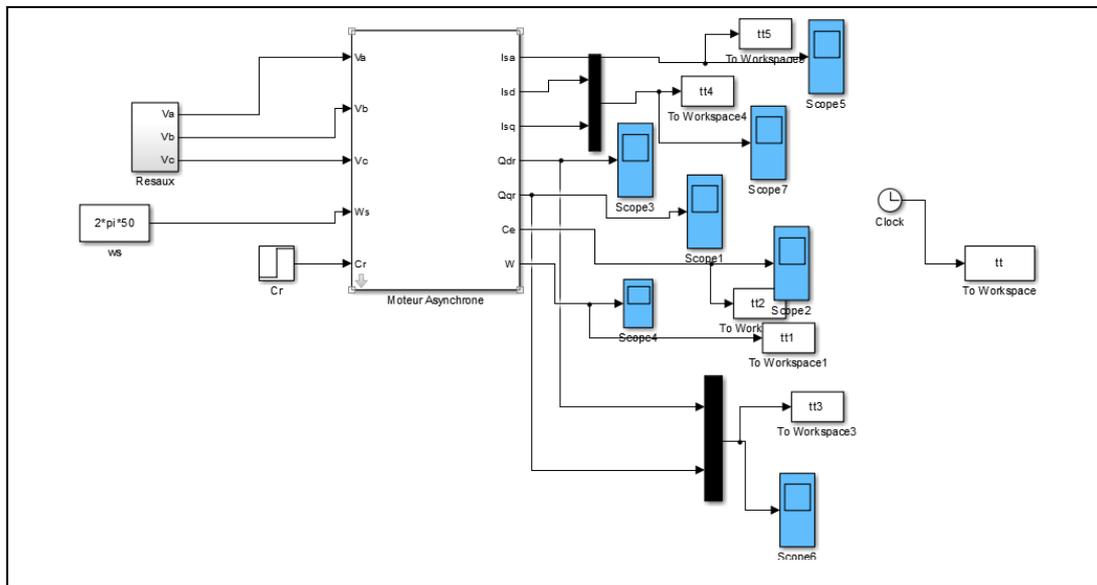
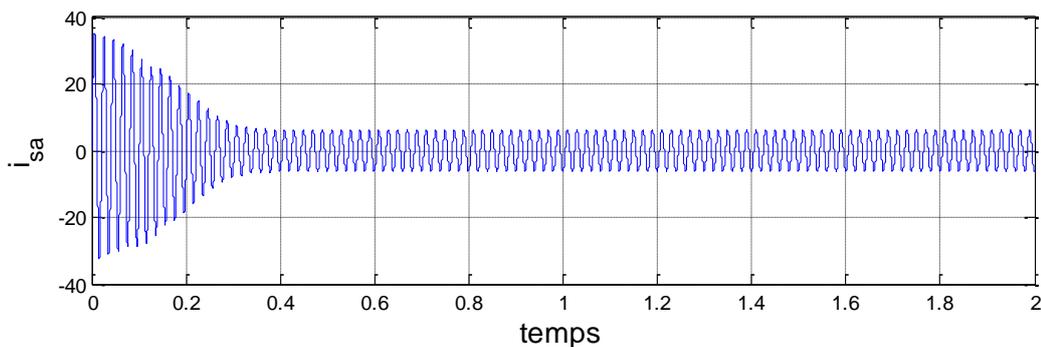


Figure I .7 modèle de schéma de simulation de MAS

## 6 Résultat de simulation :

### 7.1 Démarrage à vide



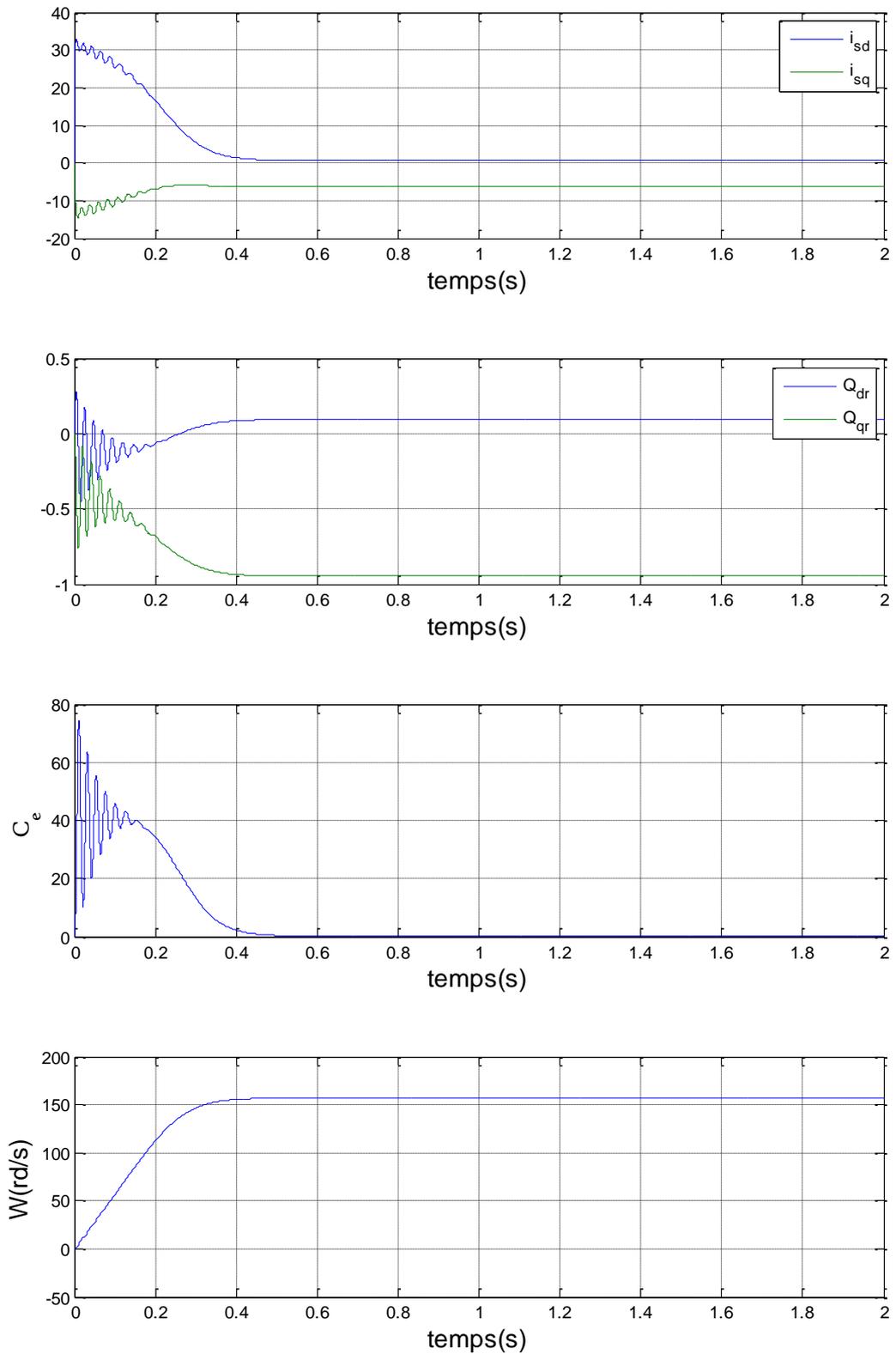
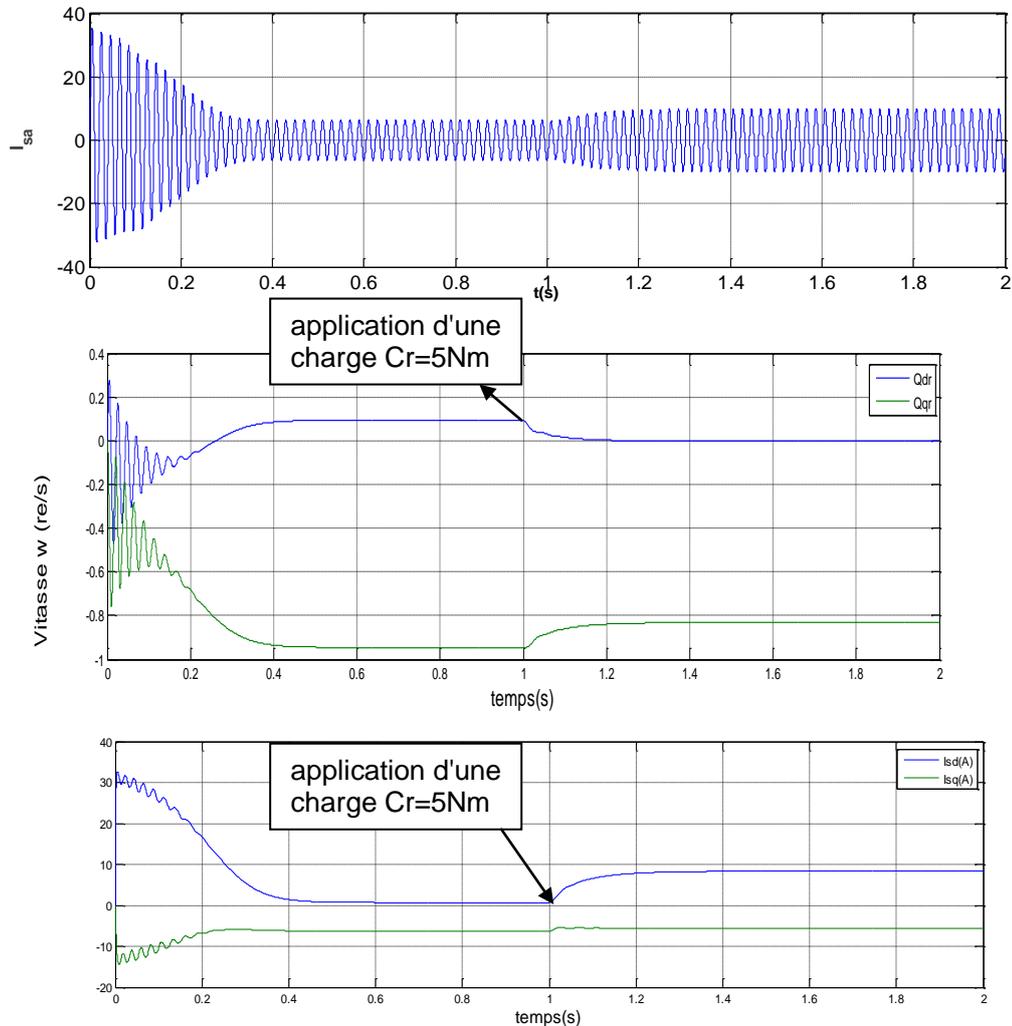


Figure ( I .8) La réponse de la MAS à vide alimentée par un réseau équilibré

Les valeurs de vitesse sont données dans vitesse vide du moteur reçoivent des valeurs qui ont tendance à être stables après 0.4 (s), les courbes de courant et de couple restent également à la même valeur  $t=0.4$  (s).

## 7.2 En charge



**Figure (I.9) La réponse de la MAS en charge**

En charge on obtient les mêmes courbes que dans la première partie, mais après application d'une charge au moteur à 1 (s), la vitesse du moteur se stabilise à une valeur inférieure à la valeur a vide.

## 8. Modélisation du convertisseur continu-alternatif de sa commande :

Afin de rendre possible le contrôle de la vitesse de la machine asynchrone, on lui associe un convertisseur statique capable de délivrer une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Grâce à l'évolution de l'électronique de puissance et à l'utilisation de la technique MLI (Modulation de la largeur d'impulsion), les convertisseurs statiques permettent

par un contrôle adéquat des signaux de commande des interrupteurs, d'imposer la tension et le courant aux bornes du moteur. Dans notre cas nous étudions l'ensemble convertisseur MAS, où l'onduleur étant commandé par la technique de contrôle sinus-triangle (MLI)[06].

### 8.1 Convertisseur continu - alternatif

L'onduleur de tension est un convertisseur qui permet d'obtenir une tension alternative de fréquence et de valeur efficace fixe ou réglable à partir d'une source de tension continue et il est constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou thyristor pour les grandes puissances. Constitué de trois bras menus de diodes de récupérations.

La commande des interrupteurs du même bras est complémentaire ; lorsqu'un interrupteur conduit, l'autre est bloqué.

Sa commande peut être réalisée par la technique classique ou par la technique de modulation largeur d'impulsion. Dans ce travail on commande l'onduleur par la (MLI) de tension.

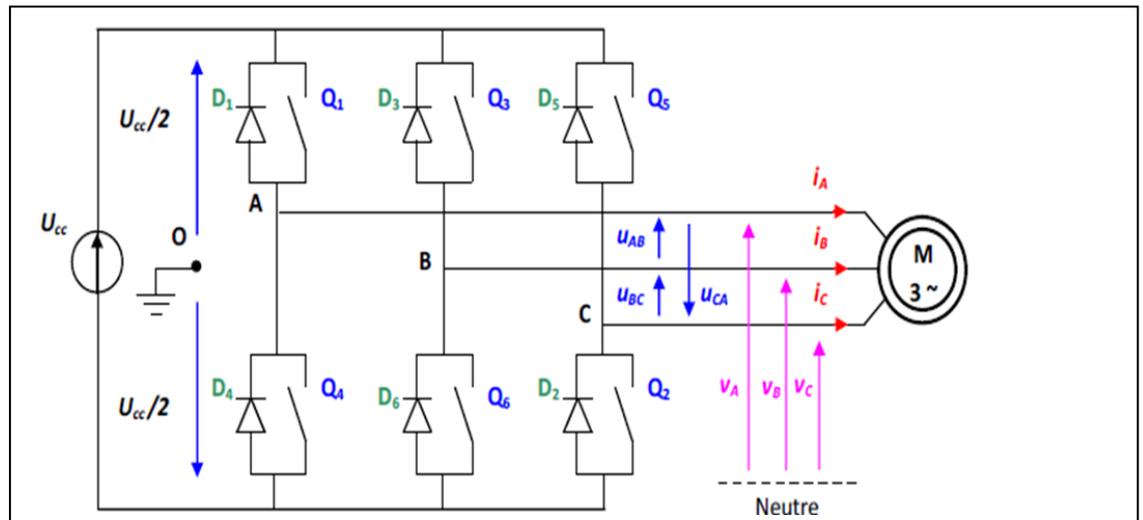


Figure I . 10 Structure d'un onduleur de tension triphasé

Tensions composées :

$$\begin{cases} u_{AB} = v_{AO} - v_{BO} \\ u_{BC} = v_{BO} - v_{CO} \\ u_{CA} = v_{CO} - v_{AO} \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

Tensions simples :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (u_{AB} - u_{CA}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (u_{BC} - u_{AB}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (u_{CA} - u_{BC}) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

On peut déterminer l'expression des tensions simples en fonction des tensions mesurées

Entre les points A, B, C et le point milieu fictif O associé à l'alimentation, soit :

$$\begin{cases} v_A = \frac{1}{3} \cdot (+2 \cdot v_{AO} - v_{BO} - v_{CO}) \\ v_B = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} + 2 \cdot v_{BO} - v_{CO}) \\ v_C = \frac{1}{3} \cdot (-v_{AO} - v_{BO} + 2 \cdot v_{CO}) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

On obtient la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{I.42})$$

Chaque bras de l'onduleur est constitué de deux interrupteurs supposés parfaits et fonctionnels de façon complémentaire, on peut ainsi relier chacun d'eux valeur de consigne binaire  $S_i$ , avec ( $i=A, B, C$ ) et donc :

- $S_i = +1 \Rightarrow$  l'interrupteur supérieur est fermé, l'interrupteur inférieur est ouvert.
- $S_i = 0 \Rightarrow$  l'interrupteur supérieur est ouvert, l'interrupteur inférieur est fermé.

Cela nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} = \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.43})$$

D'où la nouvelle forme :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \cdot \frac{U_{cc}}{2} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{I.44})$$

Les tensions phase-neutre délivrées par l'onduleur seront obtenues directement à partir des états Grandeurs de commande "SA", "SB", "SC" représentant les signaux de commande.

Les états de ces grandeurs seront également déterminés à l'aide de la stratégie de contrôle.

## 7.2 La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI) :

Représentation en sortie des commandes analogiques ou numériques la tension ou le courant requis aux bornes de la machine. Technologie de modulation La largeur d'impulsion (MLI) permet de reconstruire ces grandeurs à partir de la source à fréquence et tension fixes, généralement par une tension continue convertisseur. Cela établit une connexion électrique entre la source et la charge. Ajustement exécuté par les temps et les séquences d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur fonctionné.

La méthode de contrôle MLI consiste à définir des fentes sur les bornes de la machine tension de sorte que l'onde fondamentale de la tension soit plus proche de la référence détention sinusoïdale. Former le produit du nombre d'impulsions par alternance Deux avantages importants de la tension de sortie de l'onduleur MLI c'est-à-dire [07] :

- Pousser les harmoniques de la tension à la fréquence la plus élevée, ce qui Facile à filtrer.
- Il est utilisé pour modifier la valeur de base de la sortie.

### 7.2.1 MLI sinus-triangle

#### Principe de la MLI sinus-triangle :

La modulation sinus-triangle est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante de basse fréquence, dite tension de référence, généralement sinusoïdale, avec une onde porteuse de haute fréquence, de forme généralement triangulaire, d'où l'appellation "sinus-triangle".

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance [08]. Nous nous sommes intéressés dans notre étude à la technique d'origine analogique dite sinus triangle. Elle consiste à comparer entre :

- Une onde de référence, la modulante, de forme sinusoïdale et de fréquence  $F_m$ .
- Une onde de modulation, la porteuse, en général triangulaire, de haute fréquence  $F_p$ , tout en respectant l'inégalité sur les fréquences :  $F_p \gg F_m$

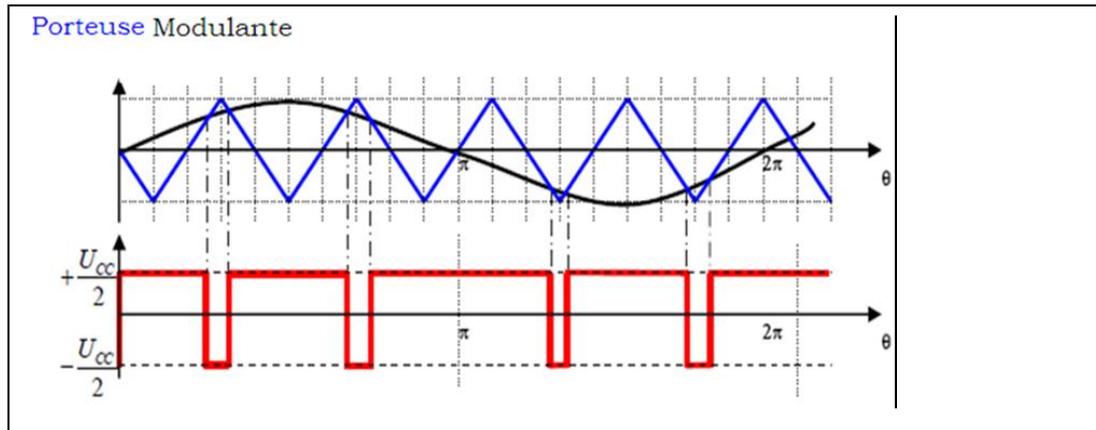


Figure I .11 – Exemple de chronogramme d’une commande "sinus-triangle"

A chaque interaction des deux signaux, la commande électrique envoie un ordre d’allumage Ou d’extinction aux transistors constituant une phase d’onduleur qui produit le signal MLI figure. La figure (I.11) suivant montre le principe de la commande MLI sinus triangle.

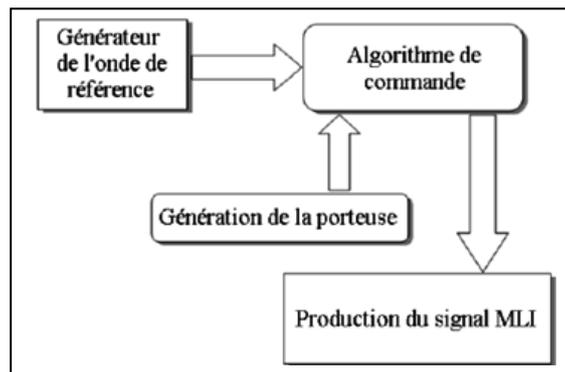


Figure I . 12 Principe de la commande MLI sinus-triangle

Le réglage est réalisé par les instants d’ouverture et de fermeture des interrupteurs ainsi que par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison que l’on peut expliciter par :

$$v_i = \begin{cases} +\frac{U_{cc}}{2} & \text{Si } (v_{mi} \geq v_p) \\ -\frac{U_{cc}}{2} & \text{Si } (v_{mi} < v_p) \end{cases} \quad (I.45)$$

$v_i$  et  $v_{mi}$  représentent respectivement la tension et la tension fournies par l'onduleur étape de modulation  $i$  : A, B, C.

### 8.3 Caractéristiques de la MLI sinus-triangle :

Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale :

$m$  : L'indice de modulation qui est le rapport entre la fréquence de modulation (porteuse) et la fréquence de référence (modulante).

$r$  : Le coefficient de réglage de la tension, égal au rapport de l'amplitude de la tension de références et la valeur crête de l'onde de modulation (porteuse).

$$m = \frac{f_p}{f_m} \quad , r = \frac{A_m}{A_p}$$

La technique de modulation vectorielle se diffère de la MLI Sinus-triangulaire par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation. [08]

### 8.4 Modèle de la MLI sinus-triangle triphasé :

Le modèle de cette commande nécessite la production de trois signaux SA, SB, SC de type MLI sinus-triangle décalés de  $120^\circ$  l'un par rapport à l'autre.

On définit trois signaux sinusoïdaux de fréquence de référence  $f$  et d'amplitude  $V_r$  et une porteuse commune :

$$\text{– Equations des modulatrices : } \begin{cases} v_{mA} = V_m \sin \cdot (2 \cdot \Pi \cdot f \cdot t) \\ v_{mB} = V_m \sin \cdot \left(2 \cdot \Pi \cdot f \cdot t - \frac{2 \cdot \Pi}{3}\right) \\ v_{mC} = V_m \sin \cdot \left(2 \cdot \Pi \cdot f \cdot t - \frac{4 \cdot \Pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I.46})$$

Equation de la porteuse :

$$\begin{cases} v_p = V_p \cdot \left(-1 + 4 \cdot \frac{t}{T_p}\right) \text{ Si } t \in \left[0, \frac{T_p}{2}\right] \\ v_p = V_p \cdot \left(3 - 4 \cdot \frac{t}{T_p}\right) \text{ Si } t \in \left[\frac{T_p}{2}, T_p\right] \end{cases} \quad (\text{I.47})$$

Etats des interrupteurs :

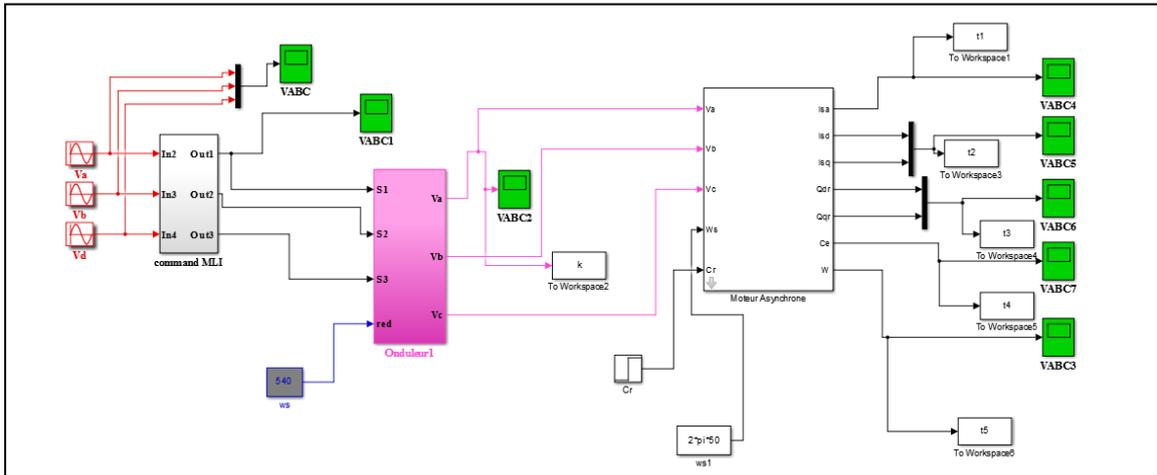
$$S_i = \begin{cases} +1 \text{ Si } (v_{mi} - v_p) \geq 0 \\ -1 \text{ Si } (v_{mi} - v_p) < 0 \end{cases} \quad (\text{I.48})$$

**9 Simulations numériques de différents fonctionnements du moteur asynchrone :**

**9.1 Résultats des simulations**

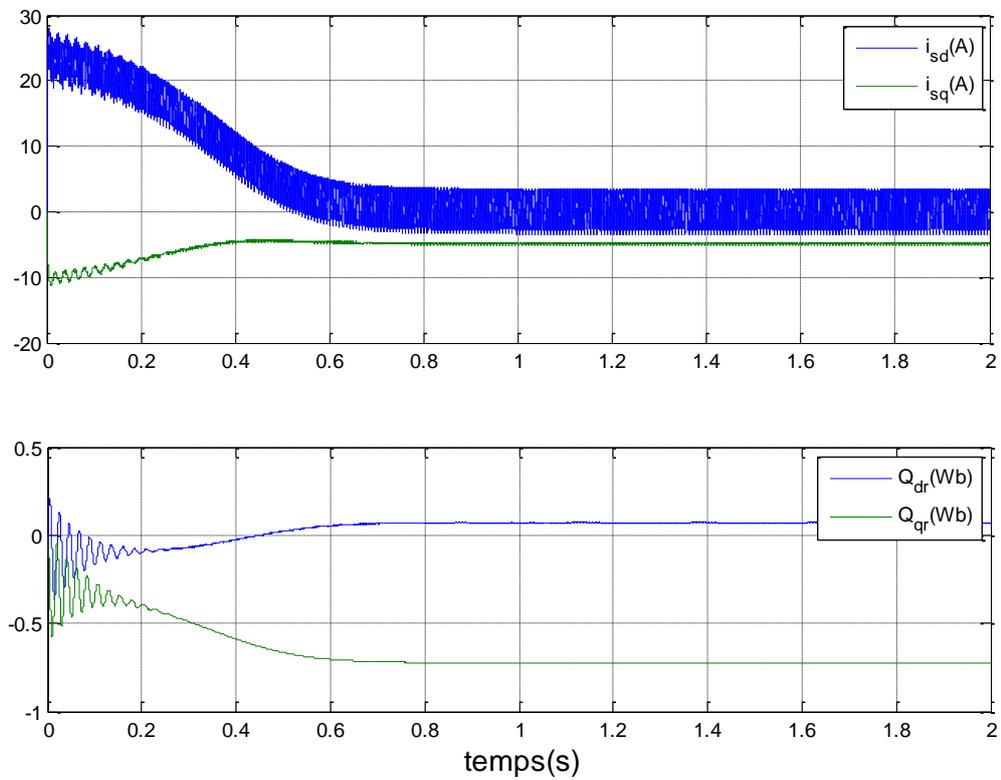
Les paramètres de simulations sont citées dans l'annexe A.

La figure (I-13) représenté le modèle de la MAS sous MATLAB :



**Figure I .13 schéma de module de Simulations MAS avec l'onduleur**

**9.1.1 Démarrage à vide**



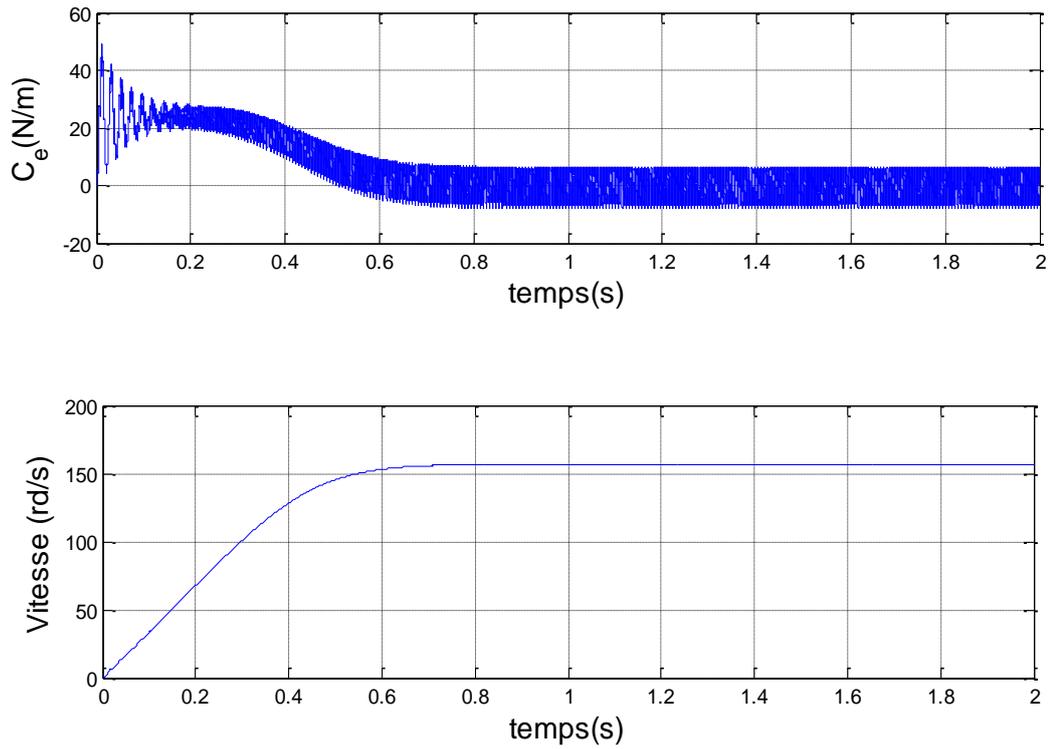
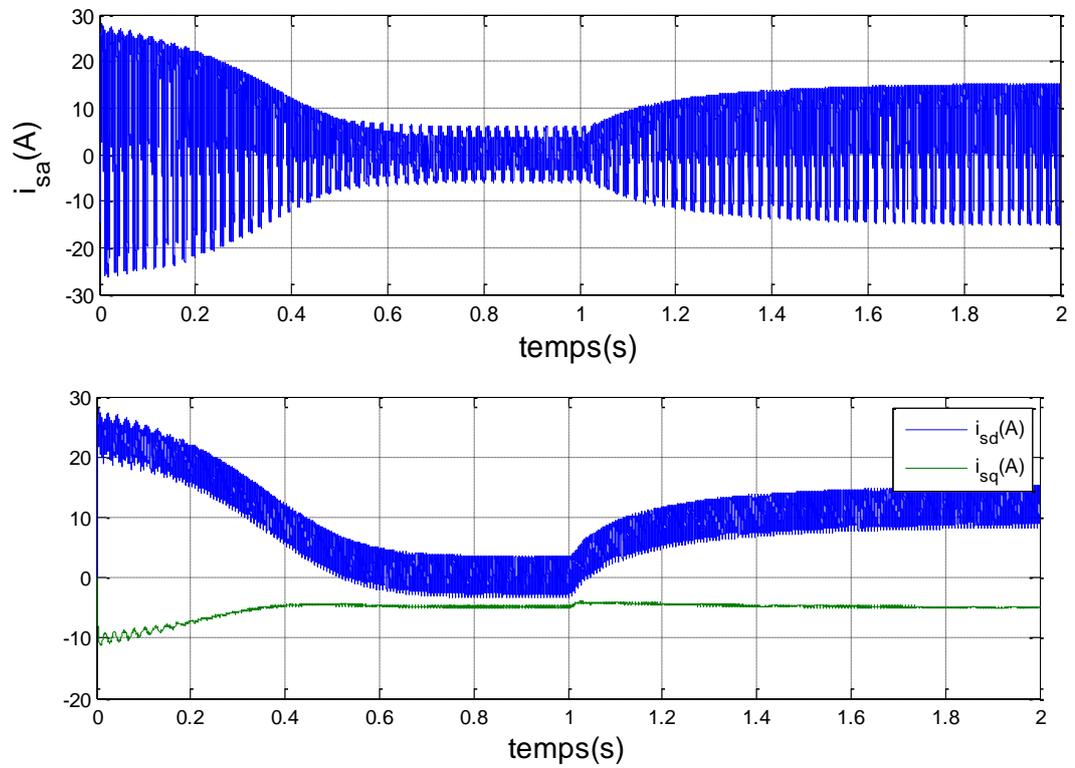
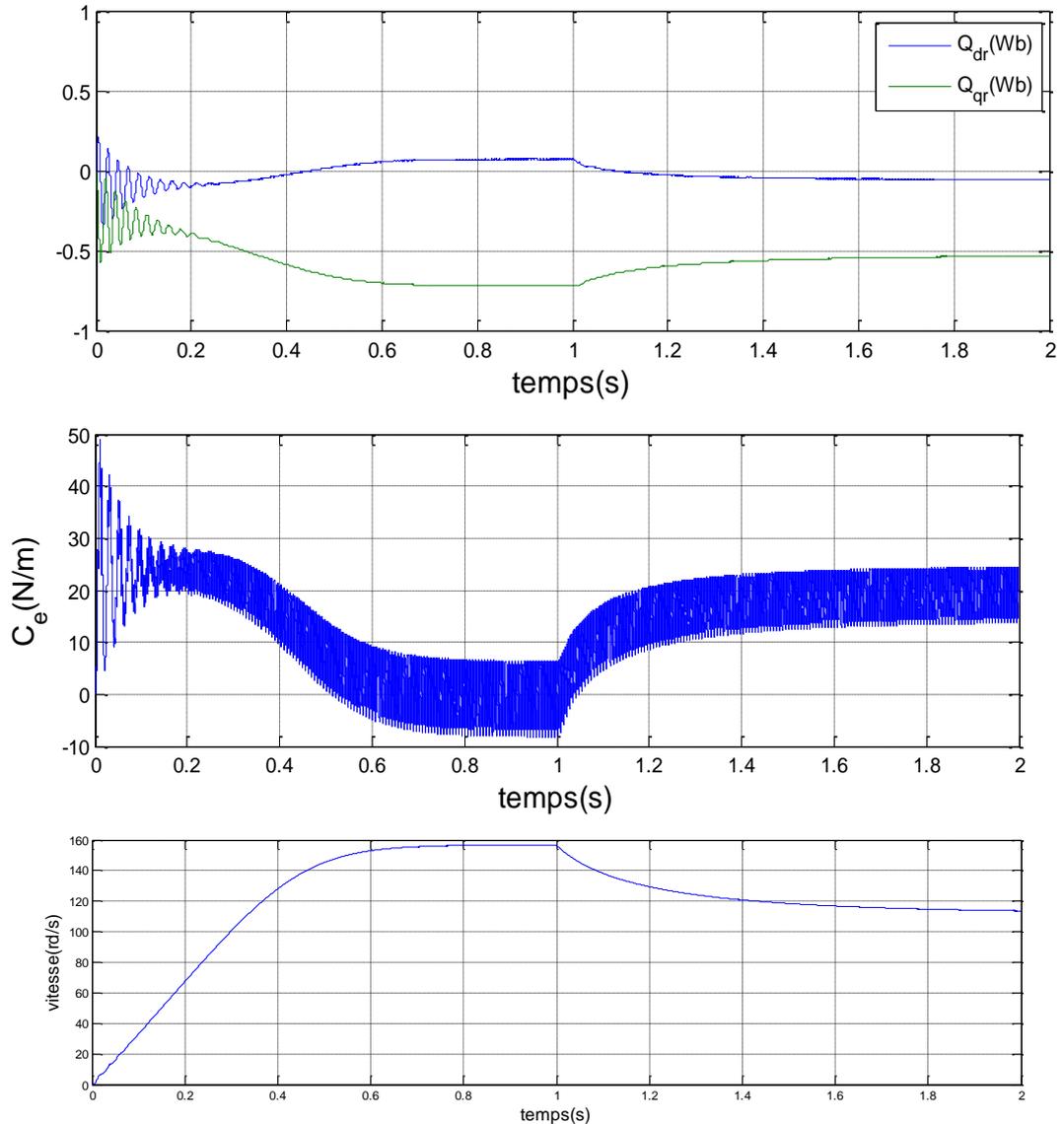


Figure I .14 courbes de simulation aide MAS par l'onduleur

9.1.2 En charge





**Figure I .15 courbes de simulation aide MAS par l'onduleur**

## 9.2 Interprétation des résultats

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement à travers l'onduleur de tension commandée par modulation de la largeur d'impulsion sinus-triangle qui sera considéré par la suite.

Les courbes obtenues (figures 1.14 et 1.15) illustrent l'évolution des grandeurs suivantes : vitesse, couple électromagnétique, les flux et courants statoriques direct et de quadrature. Le démarrage à vide et sous tension nominale permet un établissement rapide de la vitesse et un couple électromagnétique instantané. L'application d'une charge introduit une chute de vitesse.

On remarque que les temps de réponse de la vitesse ainsi du couple pour une MAS alimentée par un onduleur sont lents par rapport à celle alimentée directement par un réseau, ceci est due à la diminution de la valeur efficace de la tension qui alimente la machine.

Les oscillations au niveau du couple et de la vitesse sont dues essentiellement au convertisseur statique car la conversion continue-alternative fait apparaître des harmoniques au niveau des tensions de sortie et des courants qui influent directement sur la forme du couple et de la vitesse, on peut diminuer en variant la fréquence de commutation des interrupteurs ce qui permet de minimiser le spectre d'harmoniques surtout en ce qui concerne la forme d'onde du courant.

## **Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons fait de la modélisation de la machine asynchrone cette modélisation basée sur la théorie de Park, l'intérêt premier de cette transformation est de simplifier le problème dans le modèle triphasé.

Les résultats obtenus par simulation montrent la validité du modèle de Park de l'asynchrone machine, ce dernier répond bien pour décrire l'évolution d'un départ direct sur un la norme réseau.

Malgré cela, la machine seule ne répond pas toujours aux exigences de la vitesse variable.

L'objectif principal des chapitres suivants est de mettre la machine en boucle fermée afin de contrôler la vitesse de la machine.

## **Chapitre II: Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones**

---

### **1 Introduction**

Dans ce chapitre nous étudierons la technique la plus utilisée pour les entraînements à vitesse variable des machines asynchrones. Elle permet un contrôle de la vitesse et du couple, avec des performances statiques et dynamiques élevées, ainsi qu'une maîtrise excellente des régimes transitoires. Le But recherché lors de sa conception est d'obtenir une situation identique à celle rencontrée dans la machine à courant continu en séparant la commande du flux de celle du couple, l'orthogonalité entre les vecteurs flux et courant étant la condition optimale de production du couple maximal.

Dans le modèle biphasé du moteur asynchrone, nous avons choisi de faire pivoter le champ pour que l'axe "d" de ce référentiel coïncide avec l'un des trois flux Machines (stator, rotor ou entrefer).

### **2 Problèmes posés par le moteur asynchrone:**

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage qu'à travers le stator. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotorique à travers leurs actions sur le stator. Dans ce cas, on applique la commande vectorielle par l'orientation de flux rotorique.

### **3 Principe de l'orientation du flux rotorique**

La commande vectorielle a été découverte par Blaschke en 1972. Il ramène le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu.



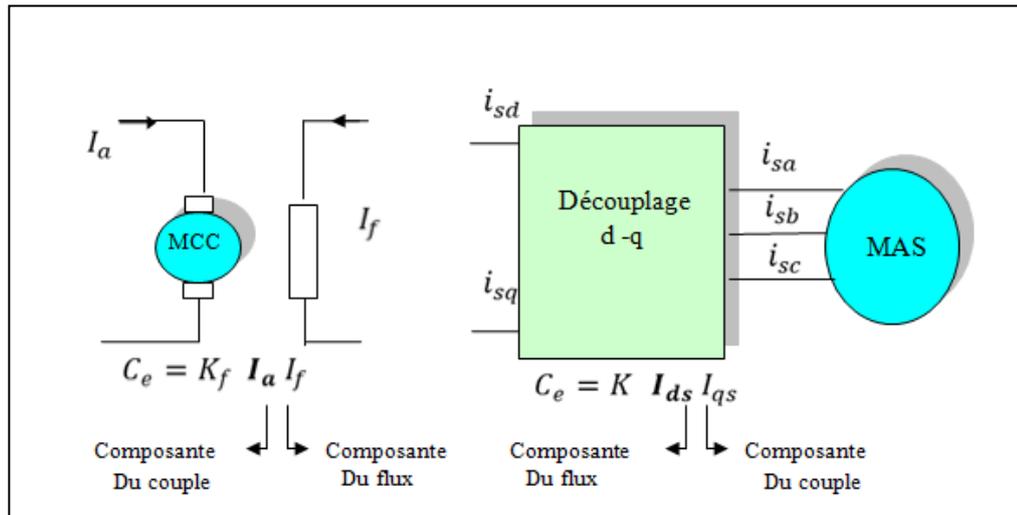


Figure II.1 Equivalence entre la commande d'une MCC et la commande vectorielle d'un MAS

## 5 Principe de la commande par orientation du flux

Le principe de cette commande est de réduire l'équation de couple électromagnétique de la machine afin d'être comparable à celle d'une machine à courant continu.

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

1. commande vectorielle à flux rotorique orienté.
2. commande vectorielle à flux statorique orienté.
3. commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.

La plus fréquemment utilisée est la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, puisque dans le cas de la MAS non saturée on obtient les équations du rotor complètement découplées [09], [10], [11].

Pour cela, dans le présent travail, c'est ce type de commande qui sera traité, Le choix du type de CV à flux orienté dépend du choix de l'équation de couple électromagnétique.

### 5.1 Orientation du flux rotorique :

Cette commande est réalisée en orientant le flux rotorique suivant l'axe direct "d" du Repère tournant, tels que  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  (constant) et  $\Phi_{rq} = 0$

## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones

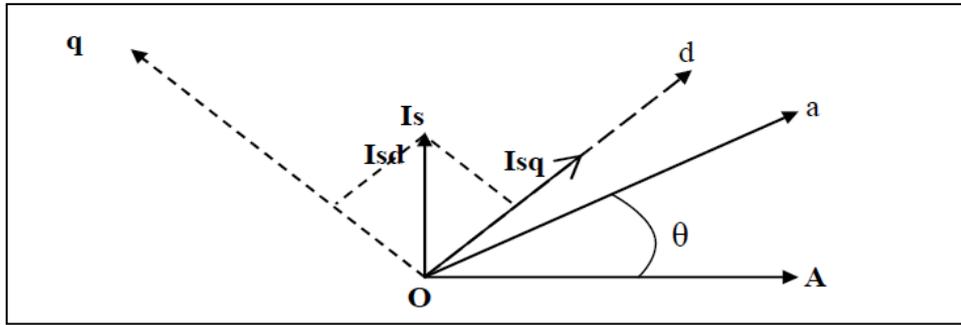


Figure II.2 Orientation du flux rotorique

Nous avons vu que le couple en régime quelconque s'exprime dans le repère  $dq$  comme un produit croisé de courants ou de flux :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (\text{II.1})$$

Donc si le flux rotorique est orienté sur l'axe  $d$  d'un repère lié au champ tournant alors le couple devient :

$$C_e = P \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq}) \quad (\text{II.2})$$

A l'examen de ces dernières relations, on constate que :

La composante  $I_{ds}$  joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation  $\Phi_r$  la composante  $I_{sq}$  joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

On retrouve à partir de figure (II.2) la configuration des machines à courant continu, constituant la base de la commande à flux rotorique orienté.

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

### 6 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Dans cette méthode, on ne régule pas le flux rotorique et on n'a donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur ou d'observateur de flux [12], [11], [13], [14]. Nous n'ont donc pas de

## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones

connaissance du module et de la phase du flux rotorique, ceci exige une mesure de la position rotorique.

### 6.1 Bloc de dé fluxage

Les opérations à toutes vitesses caractérisant le fonctionnement optimal de la machine à induction sont réalisées pratiquement par un bloc de défluxage, voir figure (II.3).Ce dernier est défini par la fonction non-linéaire suivante :

$$\begin{cases} \Phi_r = \Phi_{rnom} & \text{si } \Omega < \Omega_{nom} \\ \Phi_r = \frac{\Phi_{rnom}}{\Omega} \Omega_{nom} & \text{si } \Omega > \Omega_{nom} \end{cases} \quad (II.3)$$

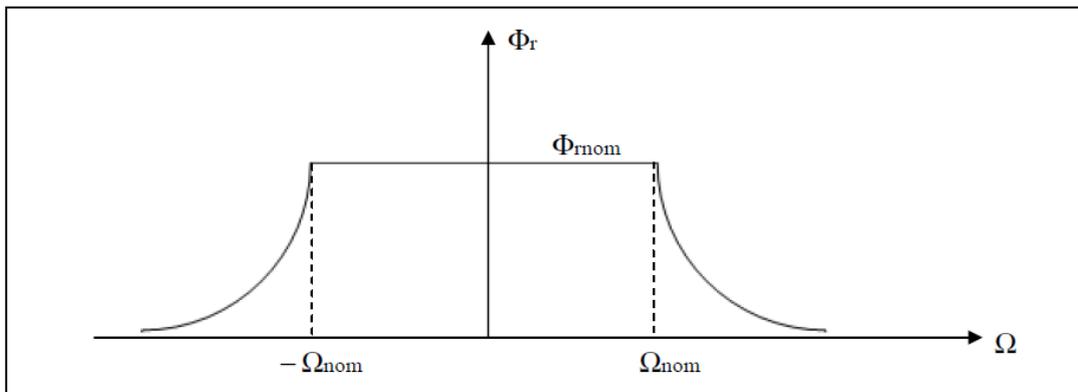


Figure II .3 Bloc de dé fluxage

### 6.2 La stratégie de la commande

Comme nous l'avons vu précédemment, le problème est de régler le flux par  $I_{sd}$ , alors que le couple est contrôlé par  $I_{sq}$  [15], [16].les équations du système ( II .4) permettent de définir les fonctions de transfert nécessaires à la synthèse des régulateurs de la vitesse et des courants statoriques.

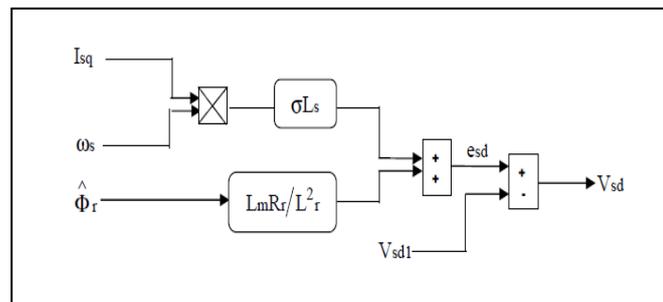


Figure ( II .4) Bloc de compensation  $V_{sd}$

## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones

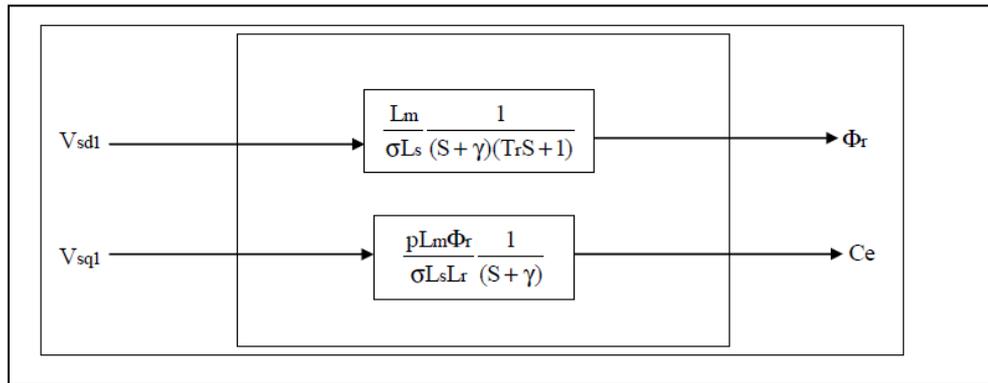


Figure (II.5) Commande découplée – Expression de  $\Phi_r$  et  $C_e$

### 6.3 Schéma fonctionnelle de la commande

La figure (II.6) représente le schéma bloc d'une commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone.

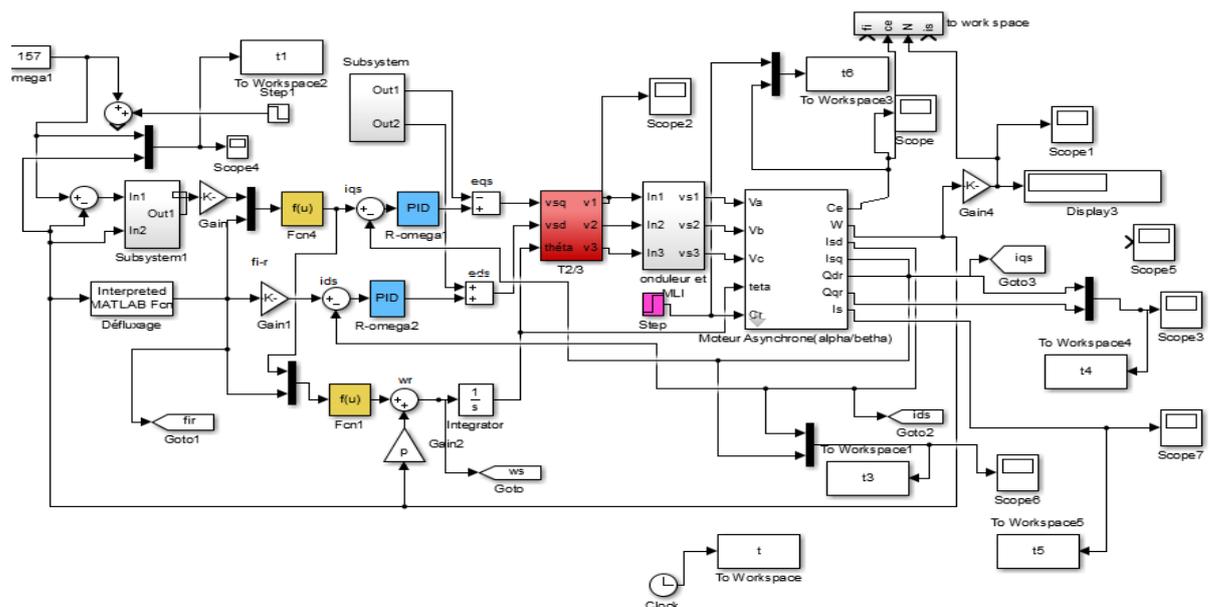


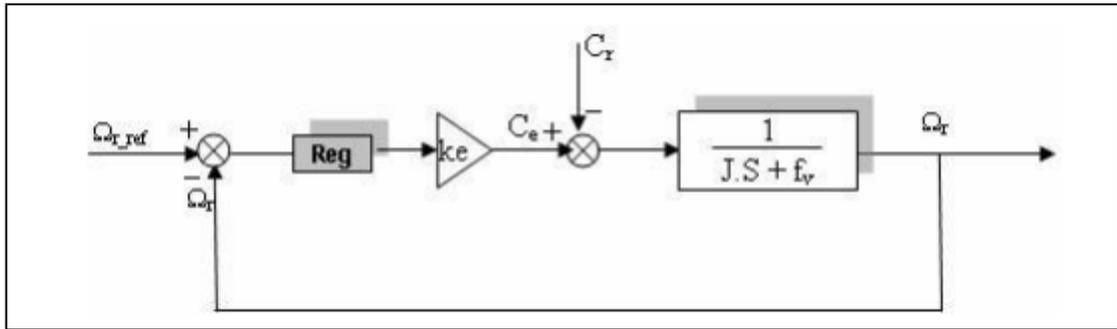
Figure (II.6) Commande vectorielle indirecte d'une machine alimentée en tension

### 6.4 Calcul des régulateurs

#### 6.4.1 Régulateur de vitesse

Le schéma de régulation de la vitesse avec un régulateur PI est le suivant :

## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones



**Figure II.7 Boucle de régulation de vitesse à structure PI**

$k_e = p \frac{M}{L_r} \Phi_{r-ref}$  Constante du couple électromagnétique.

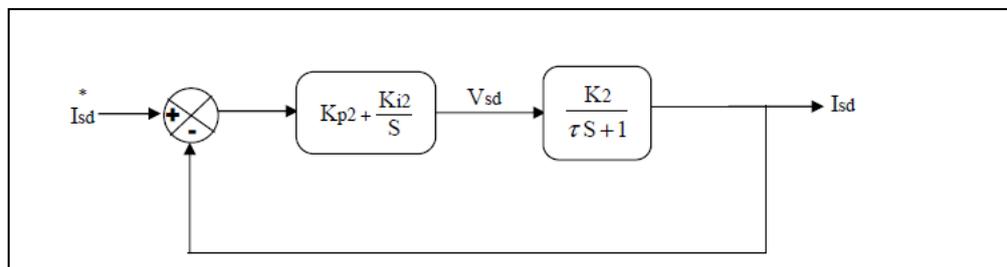
Avec cette structure de régulation (PI) de vitesse, on n'a pas pu avoir de bonnes performances à la fois pour l'asservissement (réponse par rapport à la consigne) et pour la régulation (réponse par rapport à la perturbation).

Alors dans cette structure, on a deux boucles en cascade, le calcul des coefficients du régulateur est développé en annexe B.

### 6.4.2 Régulateurs de courants

Pour s'assurer que les courants réels suivent les courants de consigne, des régulateurs de courants agissant sur les tensions de commande sont indispensables, nous nous intéressons au dimensionnement des régulateurs. Donc les deux régulateurs sont identiques.

La boucle de régulation du courant  $I_{sd}$  (respectivement  $I_{sq}$ ) peut être représentée par la figure ( II .8) et figure ( II .9) :



**Figure ( II .8) Schéma fonctionnel de la régulation du courant  $I_{sd}$**

## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones

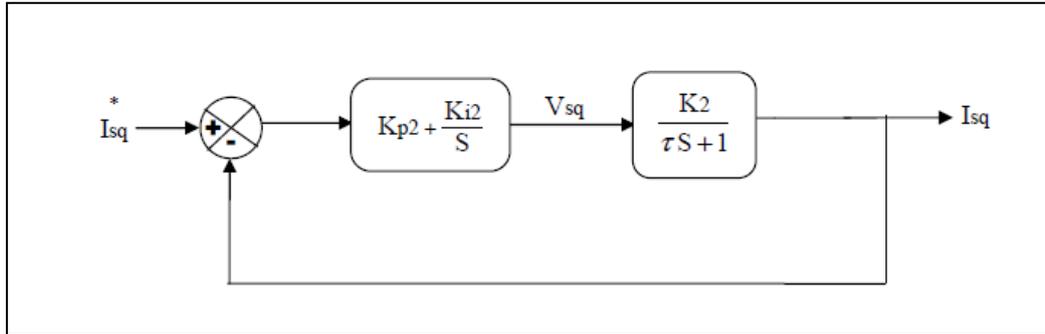


Figure (( II .9) Schéma fonctionnel de la régulation du courant  $I_{sq}$

Avec :

$$K_2 = \frac{1}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (\text{II.4})$$

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{R_s + \left(\frac{L_m}{L_r}\right)^2 R_r} \quad (\text{II.5})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donc :

$$\frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{\left(K_p 2 + \frac{K_i 2}{S}\right) \left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)}{1 + \left(K_p 2 + \frac{K_i 2}{S}\right) \left(\frac{K_2}{\tau S + 1}\right)} = \frac{\left(\frac{K_p 2 K_2}{\tau}\right) S + \frac{K_i 2 K_2}{\tau}}{S^2 + \left(\frac{K_p 2 K_2 + 1}{\tau}\right) S + \frac{K_i 2 K_2}{\tau}} \quad (\text{II.6})$$

D'où l'équation caractéristique en boucle fermée est de la forme suivante :

$$S^2 + 2\xi\omega_0 S + \omega_0^2 = 0 \quad (\text{II.7})$$

L'équation terme à terme des deux équations (II.7) et (II.8) entraîne que :

$$\begin{cases} 2\xi\omega_0 = \frac{K_p 2 K_2 + 1}{\tau} \\ \omega_0^2 = \frac{K_i 2 K_2}{\tau} \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Donc, les paramètres du régulateur sont :

## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones

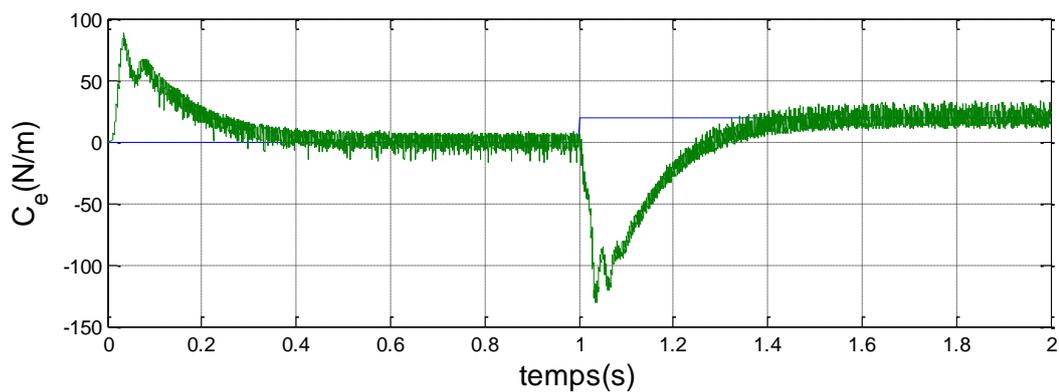
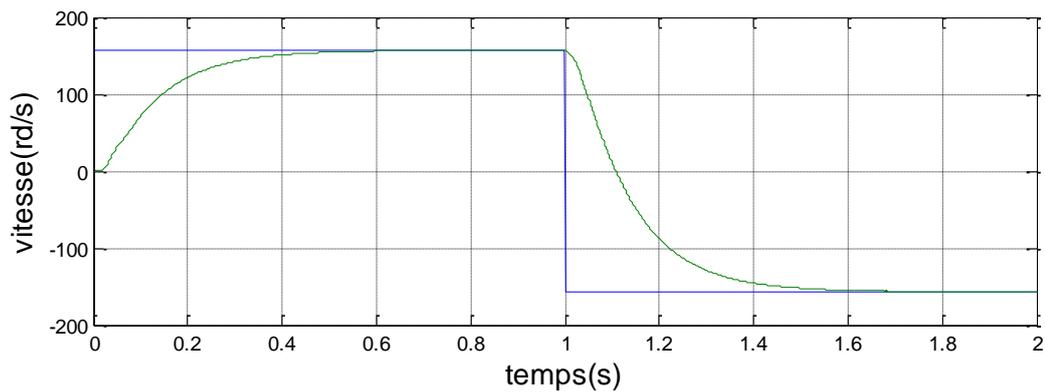
$$\begin{cases} K_{p2} = \frac{2\xi\omega_0\tau-1}{K_2} \\ K_{i2} = \frac{\omega_0^2\tau}{K_2} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

### 8 Simulations de la commande vectorielle indirecte

Dans ce chapitre, Nous avons simulé la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à MLI sinus-triangle équipée d'une commande vectorielle indirecte à orientation du flux rotorique (IDFOC) en réalisant plusieurs séries de simulations numériques pour mettre en évidence les propriétés, mais aussi les insuffisances, de la commande vectorielle.

#### 8.1 Résultats de simulation en variation de vitesse :

##### En variation de vitesse



## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones

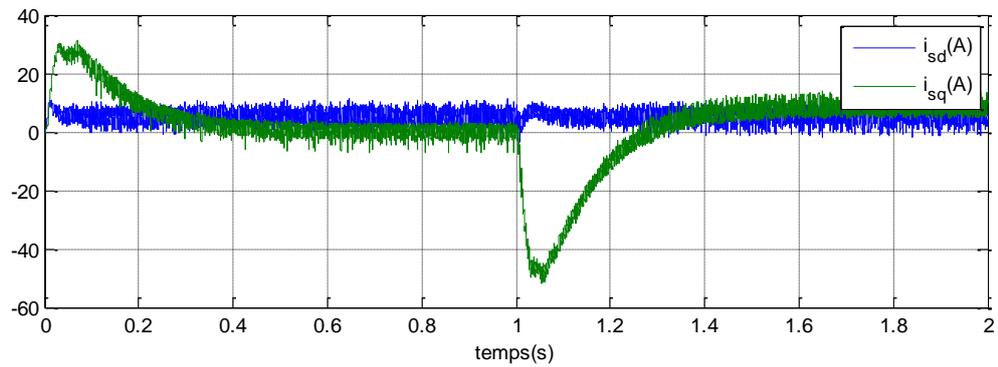
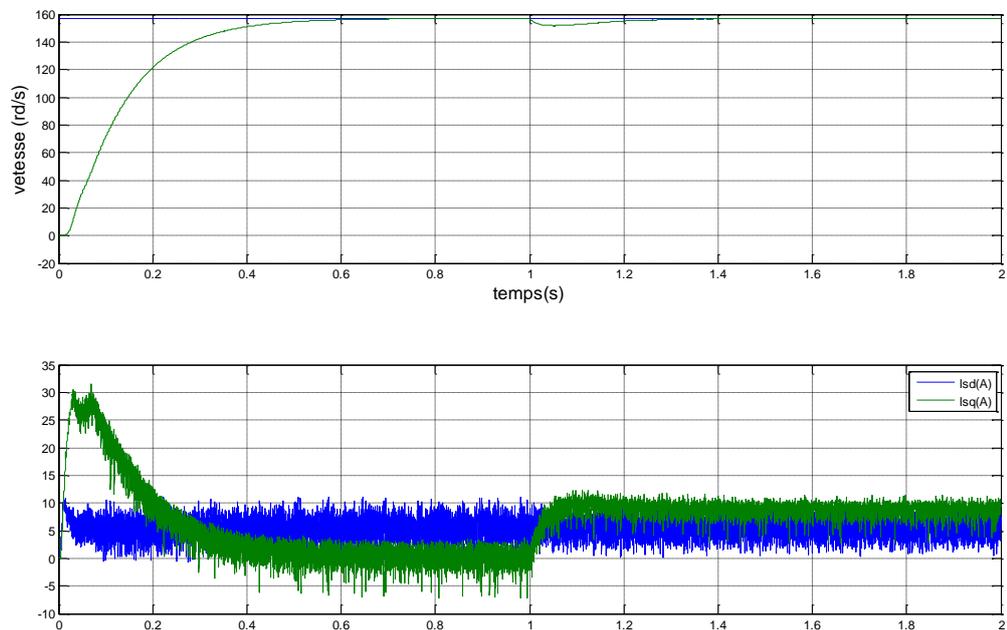


Figure II .10 les courbes de simulation en variation de vitesse

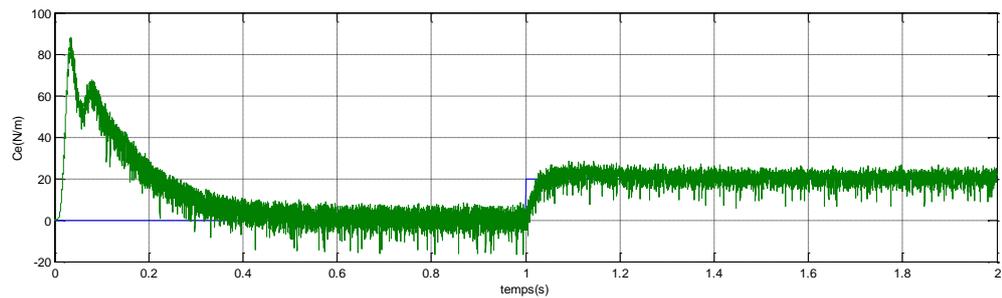
Dans des valeurs de vitesse variables et lors de l'application d'un couple électrique en  $1s$ , nous obtenons une variation négative de la vitesse qui revient rapidement à sa valeur d'origine. C'est ce que montrent le courant et les courbes. Les courbes de couple et de courant donnent des valeurs de variations proportionnelles aux variations de vitesse.

### 8.2 Résultats de simulation en charge



## Chapitre II : Commande vectorielle (Commande par flux orienté) des Moteurs Asynchrones

---



**Figure II.11 Courbe de simulation en charge**

En mode chargement, la vitesse se stabilise après 0,6 seconde à une vitesse de 157 et se stabilise à une vitesse opposée avec la même valeur appliquée à un instant de 1 seconde à 1,6 seconde. Nous obtenons des courbes correspondantes pour les vitesses pour moi la courbe de couple et des courant  $I_{qs}$ ,  $I_{ds}$  lors de l'application de la charge

### Conclusion :

A travers ce chapitre, nous avons établi la technique de commande vectorielle la direction du flux du rotor. Elle est déterminée par la méthode indirecte. Avec cette technique les moteurs asynchrones contrôlés sont similaires aux moteurs à courant continu.

Les résultats de la simulation montrent que l'objectif d'ajustement a été atteint découplage flux et couple, mais cette régulation souffre de perturbations applications de variation de vitesse et de couple de charge.

## CHAPITRE III : LA COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MACHINE ASYNCHRONE

---

### 1 Introduction

Dans ce chapitre, nous étudions la commande d'un moteur asynchrone. Dans la formulation de n'importe quel problème de commande, il y a typiquement des anomalies entre le système réel et le modèle mathématique développé pour la conception de contrôle.

Cette distinction peut être due à la variation des paramètres de la dynamique du système ou à l'approximation du comportement complexe de système par un modèle. Ceci a mené à un intérêt intense pour l'élaboration des méthodes de contrôle robustes qui cherchent à résoudre ce problème [17]. Dans ce chapitre nous contenterons d'appliquer la technique de réglage par mode glissant à la machine asynchrone et nous établirons les expressions de valeur de commande en s'appuyant sur le modèle établi au deuxième chapitre, aussi on verra les différents résultats obtenus par simulation pour permettre une évaluation de la robustesse et des performances de ce mode de réglage à structure variable [18].

### 2 Historique :

Le mode glissant est un mode de fonctionnements particulier des systèmes de réglage à structure variable. Cette commande apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F.PHILIPPOV, est une commande non linéaire basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur EMELYANOV en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la commande à structure variable a attendu la fin des années soixante dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, cette commande est basée sur une commutation à haute fréquence pour un meilleur régime glissant [19][20][21].

### 3 La théorie de la commande par mode de glissement

Un système à structure variable est un système dont la structure change pendant son fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une logique de commutation. Ce

## ASYNCHRONE

choix permet au système de commuter d'une structure à une autre à tout instant. De plus, un tel système peut avoir des nouvelles propriétés qui n'existent pas dans chaque structure. Dans la commande par mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface appelée surface de glissement et les mouvements qui se produisent sont appelés mouvements de glissement [22].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes:

- Le mode de convergence (MC): est le mode durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase  $(x_1, x_2)$ , est tend vers la surface de commutation  $S(x_1, x_2)=0$ . Ce mode est caractérisé par une loi de commande discontinue et le critère de convergence.
- Le mode de glissement (MG): est le mode durant lequel la variable d'état atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x_1, x_2)=0$ .
- Le mode de régime permanent (MRP): ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse du système autour de son point d'équilibre, il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande.

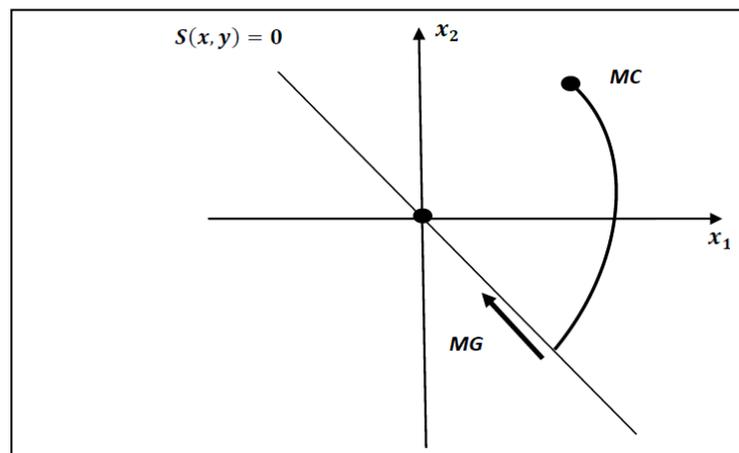


Figure III.1 Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase

## ASYNCHRONE

**3.1 Conception de la commande par mode glissant**

La commande par mode glissant, à des avantages importants et multiples, tels que la haute précision, la bonne stabilité, la simplicité de conception, la robustesse, etc. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour les systèmes ayant un modèle imprécis.

Dans ce cas, la structure d'un contrôleur comporte deux parties: une partie continue représentant la dynamique du système durant le mode glissant et une autre discontinue représentant la dynamique représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Ce dernier est important dans la commande non linéaire, elle a pour rôle d'éliminer ou réduire les effets d'imprécisions et des perturbations sur le modèle.

Pour illustrer la méthode de conception de la commande par mode glissant d'ordre un, nous considérons le cas d'un système non linéaire, défini par [23]:

$$\dot{x}(t) = f(x) + g(x) \cdot u \quad (\text{III.1})$$

Avec:

$x \in R^n$  : est le vecteur d'état.

$u \in R^m$  : est le vecteur de commande.

La conception de la commande peut être effectuée en trois étapes dépendantes l'une de l'autre.

- Choix de la surface de glissement.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- Détermination de la loi de commande.
- Choix de la surface de glissement

La surface de glissement ou la fonction de commutation (switching function) représente le comportement dynamique désiré du système en boucle fermée. Elle peut être choisie linéaire ou non linéaire.

L'une des formes que la surface peut prendre est donnée par :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{III.2})$$

## ASYNCHRONE

Avec :

$e(x) = x - x_d$  : est l'écart entre la variable à régler et sa référence.

Une autre forme de la surface est la suivante :

$$S(x) = \sum_{i=1}^n C_i (x_i - x_{id}) \quad (\text{III.3})$$

La dynamique de convergence est garantie par le choix des coefficients  $C_i$ .

Le but de cette commande est de maintenir la surface à zéro ( $S(x)=0$ ), et sa seule solution est ( $S(x)=0$ ), pour choisir des paramètres adaptés.

### 3.2 Conditions de convergence et d'existence

Les conditions de convergence et d'existence sont deux critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment des interférences. Il y a deux conditions pour garantir le mode convergent.

#### 3.2.1 Fonction interrupteur discret

C'est la première condition de convergence, proposée par Emilyanov et Utkin. C'est un problème de dynamique de convergence qui fait que la surface tend vers zéro. Il est donné par:

$$\begin{aligned} \dot{s}(x) &> 0 \text{ si } s(x) < 0 \\ \dot{s}(x) &< 0 \text{ si } s(x) > 0 \end{aligned} \quad (\text{III.4})$$

Cette condition peut être exprimée comme suit :

$$\dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.5})$$

#### 3.2.2 La fonction de Lyapunov

L'idée est de choisir une fonction scalaire ( $v(x)$ ) pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence et de concevoir la commande  $u$ . La fonction de Lyapunov est définie comme suit:

$$v(x) = \frac{1}{2} s^2(x) \quad (\text{III.6})$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{v}(x) = \dot{s}(x)s(x) \quad (\text{III.7})$$

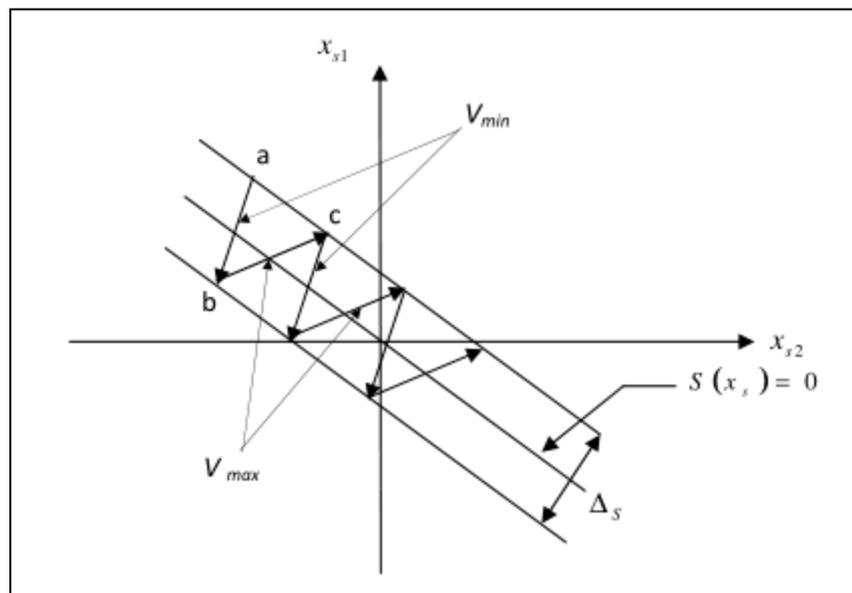
## ASYNCHRONE

$$\dot{v}(x) = \dot{s}(x)s(x) < 0 \quad (\text{III.8})$$

L'équation (III.8) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement exprimé par  $S^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface à partir des deux cotés de cette surface. Cette condition suppose un régime glissant idéal où la fréquence de commutation est infinie.

### 3.2 Condition d'existence du mode glissant:

Le mode glissant existe lorsque les commutations ont lieu continûment entre  $V_{max}$  et  $V_{min}$ . Ce phénomène est illustré dans la figure (III-2) pour le cas d'un système de réglage du deuxième ordre avec les deux grandeurs d'état  $X_{s1}$  et  $X_{s2}$ .



**Figure (III.2) Démonstration du mode de glissement.**

Considérons d'abord l'hystérésis  $s(x) = 0$  de la loi de commutation, la commutation se produit sur la ligne de mouvement parallèle  $\pm \Delta S$ . Une trajectoire avec  $V = V_{max}$  touche le seuil de basculement interne au point "a".

Si  $V = V_{min}$ , alors la trajectoire pointe dans la zone d'hystérésis, elle touche le seuil de commutation supérieur au point "b" au lieu de passer à  $V = V_{max}$ . Si la trajectoire tourne à nouveau vers l'intérieur, elle touche le point 'c', le seuil de pendage, et ainsi de suite. Il y a donc un mouvement continu à l'intérieur de la zone d'hystérésis. Par conséquent, la loi commutative effectue un mouvement infinitésimal autour de  $s(x) = 0$ , et le vecteur  $x$  suit une trajectoire qui satisfait à cette condition.

## ASYNCHRONE

**4 Conception de l'algorithme de contrôle en mode glissant :**

La conception de ce contrôle peut être divisée en trois étapes principales très dépendantes [24][23] :

- Sélection des surfaces de glissement.
- La condition d'existence de la convergence est satisfaite.
- Détermination des lois de commande.

**4.1 Le choix de la surface de glissement :**

Pour un système défini par l'équation d'état suivante :

$$S(t)=f(x,t)+g(x,t)V \quad (\text{III.9})$$

Le vecteur de surface "m" a les mêmes dimensions que le vecteur de contrôle V. La surface de glissement est une fonction scalaire, donc l'erreur de la variable à régler glisse sur la surface et tend vers l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface représente le comportement dynamique souhaité. Dans la littérature, différentes formes de surface ont été traitées, chacune avec de meilleures performances dans certaines applications. Dans notre travail, nous nous intéressons aux surfaces de formes non linéaires données par Stoline :

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (\text{III.10})$$

Avec :  $e(x)$  : l'écart sur la variable à régler ( $e(x)=\dot{x}-x$ )

$\lambda$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$n$  : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

$$\text{Pour } n = 1, S(x) = e(x) \quad (\text{III.11})$$

$$\text{Pour } n = 2, S(x) = \lambda e(x) + \dot{e}(x) \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Pour } n = 3, S(x) = \lambda^2 e(x) + 2\lambda \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)^2 \quad (\text{III.13})$$

Une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x)=0$ , pour un choix convenable du paramètre  $\lambda$ . Ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire, ce qui est

## ASYNCHRONE

équivalent à une linéarisation exacte de l'écart, tout en respectant la condition de convergence [24] [25] [26].

L'établissement de condition d'existence de la convergence :

Les conditions d'existence et de convergence sont les critères qui permettent aux dynamiques du système de converger vers la surface de glissement et d'y rester indépendamment à la perturbation. Il y a deux considérations correspondantes au mode de convergence de l'état du système.

On présente deux types de conditions qui sont :

#### 4.1.1 La fonction directe de commutation :

C'est la première condition de convergence et la plus ancienne, elle est proposée et étudiée par EMILYANOV et UTKIN. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle s'exprime sous la forme :

$$(\dot{x}).S(x) < 0$$

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

#### 4.1.2 Fonction de Lyapunov :

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive de la variable d'état du système  $(x) > 0$ . La loi de commande doit réduire cette fonction.

$$\dot{V}(x) < 0$$

L'idée est de choisir une fonction scalaire  $S(x)$  garantissant l'attractivité de la variable à contrôler à sa valeur de référence, et de construire un ordre  $U$  tel que le carré de la surface correspond à la fonction de Lyapunov. En définissant la fonction Lyapunov :

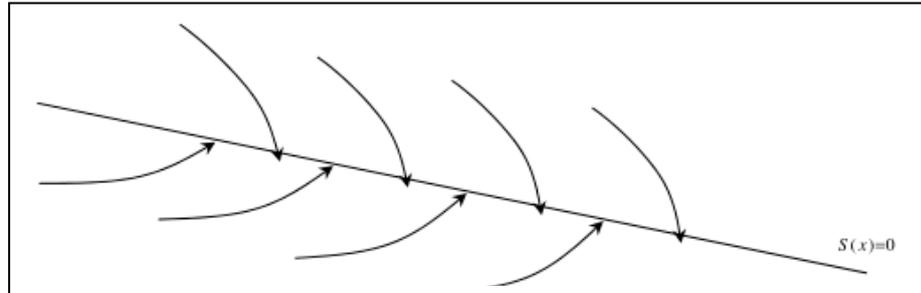
$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{III.14})$$

Et ses dérivés :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{III.15})$$

## ASYNCHRONE

Pour faire décroître la fonction  $V(x)$ , assurez-vous simplement que sa dérivée est l'équation (III-3) explique que le carré de la distance entre un point donné du plan de phase et la surface de glissement notée  $S^2(x)$  diminue tout le temps, contraignant ainsi la trajectoire du système à déplacer la surface de ses deux côtés. Ce cas suppose un état de glissement idéal où la fréquence de découpage est infinie [24] [25].

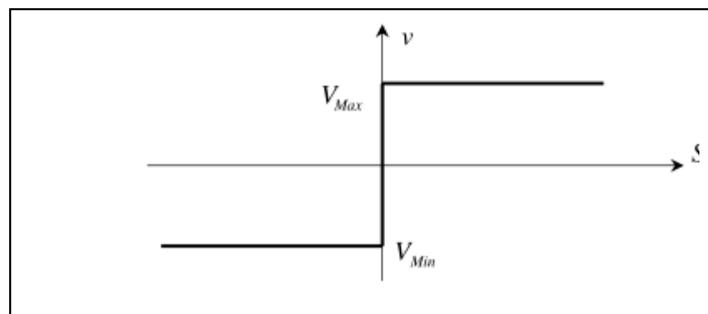


**Figure (III.3) Trajectoire de l'état vis-à-vis la surface de glissement.**

#### 4.2 Détermination de la loi de commande :

Une fois la surface de glissement et les critères de convergence choisis, il faut déterminer les commandes nécessaires pour déplacer la variable à contrôler vers la surface puis vers son point d'équilibre, tout en maintenant les conditions d'existence du mode de glissement.

L'une des hypothèses de base dans la conception des systèmes à structure variable pour la commande en mode glissant est que la commande doit basculer instantanément (fréquence infinie) entre  $V_{max}$  et  $V_{min}$ , selon le signe du motif de surface de glissement (III.4). Dans ce cas, des oscillations à très haute fréquence appelées «broutement» ou «Chatte ring » apparaissent en mode glissant.



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

La conception du régulateur par mode glissant de la MAS  $s'$  effectuée en trois étapes

:

## ASYNCHRONE

- La surface de glissement du régulateur de la vitesse choisie est celle proposée par J.SLOTINE avec  $n=1$  de sorte que la commande apparaisse explicitement dans la dérivée.
- La fonction de LYAPUNOV choisie  $V(x) = \frac{1}{2}S^2(x)$

La loi de commande équivalente.

On va régler la vitesse, le courant  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  qui ont des lois de commande suivantes successivement :  $I_{sq} = I_{sq}^{eq} + I_{sq}^d$ ,  $V_{sd} = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^d$ ,  $V_{sq} = V_{sq}^{eq} + V_{sq}^d$ .

## 5 Réglage de la vitesse de la MAS par mode de glissement :

### 5.1 Orientation du flux rotorique :

Les moteurs asynchrones présentent des difficultés au niveau de la commande en raison du couplage complexe entre différentes grandeurs telles que le flux magnétique, le couple, la vitesse ou la position.

Pour résoudre ce problème en utilisant l'orientation du flux du rotor, un type de contrôle vectoriel, cette technique de contrôle est considérée comme un outil puissant qui peut fournir les mêmes performances que les moteurs à courant continu à excitation séparée.

Dans ce type d'orientation on a :  $\phi = \phi_{rd} = \phi_r$ ,  $\phi_{rq} = 0$ .

Nous avons l'équation de couple (I.41) :

$$C_e = \frac{1m}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq} - \phi_{rq} I_{sd})$$

On applique l'orientation du flux rotorique, l'équation du couple devient :

$$C_e = \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} I_{sq} \quad (\text{III.16})$$

### 5.2 Expliquer du réglage :

La régulation de la vitesse est une structure en cascade, la boucle interne permet le contrôle Le courant  $I_{sq}$ , avec une dynamique plus rapide, tandis que la boucle externe permet contrôle de vitesse. Pour limiter tout dépassement du courant statorique (couple) peut endommager le système, sélectionnez la fonction saturation.

## ASYNCHRONE

L'expression de la surface a la forme suivante :

$$S(\Omega) = \Omega_{\text{réf}} - \Omega \quad (\text{III.17})$$

La dérivée est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \dot{\Omega} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{1}{j} f \Omega \quad (\text{III.19})$$

Remplaçant l'équation mécanique dans l'équation de la surface de commutation :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \left( \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} (\phi_{rd} I_{sq}) - \frac{1}{j} C_r - \frac{1}{j} f \Omega \right) \quad (\text{III.20})$$

Se réconcilier le courant  $I_{sq}$  par le courant  $I_{sq} = I_{sq}^{eq} + I_{sq}^d$ , nous trouvons :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{\text{réf}} - \left( \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} I_{sq}^{eq} + \frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} I_{sq}^d - \frac{1}{j} C_r - \frac{1}{j} f \Omega \right) \quad (\text{III.21})$$

Lorsque le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(\Omega) = 0, \dot{S}(\Omega) = 0, I_{sq}^d = 0 \quad (\text{III.22})$$

On l'extrait de l'équation précédente la grandeur de commande équivalente :

$$I_{sq}^{eq} = \left( \dot{\Omega}_{\text{réf}} + \frac{1}{j} C_r + \frac{1}{j} f \Omega \right) \frac{j L_r}{PM} \frac{1}{\phi_{rd}} \quad (\text{III.23})$$

On remplace (III-21) dans (III-22) :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{1}{j} \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} I_{sq}^d \quad (\text{III.24})$$

Etre en la condition  $\dot{V}(x) = \dot{S}(x).S(x) < 0$  Durant le mode de convergence, doit être vérifiée on pose :

$$I_{sq}^d = K_{Isq} \cdot \text{signe}(\dot{S}(\Omega)) \quad (\text{III.25})$$

## ASYNCHRONE

Afin de vérifier la condition de stabilité du système, le paramètre  $K_{Isq}$  doit être positif. Pour atténuer tout dépassement éventuel du courant de référence  $I_{sq}$ , généralement il est utile d'ajouter un limiteur de courant, qui s'exprime par :

$$I_{sq}^{lim} = I_{sq}^{max} \text{signe}(\dot{\omega}_s(\Omega)) \quad (\text{III.26})$$

Se réconcilier la valeur de  $I_{sq}^d$  :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} I_{sq}^d = \frac{1}{J} \frac{PM}{L_r} \phi_{rd} K_{Isq} \cdot \text{signe}(\dot{\omega}_s(\Omega)) \quad (\text{III.27})$$

#### 5.4 Réglez le courant MAS $I_{sd}$ et $I_{sq}$ par mode glissant :

Dans cette application, nous allons ajuster le courant  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  en contrôlant tour à tour la tension  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  successivement.

##### 5.4.1 Réglage de courant $I_{sd}$ :

L'expression de la surface a pour forme :

$$S(I_{sd}) = I_{sd}^{ref} - I_{sd} \quad (\text{III.28})$$

La dérivée de la surface est :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{ref} - \dot{I}_{sd} \quad (\text{III.29})$$

De (I-38) on a :

$$\frac{dI_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \quad (\text{III.30})$$

En remplaçant l'équation (I-38) dans l'équation (III-14), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{ref} - \left( -\frac{1}{\delta L_s} \cdot \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \cdot \phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{cd} \right) \quad (\text{III.31})$$

En remplaçant la tension  $V_{sd}$  par  $V_{sd} = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^d$ , l'équation sera écrite de la forme suivante :

ASYNCHRONE

$$\dot{S}(I_{sd}) = I_{sd}^{ref} - \left( -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^{eq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d \right) \quad (III.32)$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(I_{sd}), \dot{S}(I_{sd}), V_{sd}^d = 0 \quad (III.33)$$

La quantité de commande équivalente est dérivée de l'équation précédente :

$$V_{sd}^{eq} = \left( I_{sd}^{ref} + \frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sd} - \omega_s I_{sq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rd} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{rq} \right) \cdot \delta L_s \quad (III.34)$$

On remplace l'équation (III. 33) dans (III. 31), l'équation devient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = -\frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d \quad (III.35)$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition  $\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$  doive être vérifiée, on pose :

$$V_{sd}^d = K_{Vsq} \cdot \text{signe}(S(I_{sd})) \quad (III.36)$$

Remplaçant  $V_{sd}^d$  par sa valeur :

$$\dot{S}(I_{sd}) = -\frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d = \frac{1}{\delta L_s} K_{Vsd} \cdot \text{signe}(S(I_{sd})) \quad (III.37)$$

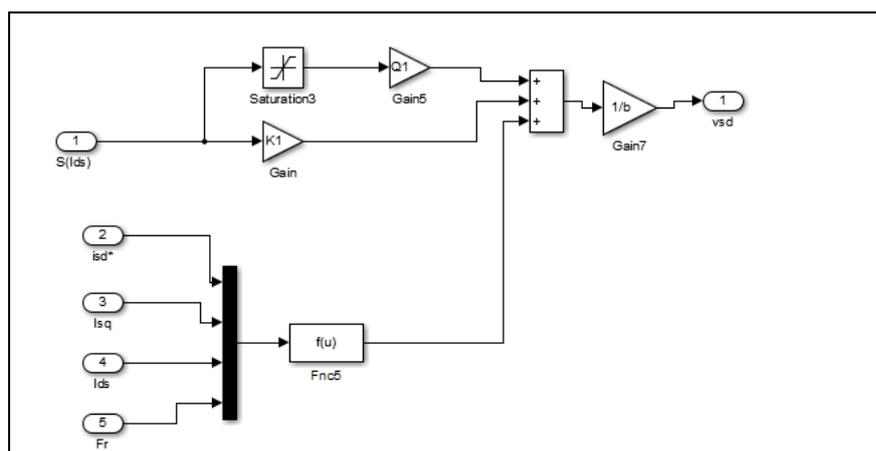


Figure III-5 modèle analytique de la commande  $V_{sd}$ .

## ASYNCHRONE

**5.5 Réglage de courant  $I_{sq}$  :**

L'expression de la surface est :

$$S(I_{sq}) = I_{sq}^{ref} - I_{sq} \quad (\text{III.38})$$

La dérivée de L'expression :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \dot{I}_{sq}^{ref} - \dot{I}_{sq} \quad (\text{III.39})$$

De (I-25) on a :

$$\frac{dI_{sq}}{dt} = -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L_r^2} \right) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sq} \quad (\text{III.40})$$

En substituant l'Équation (I.38) à l'Équation (III.37), la dérivée de la surface devient :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{ref} - \left( -\frac{1}{\delta L_s} \cdot \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \cdot \phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd} \right) \quad (\text{III.41})$$

En remplaçant la tension  $V_{sd}$  par  $V_{sd} = V_{sd}^{eq} + V_{sd}^d$ , l'équation sera écrite de la forme suivante :

$$\dot{S}(I_{sd}) = \dot{I}_{sd}^{ref} - \left( -\frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L^2} \right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rd} + \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{rq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^{eq} + \frac{1}{\delta L_s} V_{sd}^d \right) \quad (\text{III.42})$$

Durant le mode de glissement et en régime permanent, on a :

$$S(I_{sd}), \dot{S}(I_{sd}), V_{sd}^d = 0 \quad (\text{III.44})$$

La quantité de commande équivalente est dérivée de l'équation précédente :

$$V_{sd}^{eq} = \left( \dot{I}_{sd}^{ref} + \frac{1}{\delta L_s} \left( R_s + \frac{R_r M^2}{L^2} \right) I_{sd} - \omega_s I_{sq} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{R_r M}{L_r^2} \phi_{rd} - \frac{1}{\delta L_s} \frac{M}{L_r} \omega_r \phi_{rq} \right) \cdot \delta L_s \quad (\text{III.45})$$

Durant le mode de convergence, pour que la condition  $\dot{V}(x) = \dot{S}(x) \cdot S(x) < 0$  doive être vérifiée, on pose :

$$V_{sq}^d = K_{V_{sq}} \cdot \text{signe} \left( S(I_{sq}) \right) \quad (\text{III.46})$$

ASYNCHRONE

Remplaçant  $V_{sq}^d$  par sa valeur dans  $\dot{S}(I_{sq})$  on trouve :

$$\dot{S}(I_{sq}) = \frac{1}{\delta L_s} V_{sq}^d = \frac{1}{\delta L_s} K_{Vsq} \cdot \text{signe} \left( S(I_{sq}) \right) \quad (\text{III.47})$$

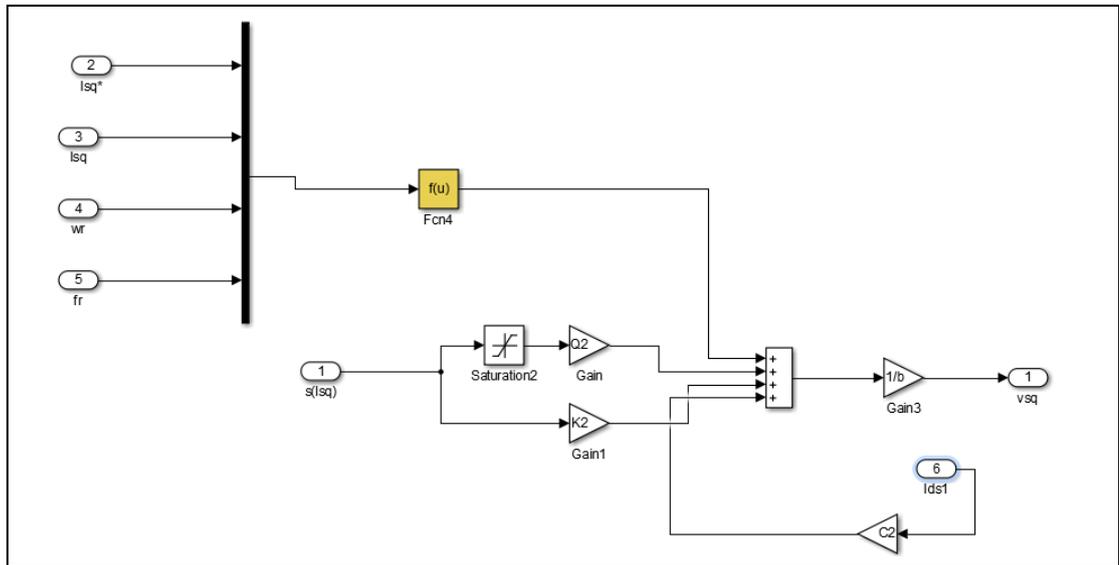


Figure (III-6) schéma de la commande  $V_{sq}$ .

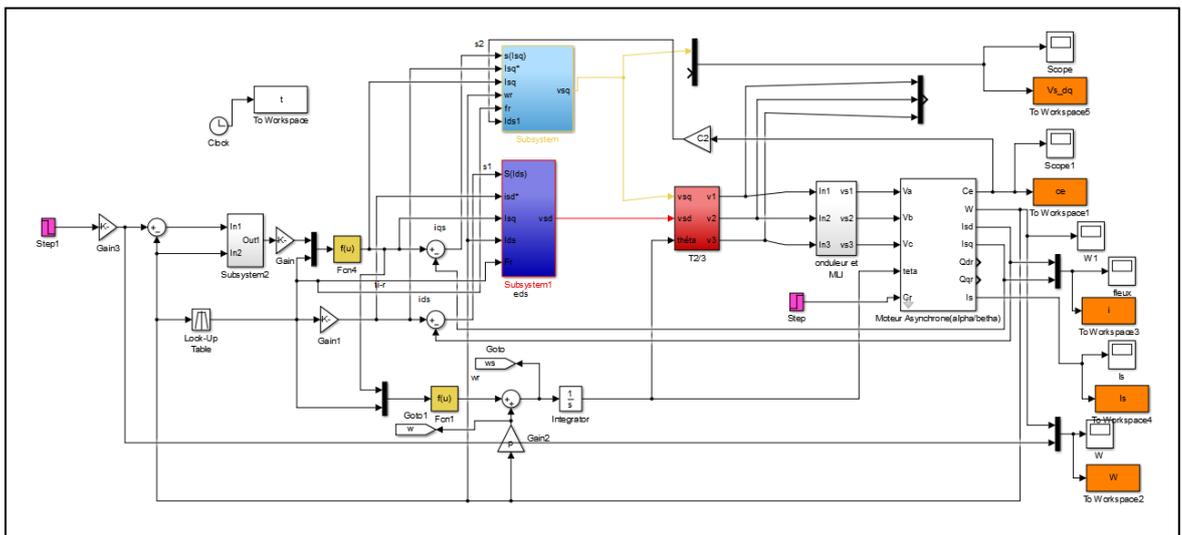
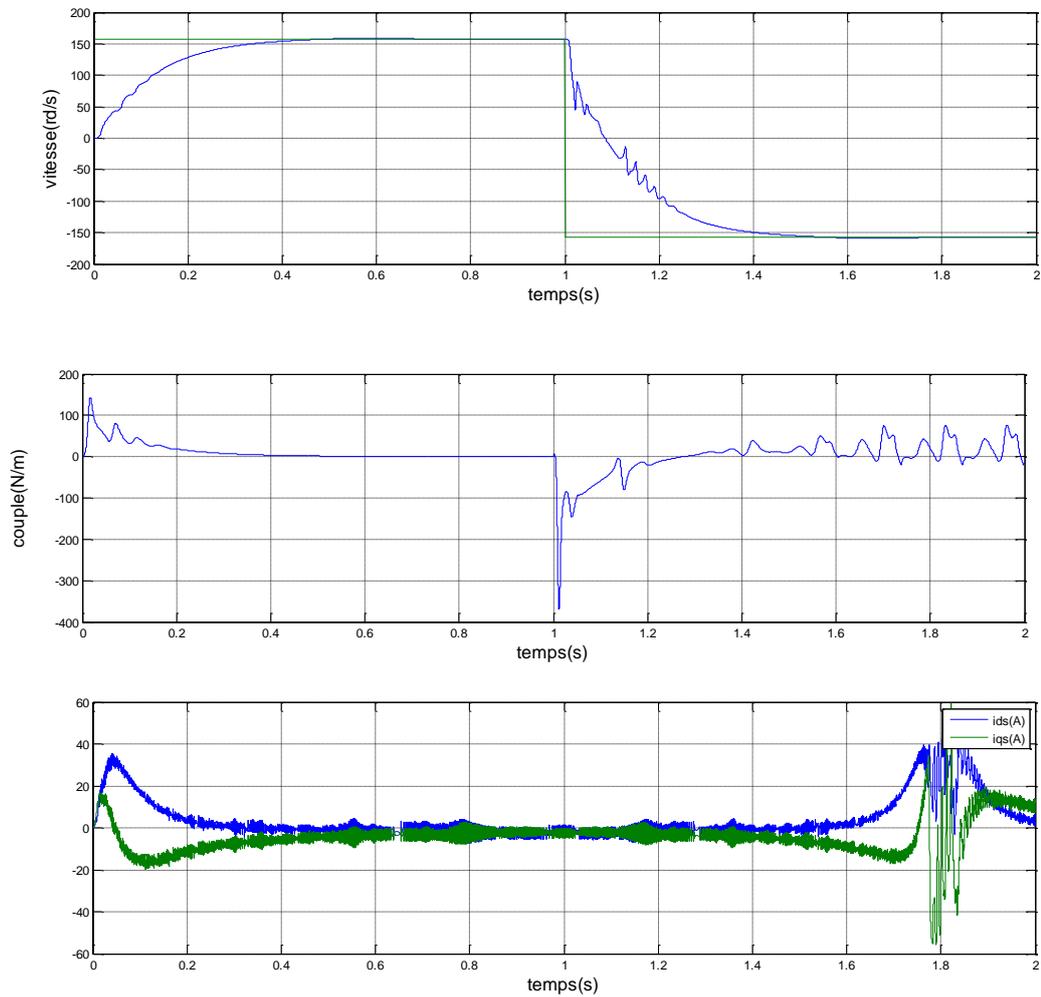


Figure (III-7) modèle de la commande par mode glissant de la MAS.

## ASYNCHRONE

## 7 Résultats de simulation sous MATLAB : Simulation en variation de vitesse



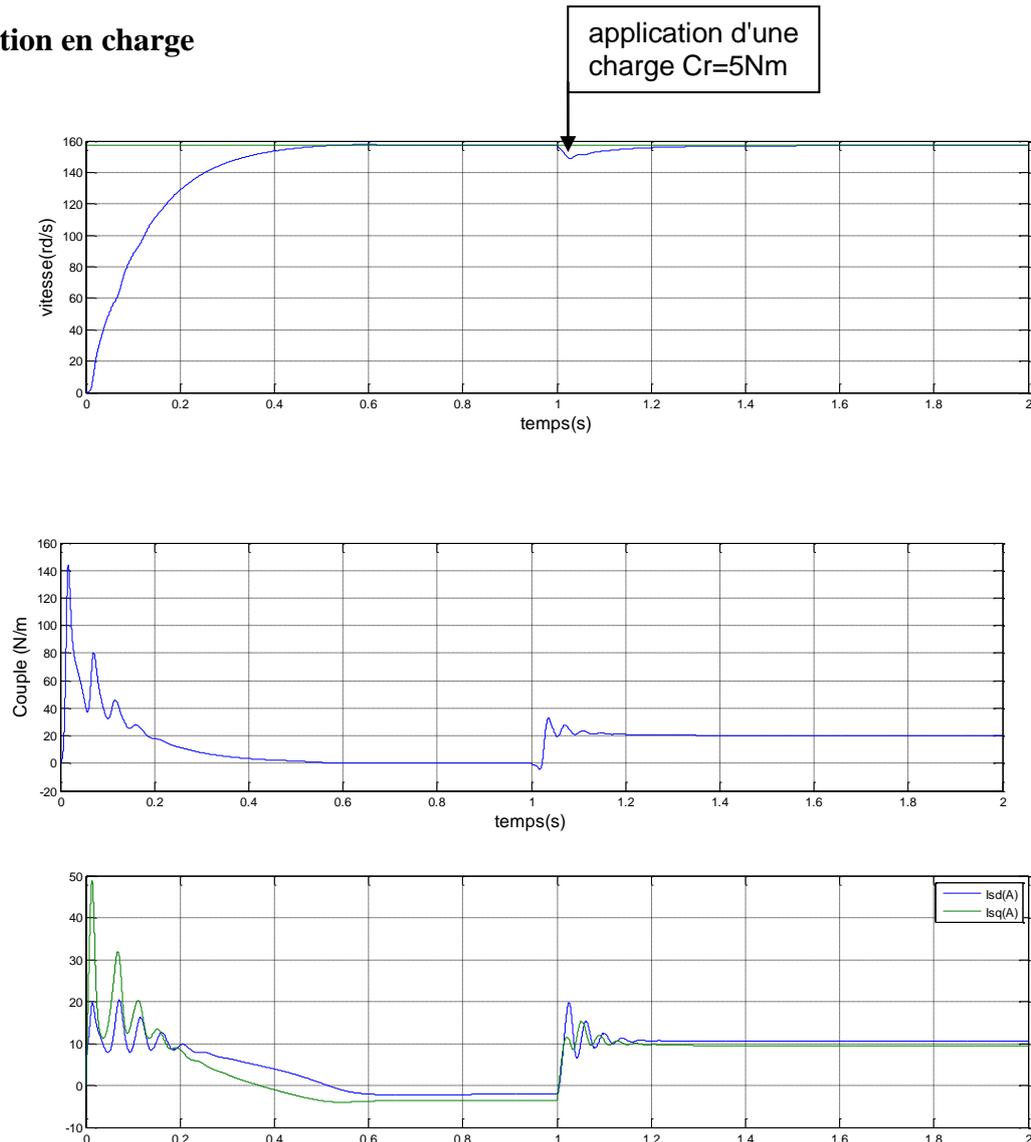
**Figure III.8** courbe des simulations en variation de vitesse

En variation de vitesse, la vitesse se stabilise après 0,4 seconde à une vitesse de 150 et se stabilise à une vitesse opposée avec la même valeur appliquée à un instant de 1 seconde à 1,4 seconde

Nous obtenons les couses représentées par rapport de la courbe de couple et de courant  $I_{sq}, I_{sd}$

## ASYNCHRONE

## Simulation en charge



**Figure III.9** courbe des simulations en variation de vitesse

La réponse à l'application du couple donne une bonne valeur de son équivalent en commande vectorielle, aussi par le couple et le courant la valeur de vitesse à 1(s) et puis retour au fixe.

La technique de contrôle vectorielle et mode glissant permet de contrôler et surveiller le régime moteur.

En commande vectorielle stabilise de la valeur de vitesse après 0.6 s, soit sous contrôle mode glissant la stabilisation avant 0.4 s, et lors de l'application de la charge la valeur du

## ASYNCHRONE

couple est supérieure par le commande vectorielle. Être contrôlé par mode glissant donne une meilleure stabilité en moins de temps.

**Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons introduise d'abord les bases théoriques du régulateur de mode SMC glissants, puis on continue leur application en contrôle vectoriel machine asynchrone.

Nous avons analysé différentes conditions de fonctionnement de moteurs asynchrones,

le comportement des systèmes en mode glissant avec plusieurs types de commandes et Surface, même lorsque nous avons une structure hybride de PI associés et de régulateurs de mode faire glisser.

L'évolution de la vitesse du système à étudier permet d'obtenir une souplesse de commande pour minimiser les contraintes mécaniques, ... C'est dans ce but que nous étudions, déjà en détail, les techniques de commande par modes glissants.

Nous proposons de réguler la vitesse et le courant, ou nous constatons que, d'après les résultats de simulation présentés dans ce chapitre, l'utilisation de ce régulateur améliore les performances du système.

Grâce aux caractéristiques de réponse, de bonnes performances peuvent être observées même en présence de perturbations externes et internes. Le suivi de vitesse n'a pas de dépassement ni d'erreur statique.

### Conclusion générale

La commande d'une MAS peut se faire suivant plusieurs techniques. Chacune d'elles offre des performances dynamiques et statiques bien définies avec des limites d'applications. Le problème se pose dans le choix de telle ou telle méthode. Le recours à une méthode ou à une autre se fait normalement en fonction des contraintes du cahier de charge, aux quelles s'ajoutent parfois les exigences nouvelles de l'économie d'énergie et de l'économie du matériel qui devraient être pris en compte.

Le travail dans ce mémoire porte sur « la commande par mode glissant de la MAS », l'objectif principal est de concevoir une méthode de contrôle robuste et insensible aux variations des paramètres, aux perturbations et aux non linéarités pour remédier les problèmes liés aux régulateurs classiques, c' est la commande par mode glissant qui est utilisée dan ce travail pour la régulation de la vitesse et des courants statoriques de la machine asynchrone.

Dans la commande vectorielle nous utilisons équivalences entre la commande d'un MCC et la commande d'un MAS, afin de faciliter l'étude. Nous appliquons le modèle de contrôle indirect du courant  $I_{ds}, I_{qs}$  et la vitesse par un bloc régulateur PID, Nous remarquons une amélioration du temps de réponse et revenons à un état dur lorsqu'il est appliqué le couple  $C_r$ .

L'utilisation de la commande par mode glissant, donne de meilleurs résultats dans le réglage de la vitesse de moteur. Ces méthodes sont utilisées pour éliminer l'incertitude qui se produit dans la position de démarrage initiale du moteur et lorsque la charge est appliquée.

## Annexe A

Annexe A  
 $R_s=4.85$   
 $R_r=3.81$   
 $L_s=0.1554$   
 $L_r=0.1554H$   
 $J=0.07 \text{ Kg.m}^2$   
 $f=0.001$   
 $M=0.15H$   
 $p=2$

## Annexe B

La fonction de transfert en boucle fermée

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega(s)} = \frac{\left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}\right)}{1 + \left(\frac{1}{Js+f}\right)\left(K_{p1} + \frac{K_{i1}}{s}\right)} = \frac{1 + \tau_1 s}{1 + \left(\tau_1 + \frac{f}{K_{i1}}\right)s + \frac{J}{K_{i1}}s^2}$$

Avec :

$$\tau_1 = \frac{K_p}{K_{i1}}$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique du 2<sup>ème</sup> ordre .En identifiant le dénominateur à la forme canonique, nous avons à résoudre le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i1}} = \frac{1}{\omega_0^2} \\ \frac{2\zeta}{\omega_0} = \tau_1 + \frac{f}{K_{i1}} \end{cases}$$

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

$$\begin{cases} K_{p1} = \tau_1 K_{i1} \\ K_{i1} = \frac{4J}{\tau_1^2} \end{cases}$$

### BIBLIOGRAPHIE

- [1] Web site <https://elearning-deprecated.univ-annaba.dz/mod/resource/view.php?id=23329>
- [2] CHOUAIB LABIOD  
« Modélisation et Simulation des machines asynchrones » Université de Eloued, 2021/2022.
- [03] **R.Abdessamed, M.Kadjoudj,**  
« Modélisation des machines électriques », *Presse de l'Université de Batna*, 1997.
- [04] : L.BAKHOUCHE,  
« Commande par linéarisation entrée-sorties du couple et du flux de la machine asynchrone », Université Ferhat Abbas Sétif, 28/04/2009.
- [05] : L. Baghli "  
« Contribution à la Commande de la machine, utilisation de la logique floue, des réseaux de Neurones et des Algorithmes génétique », thèse de doctorat en génie électrique, université Henri Poincaré Nancy -1 .1999.
- [06] : H.CHENNOUFI  
« Performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant performances de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Thèse d'ingénieur en électrotechnique, université de Batna 2001.
- [07] : Reda SEDDIK,  
« Conception de lois de commandes hybrides pour un moteur asynchrone triphasé basées sur l'approche par la logique floue et le contrôle par mode glissant »- 01 octobre 2012-Abou bakr belkaid-Tlemcen.
- [08] J.Chatelain: « *Machines électriques* », Volume X du traité d'électricité, d'électronique et d'électrotechnique, Presse polytechnique romande – Éd. Georgi, 1983 ; réédité par Dunod, 1993.
- [09] L.Baghli,  
« Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques » *Thèse de doctorat, Université Nancy-I*, Janvier 1999.
- [10] X.Roboam, J.C.Hapiot, B.de Fornel, C.Andrieux,

« Contrôle d'une machine asynchrone par estimation robuste de la vitesse », Journal de physique III.2, pp.439-453, Mars 1992.

[11] G.Buche,

« Commande vectorielle de machine asynchrone en environnement temps réel Matlab/Simulink » *Mémoire d'ingénieur, C.U.E.F.A Grenoble*, Mars 2001.

[12] O.Bouakaz,

« Contribution à l'analyse des onduleurs multiniveaux », *Mémoire de magister, Université Batna*, 2005.

[13] C.Canudas de Wit,

« Commande des moteurs asynchrones 2, optimisation, discrétisation et observateurs », *Hermis Science Publications*, Paris 2000.

[14] U.Gokdere, M.A.Simaan, C.W.Brice,

« Global asymptotic stability of indirect field-oriented speed control of current-fed induction motors », *Automatica*, Vol 34, pp.133-135, 1998.

[15] L.Baghli, H.Razik, A.Rezzoug,

« Amélioration de la commande vectorielle sans capteur : méthode en ligne pour la compensation d'offset », *Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy, UPRES A-CNRS*, 1999.

[16] L. Fadhila

« Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'un machine asynchrone ». ICEEE'2004 Algeria, 2nd International Conference on Electrical April/2004

[17] Sonia Hajri

« Commande dynamique par mode glissant application à la robustification des processus complexe ». Thèse de doctorat en automatique et informatique industrielle UNIV de Lille, ENIM, 1997.

[18] A.MEZOUAR,

« Décomposition et réduction de modèles des procédés électromécaniques : application à la commande des machines asynchrones », thèse de Doctorat, université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbès, 2006.a3

[19] C. BELFEDAL,

## BIBLIOGRAPHIE

« Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation en vue de son application dans le domaine de l'énergie éolienne », thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2007.a4

[20] M.Hamata Omar et M. Louchen Nourdine ,

« Contribution à la commande vectorielle de la machine asynchrone double alimentation », Mémoire d'ingénieur, université de Batna, 2003.b9

[21] A.Saiad,

« Commande à structure variable d'un système d'entraînement asynchrone », mémoire de Magister, Université Batna, 2001.a2

[22] Z.Yamina,

« Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone », thèse de magister, université FERHAT ABBAS DE Setif, 2010.

[23] A.Meroufel,

« Commande découplée d'une machine asynchrone sans capteur mécanique », thèse de doctorat d'état, Université de Sidi Bel Abbes, 2004.b2

[24] M.Abid,

«Adaptation de la commande optimisée au contrôle vectoriel de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension MLI », thèse de doctorat, Université de Sidi Bel Abbes, 2005.b3

[25] R.ouiguini, R.Bouزيد, Y.sellami,

« Une commande robuste par mode glissant flou appliqué à la poursuite de trajectoire d'un robot mobile holonome » CISTEMA-2003.b5

[26] C.Djamel,

« Commande d'une machine asynchrone par logique floue », thèse de master, université d'EL-OUED, 2014.b1

## ملخص

قمنا بعمل دراسة على المحرك لا التزامني، تم اقتراح نظام تحكم في الوضع المنزلق. يستخدم تصميم النظام نظرية التحكم الموجه للمقارنة مع النتائج المتوصل إليها في وضع الانزلاق.

في هذا العمل يقوم المسيطر المستعمل في الوضع المنزلق في ظروف متنوعة، وقد تم مقارنة النتائج مع مسيطر سرعة من نوع اخر وهو المسيطر PI التقليدي.

أظهرت النتائج أن التحكم في الوضع المنزلق (SMC) يمكن أن يعطي أداء قويا وعاليا في ظل تغيير الحمل الخارجي، بالمقارنة مع المسيطر التقليدي (controller PI)

**الكلمات الرئيسية:** محرك لاتزامني ، نظام تحكم في الوضع المنزلق (SMC), التحكم الموجه FOC .

## Summary

We have done a study on the asynchronous motor, a triggered mode control system has been proposed. The system design uses vector control theory to compare with results obtained in sliding mode. When the SMC is used with current controller, the controller estimates the quadratic component of stator current. Instead of using current controller, this paper proposed estimating the frequency of stator voltage since that the slip speed is function of the quadratic current . The simulation results of using the SMC showed that a good dynamic response can be obtained under load disturbances as compared with the classical PI controller, The complete mathematical model of the system is described and simulated in MATLAB/SIMULINK.

**Key Words:** Induction Motor, Sliding Mode Control, Field oriented control.

## Résumé:

Nous avons fait une étude sur le moteur asynchrone, un système de commande en mode déclenché a été proposé. La conception du système utilise la théorie du contrôle vectoriel pour comparer avec les résultats obtenus en mode glissant. La stratégie utilisée est le contrôle orienté sur le terrain en tant que système d'entraînement à courant alternatif. Lorsque le SMC est utilisé avec un contrôleur de courant, la composante quadratique du courant statorique est estimée par le contrôleur. Au lieu d'utiliser un contrôleur de courant, cette mémoire propose d'estimer la fréquence de la tension du stator puisque la vitesse de glissement est fonction du courant quadratique. Les résultats de simulation de l'utilisation du SMC ont montré qu'une bonne réponse dynamique peut être obtenue sous des perturbations de charge par rapport au contrôleur PI classique. Le modèle mathématique complet du système est décrit et simulé dans MATLAB/SIMULINK. ce type de contrôle.

**Mots-clés :** moteur à induction, commande en mode glissant, contrôle orienté champ.