



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغرور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



N° Série : .....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande Electrique

Présenté par

**BOUZEKRI Alaa Eddine**

### THEME

*Commande vectorielle sans capteur de la  
machine asynchrone*

*Soutenu le 27-06-2019 devant la commission d'examen composée de :*

**Mr.MAALEM ALI**

MCB à l'Université de Khenchela

Président

**Dr. Labdani Rafik**

MAA à l'Université de Khenchela

Encadreur

**Mr.Boutabba tarek**

MCB à l'Université de Khenchela

Examineur

*Promotion 2018/2019*

# *Remerciements*

*Tout d'abord je remercie Allah le Tout Puissant qui m'a donné la volonté, le courage et la patience pour terminer ce travail.*

*Je tiens particulièrement à remercier vivement mon promoteur Mr :RAFIK LABDANI d'avoir accepté d'encadrer et diriger ce travail. Je le remercie pour son aide, Pour ses précieux conseils, ainsi que son aide et Directions.*

*Je tiens à remercier également tous les membres de jury qui ont voulu examiner ce travail.*

*Et enfin, Ma profonde gratitude s'adresse aussi à l'ensemble des Enseignants qui ont contribué de près ou de loin à ma formation*

# *Dédicace*

*Je dédie ce modeste travail à ceux que sont Les plus chers.*

*À mon coeur, mes parents (mama et papa) qui m'ont encouragé au cours de ma formation.*

*A mes très chers frères et mes sœurs et à ma grande famille.*

*Mes amis proches*

*Tous mes amis Tous mes collègues d'étude.*

*Toute la promotion de 2ème année Master  
Commande électrique, Génie Electrique 2018- 2019.*

*Tous ceux qui m'aiment et ceux qui j'aime*

*Alaa Eddine Bouzekri*

# *Sommaire*

<i>Dédicace</i>	
<i>Remerciement</i>	
<i>Sommaire</i>	
<i>Liste des symboles</i>	
<i>Introduction générale</i> .....	<b>01</b>

## *Chapitre I*

### **MODELISATION DE LA MAS**

<b><i>I.1 Introduction</i></b> .....	<b>03</b>
<b><i>I.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone</i></b> .....	<b>04</b>
<i>I.2.1 Equations générales de la MAS</i> .....	05
<i>I.2.2 Equations électriques</i> .....	05
<i>I.2.3 Equations magnétiques</i> .....	06
<i>I.2.4 Transformation triphasée –diphasée</i> .....	07
<i>I.2.4.1 Transformation de Park</i> .....	09
<i>I.2.4.2 Modèle de la MAS</i> .....	10
<i>I.2.4.2.1 Equations électriques</i> .....	10
<i>I.2.4.2.2 Equations magnétiques</i> .....	11
<i>I.2.4.2.3 Equation mécanique</i> .....	11
<i>I.2.4.2.4 Circuit équivalent de la MAS</i> .....	11
<b><i>I.3 Prise en compte des résistances de fer dans le modèle de la MAS</i></b> .....	<b>12</b>
<i>I.3.1 Introduction</i> .....	12
<i>I.3.2 Inclusion des pertes fer</i> .....	12
<i>I.3.3 Modèle vectoriel de la MAS en présence des pertes fer</i> .....	13
<i>I.3.3.1 Choix des différents référentiels</i> .....	13
<i>I.3.3.2 Basculement entre référentiels</i> .....	13

---

<i>I.3.3.3 Différents repères</i> .....	15
<i>I.3.3.4 Modèle de la MAS dans le référentiel <math>(\alpha, \beta)</math></i> .....	15
<i>I.3.3.5 Modèle de la MAS dans le référentiel <math>(d, q)</math></i> .....	18
<i>I.3.3.6 Modèle de la MAS dans le référentiel <math>(x, y)</math></i> .....	20
<b><i>I.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS</i></b> .....	<b>21</b>
<b><i>I.5 les onduleurs</i></b> .....	<b>21</b>
<i>I.5.1 Introductions</i> .....	21
<i>I.5.2 Classification des onduleurs</i> .....	23
<i>I.5.2.1 Onduleurs non autonome</i> .....	23
<i>I.5.2.2 Onduleur autonome</i> .....	23
<i>I.5.3 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé</i> .....	23
<i>I.5.4 Types de commandes de l'onduleur</i> .....	24
<i>I.5.6 Modélisation de l'onduleur de tension</i> .....	24
<i>I.5.7 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsions</i> .....	26
<i>I.5.7.1 Principe</i> .....	26
<i>I.5.7.2 Inconvénients de la technique M.L.I</i> .....	28
<i>I.5.7.3 Résultats de simulation</i> .....	28
<i>I.5.7.3.1 Résultats de simulation en vide</i> .....	28
<i>I.5.7.3.2 Résultats de simulation avec l'application de la charge</i> .....	30
<i>I.5.8 Interprétation des résultats</i> .....	31
<b><i>I.6 Conclusion</i></b> .....	<b>32</b>

## Chapitre II

### Commande Vectorielle avec Orientation du Flux Rotorique: RFOC

<b>II.1 Introduction.....</b>	<b>33</b>
<b>II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF).....</b>	<b>33</b>
<b>II.3 Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux.....</b>	<b>34</b>
<b>II.4 Types de la commande vectorielle.....</b>	<b>36</b>
II.4.1 Commande vectorielle directe.....	36
II.4.2 Commande vectorielle indirecte .....	36
<b>II.5 Commande vectorielle de la MAS avec pertes fer.....</b>	<b>37</b>
II.5.1 Machine asynchrone alimentée en courant.....	38
II.5.2 Machine asynchrone alimentée en tension.....	39
<b>II.6 Calcul des régulateurs.....</b>	<b>41</b>
II.6.1 Régulation de courant statorique $i_{sd}$ .....	41
II.6.2 Régulation de courant statorique $isq$ .....	43
II.6.3 Régulation de la vitesse.....	44
<b>II.7 Résultats de simulation de la commande à flux rotorique orienté.....</b>	<b>45</b>
II.7.1 Interprétation des résultats.....	47
<b>II.8 Conclusion.....</b>	<b>47</b>

## Chapitre III

### Commande sans capteur mécanique par la méthode MRAS

<b>III.1 Introduction.....</b>	<b>48</b>
<b>III.2 Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS) .....</b>	<b>48</b>
III.2.1 Modèle de référence.....	49
III.2.2 Modèle ajustable.....	49
III.2.3 Modèles basés sur le flux rotorique .....	50
III.2.4 Modèles basés sur la force contre électromotrice ( $f_{cém}$ ).....	51

<b>III.3 La méthode MRAS basée sur la puissance réactive.....</b>	<b>52</b>
III.3.1 Calcul de la puissance réactive .....	52
III.3.2 Mécanisme d'adaptation .....	54
III.3.2.1 Description générale .....	54
III.3.2.2 Application à la commande vectorielle .....	55
<b>III.4 Schéma globale de la commande IRFOC sans capteurs .....</b>	<b>56</b>
<b>III.5 Simulation.....</b>	<b>56</b>
III.5.1 Interprétation des résultats.....	59
<b>III.6 Conclusion.....</b>	<b>59</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>60</b>

**Références bibliographiques**

**Annexe**

**Résumé**

# *Notation et symbole*

CV : Commande vectorielle

$f_{cém}$  : force contre électromotrice

FOC : Commande Vectorielle à Flux Orienté

IRFOC : Commande Vectorielle avec Orientation Indirecte du Flux Rotorique

MAS : Machine Asynchrone

MRAS : Système Adaptatif à Modèle de Référence

MCC : Machine a Courant Continue

PI : régulateur proportionnel intégrale

RFOC : Commande Vectorielle par Orientation du flux rotorique

[ $L_{ss}$ ] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques

[ $L_{rr}$ ] : Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques

[ $M_{sr}$ ] : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques

$L_s$  : Inductance cyclique statorique

$L_r$  : Inductance cyclique rotorique

$\omega$  : Pulsations liée a la vitesse de rotation.

$\omega_r$  : Pulsations statorique, rotorique, et de glissement

$\Omega$  : la vitesse mécanique

$\theta_s$  : Angles électriques statorique,

$\theta_r$  : Angles électriques rotorique,

$\bar{X}$  : Grandeur complexe

X : Module

d q : Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant

$\alpha \beta$  : Axes correspondant au référentiel lié au stator

x y : Axes correspondant au référentiel lié au stator

$\varphi$  : Flux total

v : Tension

i : Courant

$V_{abc}$  : Vecteur de tension statorique et rotorique

$\bar{V}_s$  : Vecteur complexe de tension statorique

$i_{abc}$  : Vecteur de courant statorique et rotorique

$\bar{i}_s$  : Vecteur complexe du courant statorique

$\varphi_{abc}$  : Vecteur de flux statorique et rotorique

$\varphi_s$  : Vecteur complexe du flux statorique

Q : Puissance réactive

$R_s, R_r$  : Résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

J : Moment d'inertie

p : Nombre de paires de pôles

$K_p, K_i$  : Gains des régulateurs PI

min : Minute

s : Indices correspondant au stator

t : Temps

tr : Tours

Tr : Constante de temps rotorique

Ts : Constante de temps statorique

$\sigma$  : Coefficient de dispersion de Blondel

$C_r$  : Couple résistant

M : Inductance mutuelle cyclique

f : Coefficient de frottement visqueux

[P] : Matrice de Park

[CO] : Matrice de Concordia

[CL] : Matrice de Clarke

$\varphi_{ref}$  : Flux de référence

$\Omega_{ref}$  : Vitesse de référence

$\Omega_{est}$  : Vitesse d'estimation

## Introduction générale

Les machines asynchrones ont de tout temps servi les besoins de l'industrie traditionnellement, ces machines ont été commandées et les équipements pour ces opérations sont complexes et coûteux. Comparés aux moteurs à courant continu et aux moteurs synchrones, les moteurs asynchrones, de plus qu'ils sont de structure simple, ils sont de plus en plus utilisés dans le monde de l'industrie pour les différentes applications modernes exigeant de bonnes performances. Cela est dû à plusieurs facteurs tels que robustesse, la fiabilité et le bas coût de fabrication [1].

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

L'application de la commande vectorielle nécessite l'utilisation de régulateur de flux nécessite un capteur de flux souvent très onéreux. Son montage dans les systèmes d'entraînement est très délicat et demande beaucoup de précision pour aboutir des résultats performants. Il est nécessaire d'appliquer des techniques, permettant la reconstruction de flux et de vitesse. Ces approches portent le nom des techniques de commande sans capteur de vitesse.

Le mémoire est organisé de la manière suivante :

- Le premier chapitre est consacré à la modélisation classique de la machine asynchrone, il s'appuyant sur transformation de Park. Cette transformation permettant de formaliser le système triphasé sous forme d'un système biphasé équivalent. La simulation numérique sous Matlab permet la validation du modèle obtenu.

Nous présentons aussi la modélisation de l'alimentation de la machine asynchrone qui comporte d'un onduleur de tension à deux niveaux. Cette modélisation est suivie

d'une simulation de l'association machine-onduleur de tension à deux niveaux, avec analyse spectrale de la tension d'une phase statorique.

- Le deuxième chapitre, sera consacré à l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliqué à la machine asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux.
- Le troisième et dernier chapitre sera dédié à la commande sans capteurs mécaniques par la MRAS (Model Reference Adaptive System). Pour ce faire, on procédera dans la première partie à l'étude théorique de la technique MRAS en évoquant ses différentes méthodes, puis on passera à la simulation et l'interprétation des résultats obtenus.

Ce mémoire sera achevé par une conclusion générale sur la commande proposée de la machine asynchrone, et les travaux qui peuvent être envisagés en perspectives.

# **Introduction générale**

# ***CHAPITRE I :***

## ***Modélisation de la machine asynchrone***

## I.1 Introduction

Développer, tester ou plutôt appliquer de nouvelles lois de commande, d'observation et d'optimisation pour la machine asynchrone exige naturellement de passer par l'aspect modélisation de cette machine. Un modèle est un outil mathématique qui permet de représenter ou de reproduire plus ou moins bien un système réel donné. L'intérêt d'un modèle est l'analyse et la prédiction du comportement en régime stationnaire ou dynamique du système physique, sans nécessairement y inclure toutes les contraintes qu'il présente (limites d'isolation, thermiques, mécaniques, etc.)

La modélisation des machines électriques est primordiale aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Au niveau de la conception ; l'utilisateur aura recours aux équations de Maxwell afin d'analyser finement le comportement de la machine électrique [3]. alors qu'au niveau de la commande, un modèle basé sur les équations électriques est suffisant pour sa synthèse.

Dans la littérature, nous distinguons principalement trois approches concernant la modélisation des machines électriques [3]. En choisissant de les présenter par leur degré de complexité croissant, nous avons :

- **Modélisation de Park**

Elle est souvent la plus adaptée, et qui est basée sur les équations électriques des machines avec un certain nombre d'hypothèses simplificatrices conventionnelles en raison de la simplicité de la formulation algébrique, ce type d'approche est bien adapté à l'élaboration d'algorithmes de commande. [4]

- **Modélisation par réseau de perméance**

Elle permet d'obtenir une meilleure précision avec un coût de calcul inférieur aux modèles basés sur la méthode par éléments finis. Dans ce cas, le circuit magnétique est modélisé par un circuit équivalent électrique [5]. La principale difficulté de la modélisation par réseaux de perméance se situe au niveau de la représentation de l'entrefer de la machine. L'erreur de modélisation est très sensible au modèle utilisé pour la perméance d'entrefer. Cette méthode constitue un intermédiaire entre la modélisation de Park et la modélisation par éléments finis. Elle peut être utilisée pour tester la robustesse des algorithmes de commande, comme elle peut contribuer à l'estimation des paramètres de la machine.

- **Modélisation par éléments fini**

Ce type de modélisation est le plus précis. Hélas, les temps de calcul offerts par cette approche sont rédhibitoires dans un contexte de commande de machines électriques.

Néanmoins, lors d'un dimensionnement ou lors d'une estimation de paramètres de la machine, sa précision justifie son utilisation. Des logiciels tels que Flux2D permettent la modélisation par éléments finis des dispositifs électromagnétiques [6]. Ce type d'approche est également utilisé lors d'un dimensionnement de machine électrique [7], ou bien pour l'ajustement des paramètres d'un modèle par réseaux de perméance. Dans ce chapitre, on aborde la modélisation de la machine à induction en vue de sa commande basée sur la première approche de Park et ceci dans le but est d'aboutir à un modèle incluant les résistances de fer.

## **I.2 Modèle mathématique de la machine asynchrone**

Le modèle mathématique devrait interpréter le plus fidèlement possible l'ensemble des phénomènes que le concepteur cherche à mettre en évidence, pour ainsi prédire le comportement en régime dynamique et stationnaire du système physique. Vu la complexité de la machine électrique, il est difficile de tenir compte de tous ces phénomènes physiques dans sa modélisation si bien qu'il est indispensable d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles [8].

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau ;
- On admet de plus que la F.M.M créée par chacune des phases des deux armatures est a répartition sinusoïdale.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses, on peut citer :

- L'additivité du flux ;
- La constance des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

### I.2.1 Equations générales de la MAS

Soit une machine asynchrone triphasée au stator et au rotor représentée schématiquement par la figure I.1 et dont les phases sont repérées respectivement par SA, SB, SC. L'angle électrique  $\theta$  variable en fonction du temps définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases SA et Ra choisis comme axes de référence [9].

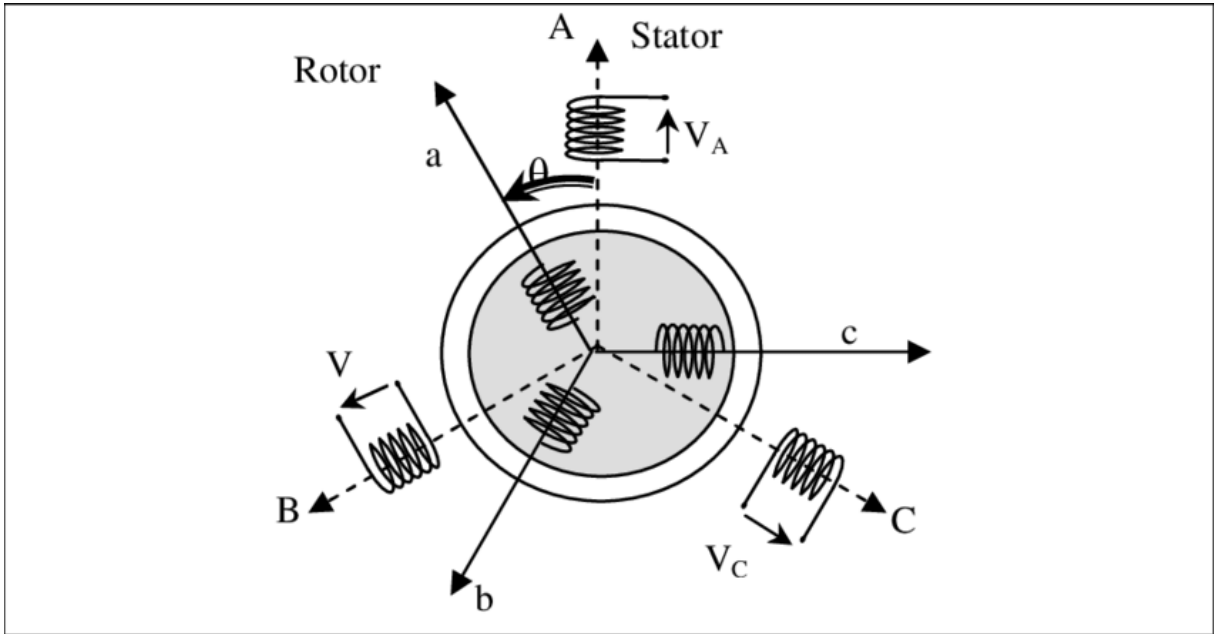


Fig. I.1 : Représentation schématique d'une MAS triphasée

Dans ces conditions, si on considère que le moteur à induction est triphasé au stator et au rotor. Les trois types d'équations traduisant le comportement du moteur sont [10] :

### I.2.2 Equations électriques

Les six enroulements A, B, C, a, b, c, obéissent aux équations électriques suivantes :

Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_A \\ \phi_B \\ \phi_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix}$$

(I.1)

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I.2})$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

Sous forme réduite on écrit.

$$[V_{ABC}] = \frac{d}{dt} [\Phi_{ABC}] + [R_s] \cdot [I_{ABC}] \quad (I.3)$$

$$[0] = \frac{d}{dt} [\Phi_{abc}] + [R_r] \cdot [I_{abc}]$$

### I.2.3 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées antérieurement conduisent à des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone, ces relations s'écrivent matriciellement comme suit : [11]

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = [L_r] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Tel que :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

On désigne par :

$[L_s]$  : Matrice des inductances statoriques.

$[L_r]$  : Matrice des inductances rotoriques.

$[M_{sr}]$  : Matrice des inductances mutuelles statoriques.

$[M_{rs}]$  : Matrice des inductances mutuelles rotoriques.

Où :

$$[L_S] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & L_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix} \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Ainsi :

$$[M_{sr}] = [M_{rs}]^T = M_0 \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Avec :

$L_S$ : Inductance propre d'une phase statorique.

$L_r$  : Inductance propre d'une phase rotorique.

$M_S$ : Inductance mutuelle entre phases statoriques.

$M_r$ : Inductance mutuelle entre phases rotoriques.

$\theta$ : Angle électrique définit la position relative instantanée entre les axes statoriques et les axes rotoriques qui sont choisis comme axes des références.

$M$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre phase du stator et la phase correspondante du rotor

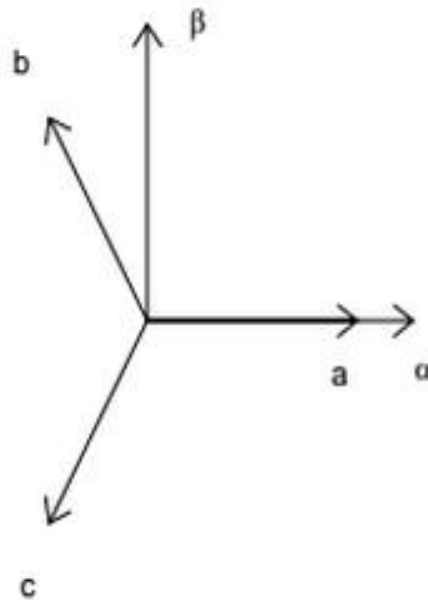
La résolution des équations obtenues à partir du modèle de la figure I.1 est complexe car l'équation différentielle est à coefficients variables en fonction de  $\theta$ . Pour cela on effectue une certaine transformation qui nous permet mathématiquement d'avoir un système linéaire et physiquement de transformer les enroulements de la machine originale en des enroulements équivalents. Cette transformation est appelée transformation de Park.

#### I.2.4 Transformation triphasée –biphasée

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (a, b, c) vers un système diphasé ( $\alpha\beta$ ). Il existe principalement deux transformations [12] :

Clarke et Concordia.

La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais pas la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient  $3/2$ ). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais pas les amplitudes. Le choix de matrice non normée (Clarke) est pratique en commande car elle permet de comparer directement, par exemple, des valeurs efficaces en régime permanent.



**Fig. I.2 : Passage ABC- $\alpha\beta$**

**Tableau. I.1 : Transformation biphasée**

Passage d'un système abc vers un système Diphasée $\alpha\beta$	
Transformation de Concordia	Transformation de Clarke
$[X_{\alpha\beta}] = T_{23}[X_{abc}]$ $T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$	$[X_{\alpha\beta}] = C_{23}[X_{abc}]$ $C_{23} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

Ainsi on peut effectuer le passage du système réel (a, b, c) au système fictif (d, q) par une double transformation réalisée grâce à la transformation de Park :

- Transformation de Concordia pour pouvoir passer du système (a, b, c) au système ( $\alpha$ ,  $\beta$ )
- Ensuite, une rotation de l'angle entre le système d'axes et le système d'axes (d, q) ( $\alpha, \beta$ )

#### I.2.4.1 Transformation de Park

- Principe

Quel que soit le type de la machine et quelque soient les enroulements disposés au rotor et au stator, les relations entre flux et courants font intervenir des fonctions périodiques de l'angle variable au cours du temps caractérisant la position du rotor par rapport au stator. Pour simplifier la formulation, on effectue sur les grandeurs statoriques ou rotoriques un changement de variable appelé : **Transformation de Park**, qui consiste à exprimer ces grandeurs dans un référentiel constitué de deux axes perpendiculaires  $\overrightarrow{Od}$  et  $\overrightarrow{Oq}$  avec un déphasage  $\theta(Od, Oq)$  appelé angle électrique.

$Od$  : Axe direct (indice d)

$Oq$  : Axe quadratique (indice q)

$Oo$  : Axe homopolaire (indice o).

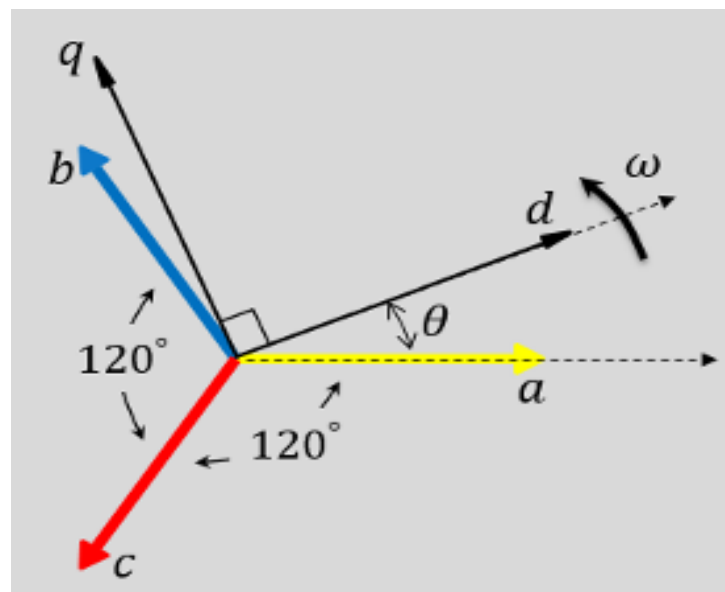


Fig. I.3 : Passage de triphasé au biphasé.

Le passage des grandeurs réelles (courants, tensions et flux des trois phases) à grandeurs équivalentes (courants, tensions et flux) suivant les axes  $\overline{Od}$  et  $\overline{Oq}$  et éventuellement homopolaire se fait par le changement de variables suivant :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{I.7})$$

Avec la matrice [P] donnée par :

$$[P] = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

$\theta$  : Est l'angle qui sert à la transformation de Park est a priori quelconque. Il dépendra par la suite du choix du référentiel.

## I.2.4.2 Modèle de la MAS

### I.2.4.2.1 Equations électriques

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques (I.3) de la machine asynchrone triphasée alimentée par un système équilibré, on obtient le modèle vectoriel de la MAS :

$$\begin{cases} V_s = R_s \cdot \bar{i}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ V_r = 0 = R_r \cdot \bar{i}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + j\omega_{sl} \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (\text{I.10})$$

Avec :

$\omega_s$  : Vitesse du champ statorique.

$\omega_{sl}$  : Vitesse du glissement.

### I.2.4.2.2 Equations magnétiques

En appliquant de nouveau la transformation de Park aux équations (I.4), on aboutit aux équations suivantes :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = L_s \cdot \overline{i}_s + M \cdot \overline{i}_r \\ \overline{\Phi}_r = L_r \cdot \overline{i}_r + M \cdot \overline{i}_s \end{cases}$$

(I.11)

$L_s = l_s - M_s$  : L'inductance cyclique statorique

$L_r = l_r - M_r$  : L'inductance cyclique rotorique.

$M = \frac{3}{2} M_{sr}$  : L'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### I.2.4.2.3 Equation mécanique

Pour avoir un modèle complet de la machine asynchrone, il est nécessaire d'avoir le modèle décrivant le mouvement de l'arbre de la machine. Cette équation s'écrit.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + C_f = C_{em} - C_r \quad (I.12)$$

L'expression du couple est définie par :

$$C_{em} = p \operatorname{Im}(\overline{\Phi}_s \cdot \overline{i}_s) \quad (I.13)$$

### I.2.4.2.4 Circuit équivalent de la MAS

Les équations électriques et magnétiques obtenues peuvent être interprétées par schéma du circuit équivalent [11]

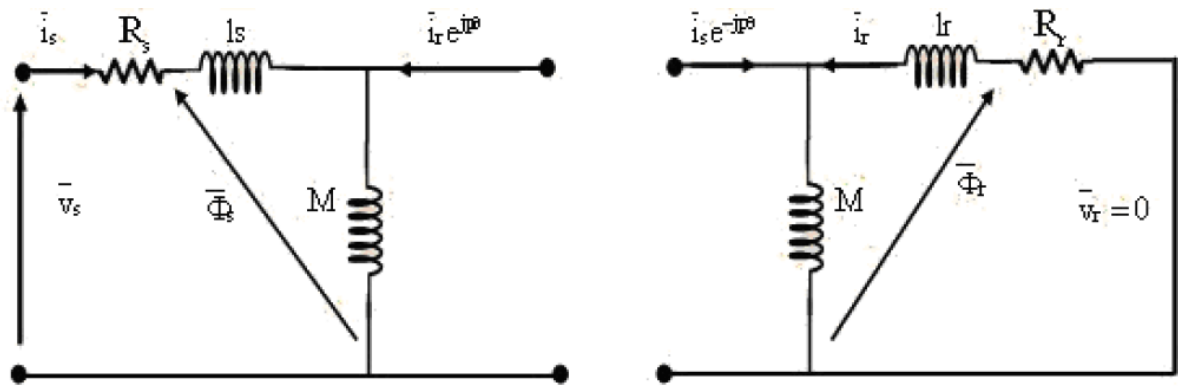


Fig. I.4 : Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS

## I.3 Prise en compte des résistances de fer dans le modèle de la MAS

### I.3.1 Introduction

Il est très reconnu que le modèle utilisé de la machine à induction à cage d'écureuil néglige la résistance équivalente des pertes fer et tous les paramètres sont considérés constants. Malheureusement une telle hypothèse idéalisée n'est pas rencontrée dans la pratique ou tous les paramètres sont sujets aux variations et les pertes fer existent toujours [14]. En plus la présence de ces pertes provoque une détérioration (dégradation) des performances, spécialement pour le couple dans la commande vectorielle de la MAS [15].

### I.3.2 Inclusion des pertes fer

Classiquement pour tenir compte des pertes fer, la plupart des auteurs modifient le schéma équivalent de la machine asynchrone. Parmi les modifications usuelles apportées, l'approche conventionnelle consiste à placer une résistance équivalente représentant ces pertes fer en parallèle avec la branche magnétisante [16], [17]. Egalement d'autres auteurs proposent de placer une résistance équivalente des pertes fer en série avec la branche magnétisante [18], [3], [13]. Un tel choix a pour avantages [13], [19], [17] :

- Les paramètres de la machines à identifier se déduisent directement des essais synthétiques classiques (à vide, à rotor calée, en charge)
- Simplicité des équations, et commodité de calculs, étant donné que le nombre de variables pour les équations de tension est réduit par rapport au cas où la résistance fer est connectée en parallèle de l'inductance de magnétisation [11].

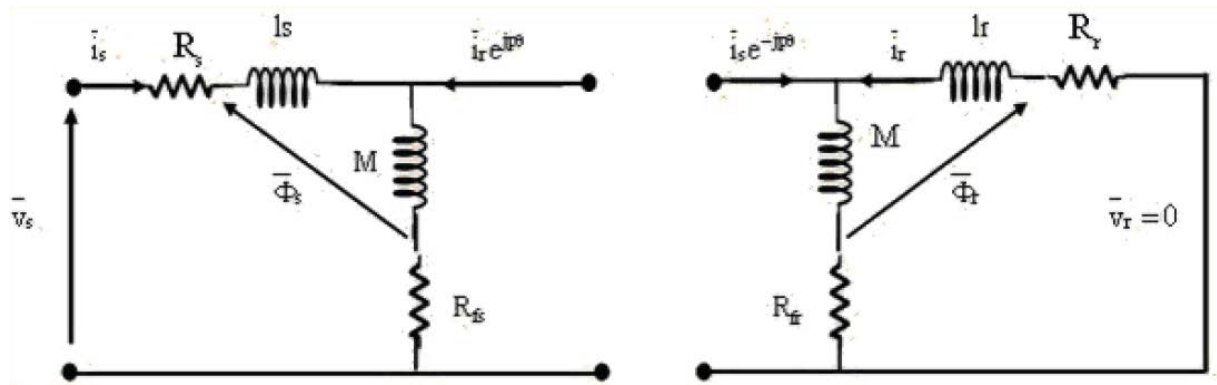


Fig.I.5 : Modèle électrique statorique et rotorique de la MAS avec résistance de pertes fer

### 1.3.3 Modèle vectoriel de la MAS en présence des pertes fer

Soit  $\bar{X}$  un vecteur courant, tension ou flux. Il peut être exprimé dans les trois repères lié au stator (S), lié au rotor (R) ou lié au champ tournant (C) :

- Par rapport au stator :  $\bar{X}(S) = \|X\| \cdot e^{j\alpha}$
- Par rapport au rotor :  $\bar{X}(R) = \|X\| \cdot e^{j(\alpha-\theta_r)}$
- Par rapport au champ tournant :  $\bar{X}(C) = \|X\| \cdot e^{j(\alpha-\theta_s)}$

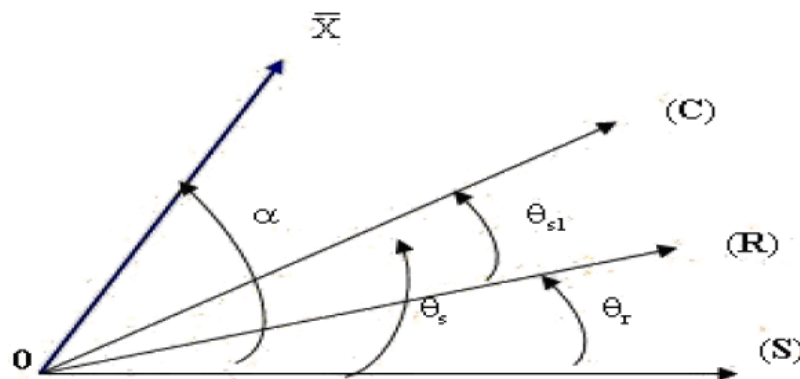


Fig. I.6 : Représentation des différents repères

### I.3.3.1 Choix des différents référentiels

Le référentiel est le système « od », « oq » associé à sa vitesse de rotation. Trois types de référentiels sont possibles dans la pratique : liés au stator, lié au rotor et lié au champ tournant. Le choix du référentiel est lié au problème étudié et aux buts attribués à la stratégie de commande appliquée. Le changement de repère consiste à passer d'un repère à un autre tout en faisant une rotation.

### I.3.3.2 Basculement entre référentiels

Le basculement entre les trois références (S), (R) et (C) se fait de la manière suivante :

**Tableau. I.2 : Passage Stator –Rotor**

	Formule de passage
Grandeur exprimée au stator et ramené au rotor	$\bar{X}(R) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_r}$
	$\frac{d\bar{X}(R)}{dt} = \left( \frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j\omega_r \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_r}$
Grandeur exprimée au rotor et ramené au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(R) \cdot e^{j\theta_r}$
	$\frac{d\bar{X}(S)}{dt} = \left( \frac{d\bar{X}(R)}{dt} + j\omega_r \cdot \bar{X}(R) \right) \cdot e^{j\theta_r}$

**Tableau. I.3 : Passage Stator –Champ tournant**

	Formule de passage
Grandeur exprimée au stator et ramené au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(S) \cdot e^{-j\theta_s}$
	$\frac{d\bar{X}(C)}{dt} = \left( \frac{d\bar{X}(S)}{dt} - j\omega_s \cdot \bar{X}(S) \right) \cdot e^{-j\theta_s}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramené au stator	$\bar{X}(S) = \bar{X}(C) \cdot e^{j\theta_s}$
	$\frac{d\bar{X}(S)}{dt} = \left( \frac{d\bar{X}(C)}{dt} + j\omega_s \cdot \bar{X}(C) \right) \cdot e^{j\theta_s}$

**Tableau. I.4 : Passage Rotor –Champ tournant**

	Formule de passage
Grandeur exprimée au rotor et ramené au champ tournant	$\bar{X}(C) = \bar{X}(R) \cdot e^{-j\theta_{sl}}$
	$\frac{d\bar{X}(C)}{dt} = \left( \frac{d\bar{X}(R)}{dt} - j(\omega_s - \omega_r) \cdot \bar{X}(R) \right) \cdot e^{-j\theta_r}$
Grandeur exprimée au champ tournant et ramené au rotor	$\bar{X}(R) = \bar{X}(C) \cdot e^{j\theta_{sl}}$
	$\frac{d\bar{X}(R)}{dt} = \left( \frac{d\bar{X}(C)}{dt} + j(\omega_s - \omega_r) \cdot \bar{X}(C) \right) \cdot e^{j\theta_{sl}}$

### I.3.3.3 Différents repères

L'isotropie du moteur asynchrone permet une grande souplesse dans la composition des équations de la machine selon deux axes à l'aide des composantes de Park, cela nécessite l'utilisation d'un repère qui permet de simplifier au maximum les expressions analytiques. Il existe différentes possibilités pour le choix du repère d'axes, se ramène pratiquement à trois référentiels (systèmes biphasés) orthogonaux [20] :

- 1) Référentiel immobile par rapport au stator :  $(\alpha - \beta) \omega_{obs} = 0$ .
- 2) Référentiel immobile par rapport au rotor :  $(x - y) \omega_{obs} = \omega_r$ .
- 3) Référentiel immobile par rapport au champ tournant :  $(d - q) \omega_{obs} = \omega_s$

$\omega_{obs}$  : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé.

### I.3.3.4 Modèle de la MAS dans le référentiel $(\alpha, \beta)$

Lié au stator (C), ce référentiel est adapté à l'étude des variations importantes de la vitesse de rotation, associée ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation. Il se traduit par les conditions suivantes :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 ; \quad \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega_r$$

L'application de la loi des mailles au circuit de la figure (I.5) donne les équations suivantes

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s(S) = R_s \cdot \bar{i}_s(S) + \frac{d\bar{\Phi}_s(S)}{dt} + R_{fs}(\bar{i}_s(S) + i_r(R) \cdot e^{jp\theta}) \\ \bar{V}_r(R) = 0 = R_r \cdot \bar{i}_r(R) + \frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} + R_{fr}(\bar{i}_r(R) + i_s(S) \cdot e^{jp\theta}) \end{array} \right\} \quad (I.14)$$

$\theta_r$  : Position du rotor par rapport au stator

p : Nombre de paires de pôles

• **Equations magnétiques :**

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{\Phi}_s(S) = L_s \cdot \bar{i}_s(S) + M \cdot \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta} \\ \bar{\Phi}_r(R) = L_r \cdot \bar{i}_r(R) + M \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta} \end{array} \right\} \quad (I.15)$$

Du système (I-15), les courants rotoriques s'écrivent :

$$i_r(R) = \frac{1}{L_r} (\bar{\Phi}_r(R) - M \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta}) \quad (I.16)$$

En dérivant, on aura :

$$\frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} = \frac{1}{L_r} \left( \frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} - M \cdot \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \cdot e^{-jp\theta} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot M \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta} \right) \quad (I.17)$$

D'après la tension rotorique de l'équation (I-14)

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} = -(R_r + R_{fr}) \cdot \bar{i}_r(R) - R_{fr} \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta} \quad (I.18)$$

Par substitution de (I-16) dans (I-18), l'équation (I-18) peut être exprimée comme suit :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} = -\frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r(R) + \frac{1}{L_r} (M \cdot R_r - L_r \cdot R_{fr}) \cdot \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta} \quad (I.19)$$

En remplaçant la relation (I-19) dans (I-17), il vient :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} = & -\frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r(R) - \frac{M}{L_r} \left( \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} \right) e^{-jp\theta} \\ & + \frac{1}{L_r} \left( \frac{M}{L_r} \cdot R_r - \frac{L_r}{L_r} \cdot R_{fr} + jpM \frac{d\theta_r}{dt} \right) \bar{i}_s(S) \cdot e^{-jp\theta} \end{aligned} \quad (I.20)$$

En dérivant l'expression du flux statorique de l'équation (I-15), on obtient :

$$\frac{d\bar{\Phi}_s(S)}{dt} = L_s \cdot \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + M \cdot \frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} \cdot e^{jp\theta} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot M \cdot \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta} \quad (I.21)$$

Par substitution de (I-21) dans (I-14), le vecteur de tension statorique s'écrira ainsi:

$$\begin{aligned} \bar{V}_s(S) = & (R_s \cdot R_{fs}) \cdot \bar{i}_s(S) + L_s \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + M \cdot \frac{d\bar{i}_r(R)}{dt} \cdot e^{jp\theta} \\ & + (jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot M + R_{fs}) \cdot \bar{i}_r(R) \cdot e^{jp\theta} \end{aligned} \quad (I.22)$$

En injectant, les relations (I-16) et (I-20) dans (I-22), devient:

$$\begin{aligned} \bar{V}_s = & \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{(1 + \sigma_r)} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \bar{I}_s(S) \\ & + \sigma L_s \frac{d\bar{I}_s(S)}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fr} + jpM \frac{d\theta_r}{dt} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \bar{\Phi}_r(S) \end{aligned} \quad (I.23)$$

Avec:

$$\sigma_s = \frac{l_s}{M} \quad ; \quad \sigma_r = \frac{l_r}{M} \quad ; \quad 1 + \sigma_r = \frac{l_r}{M} \quad ; \quad 1 + \sigma_s = \frac{l_s}{M}$$

$$\frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r} = \frac{l_r}{L_r} \quad ; \quad \frac{\sigma_s}{1 + \sigma_s} = \frac{l_s}{L_s} \quad ; \quad \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad ;$$

$$\Omega = \frac{d\theta_r}{dt} = \frac{\omega_r}{P} \quad \text{Vitesse angulaire mécanique}$$

Pour l'équation du flux rotorique:

$$\bar{\Phi}_r(S) = \bar{\Phi}_r(R) \cdot e^{jp\theta} \quad (I.24)$$

Après dérivation, on aura :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \frac{d\bar{\Phi}_r(R)}{dt} e^{jp\theta} + jp \frac{d\theta_r}{dt} \cdot e^{jp\theta} \bar{\Phi}_r(R) \quad (I.25)$$

En remplaçant (I-18) dans (I-25), il vient alors :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \left( jp \frac{d\theta_r}{dt} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \bar{\Phi}_r(S) + \frac{1}{L_r} (M \cdot R_r - l_r \cdot R_{fr}) \cdot \bar{I}_s(S) \quad (I.26)$$

Finalement, nous obtenons le système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s(S) = \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(S) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(S)}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(S) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(S)}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1 + \sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_s(S) + \left( jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(S) \end{array} \right\} \quad (I.27)$$

La projection sur les axes  $\alpha$  et  $\beta$  donne :

$$\left\{ \begin{array}{l} \bar{V}_s(S) = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ \bar{\Phi}_r(S) = \bar{\Phi}_{r\alpha} + \bar{\Phi}_{r\beta} \end{array} \right. \quad (I.28)$$

Il convient alors d'écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = \left[ \begin{array}{l} \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_{s\alpha}(S) \\ + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_{s\alpha}(S)}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_{r\alpha} - \frac{p\Omega}{(1 + \sigma_r)} \cdot \bar{\Phi}_{r\beta} \end{array} \right] \\ V_{s\beta} = \left[ \begin{array}{l} \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1 + \sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1 + \sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_{s\beta}(S) \\ + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_{s\beta}(S)}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1 + \sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_{r\beta} + \frac{p\Omega}{(1 + \sigma_r)} \cdot \bar{\Phi}_{r\alpha} \end{array} \right] \\ \frac{d\bar{\Phi}_{r\alpha}}{dt} = \left( \frac{R_r + R_{fr}}{(1 + \sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_{s\alpha} - \left( \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_{r\alpha} - p\Omega \cdot \bar{\Phi}_{r\beta} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{r\beta}}{dt} = \left( \frac{R_r + R_{fr}}{(1 + \sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_{s\beta} - \left( \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_{r\beta} + p\Omega \cdot \bar{\Phi}_{r\alpha} \end{array} \right. \quad (I.29)$$

En choisissant comme variables d'état les courants ( $\bar{i}_{s\alpha}, \bar{i}_{s\beta}$ ) et les flux rotoriques ( $\bar{\Phi}_{r\alpha}, \bar{\Phi}_{r\beta}$ ), l'expression du couple électromagnétique développé peut être donnée par :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\bar{\Phi}_{r\alpha} \cdot \bar{i}_{s\beta} - \bar{\Phi}_{r\beta} \cdot \bar{i}_{s\alpha}) \quad (I.30)$$

- **Equation Mécanique :**

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F_r \cdot \Omega \quad (I.31)$$

$$\frac{d\Omega}{dt} = p \frac{M}{J L_r} (\bar{\Phi}_{r\alpha} \cdot \bar{i}_{s\beta} - \bar{\Phi}_{r\beta} \cdot \bar{i}_{s\alpha}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{F_r \cdot \Omega}{J}$$

F : Etant le coefficient de frottement visqueux

$C_r$  : Le couple résistant à appliquer sur l'arbre du moteur par la machine d'utilisation (charge)

J : L'inertie du moteur

Pour la forme d'état, en choisissant comme variables de commandes les tensions statoriques et comme variables d'état les flux rotoriques, les courants statoriques et la vitesse, l'équation d'état s'écrit comme suit :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_{s\alpha}}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_{s\beta}}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{r\alpha}}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{r\beta}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & 0 & -A_2 \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ 0 & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & -\omega_r & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_r & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \Phi_{r\beta} & \frac{pM}{JL_r} \Phi_{r\alpha} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ \Phi_{r\alpha} \\ \Phi_{r\beta} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ C_r \end{bmatrix}$$

(I.32)

Avec :

$$X = [i_\alpha \ i_\beta \ \Phi_{r\alpha} \ \Phi_{r\beta} \ \Omega]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{s\alpha} \ V_{s\beta}]^T$$

$$A_1 = \frac{R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2}}{\sigma L_s}$$

(I.33)

$$A_2 = \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right]$$

(I.34)

$$A_3 = \frac{(R_r - R_{fr})}{(1+\sigma_r)}$$

(I.35)

$$A_4 = \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r}$$

(I.36)

### I.3.3.5 Modèle de la MAS dans le référentiel (d, q)

C'est un référentiel lié au champ tournant (C). Son avantage est d'avoir des grandeurs constantes (continues) en régime permanent. Il est par conséquent plus aisé d'en faire la régulation.

Le modèle de la machine asynchrone dans ce référentiel est obtenu en appliquant les relations du tableau. I.3.

Soit le système d'équations du modèle de la MAS dans un repère lié au stator

$$\begin{cases} V_s(s) = \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(s) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(s)}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r - R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(s) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(s)}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_s(s) + jp\Omega - \left( \frac{R_r + R_{fr}}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(s) \end{cases} \quad (\text{I.37})$$

En partant de ces deux équations et on ramène chaque vecteur, exprimé au stator, au champ tournant c.à.d :  $\bar{X}(s) = \bar{X}(c) \cdot e^{j\theta s}$  on obtient :

$$\begin{cases} V_s(c) \cdot e^{j\theta s} = \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(c) \cdot e^{j\theta s} \\ \quad + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(c) \cdot e^{j\theta s}}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(c) \cdot e^{j\theta s} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(c) \cdot e^{j\theta s}}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_s(c) \cdot e^{j\theta s} + \left( jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(c) \cdot e^{j\theta s} \end{cases} \quad (\text{I.38})$$

En développant les termes de dérivation, on obtient :

$$\begin{cases} V_s(c) \cdot e^{j\theta s} = \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(c) \cdot e^{j\theta s} \\ \quad + \sigma L_s \cdot \left( j\omega e^{j\theta s} \cdot \bar{i}_s(c) + e^{j\theta s} \cdot \frac{d\bar{i}_s(c)}{dt} \right) + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(c) \cdot e^{j\theta s} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(c) \cdot e^{j\theta s}}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_s(c) \cdot e^{j\theta s} + \left( jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(c) \cdot e^{j\theta s} \end{cases} \quad (\text{I.39})$$

$$\begin{cases} V_s(c) = \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_s(c) + \sigma L_s \left( j\omega e^{j\theta s} \cdot \bar{i}_s(c) + \frac{d\bar{i}_s(c)}{dt} \right) \\ \quad + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(c) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(c)}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_s(c) + \left( jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(c) \end{cases} \quad (\text{I.40})$$

$$\begin{cases} V_s(c) = \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} + \mathbf{j}\sigma L_s \boldsymbol{\omega}_s \right] \cdot \bar{i}_s(c) + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(c)}{dt} \\ \quad + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} + jp\Omega M - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{\Phi}_r(c) \\ \frac{d\bar{\Phi}_r(c)}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_s(c) + \left( jp\Omega - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \right) \cdot \bar{\Phi}_r(c) \end{cases} \quad (\text{I.41})$$

Et comme

$$\begin{cases} \bar{V}_s(c) = V_{sd} + jV_{sq} \\ \bar{\Phi}_r(c) = \Phi_{rd} + j\Phi_{rq} \end{cases} \quad (\text{I.42})$$

Le système s'écrit :

$$\begin{cases} V_{sd} = \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{i}_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(c)}{dt} \\ \quad + \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} + j p \Omega M - \frac{(R_r - R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot \bar{\Phi}_{rd} - \frac{p\Omega}{(1+\sigma_r)} \cdot \bar{\Phi}_{rq} \\ V_{sq} = \sigma L_s \frac{d\bar{i}_s(c)}{dt} + \frac{1}{L_r} \left[ R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \right] \cdot i_{sq} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{rd}}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_{sd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_{rd} - (p\Omega - \omega_s) \cdot \bar{\Phi}_{rq} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{rq}}{dt} = \left( \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right) \cdot \bar{i}_{sd} - \frac{(R_r + R_{fr})}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_{rq} + (p\Omega - \omega_s) \cdot \bar{\Phi}_{rd} \end{cases} \quad (\text{I.43})$$

En réarrangeant les équations du système (I-40) sous forme d'état :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U$$

$$X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \Phi_{rd} \ \Phi_{rq} \ \Omega]^T \quad \text{et} \quad U = [V_{sd} \ V_{sq}]^T$$

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_{sd}}{dt} \\ \frac{d\bar{i}_{sq}}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{rd}}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_{rq}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & \omega_s & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ -\omega_s & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & \omega_s - \omega_r & 0 \\ 0 & A_3 & \omega_r - \omega_s & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \Phi_{rq} & \frac{pM}{JL_r} \Phi_{rd} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ C_r \end{bmatrix}$$

$$(\text{I.44})$$

### I.3.3.6 Modèle de la MAS dans le référentiel (x, y)

Ce repère lié au rotor (**R**) est intéressant pour l'observation des grandeurs réelles rotoriques notamment la constante de temps rotorique par exemple.

Le modèle de la MAS dans un système d'axes lié au rotor (R) se déduit facilement du modèle précédent (I-42), dans ce cas  $\theta_{sl}$  est constante et  $\omega_{sl} \omega_s \omega_r = 0$  ce qui donnera :

$$\dot{X} = A \cdot X + B \cdot U$$

$$X = [i_{sx} \ i_{sy} \ \Phi_{rx} \ \Phi_{ry} \ \Omega]^T \text{ et } U = [V_{sx} \ V_{sy} \ C_r]^T$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{sx}}{dt} \\ \frac{di_{sy}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{rx}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{ry}}{dt} \\ \frac{d\Omega}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -A_1 & \omega_r & -A_2 & \frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & 0 \\ \omega_r & -A_1 & -\frac{\omega_r}{\sigma L_s(1+\sigma_r)} & -A_2 & 0 \\ A_3 & 0 & -A_4 & 0 & 0 \\ 0 & A_3 & 0 & -A_4 & 0 \\ -\frac{pM}{JL_r} \Phi_{ry} & \frac{pM}{JL_r} \Phi_{rx} & 0 & 0 & -\frac{F}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \\ \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \\ \Omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \\ C_r \end{bmatrix}$$

(I.45)

## I.4 Modélisation de l'alimentation de la MAS

La commande des machines asynchrones à vitesse variable nécessite l'utilisation de dispositifs permettant d'avoir des tensions statoriques à amplitudes et fréquences variables. L'idéal serait de générer des tensions purement sinusoïdales. La génération d'une tension alternative sinusoïdale de bonne qualité à partir d'une tension redressée ou continue est assez délicate. En effet l'utilisation des dispositifs fonctionnant par commutation, pour ce type de commande génère des harmoniques ce qui nécessite de penser à les minimiser. Sur ce thème beaucoup de travaux ont été menés et qui ont conduit d'une part, à améliorer la conception des onduleurs et d'autre part à développer des algorithmes et des techniques assez fiables pour le contrôle et la régulation des éléments de commutation nécessaire à la conversion continu - alternative [21].

## I.5 les onduleurs

### I.5.1 Introductions

#### Définition I

Dans le monde industriel, les entraînements électriques exigent de plus en plus des vitesses variables, à cet effet, le progrès de l'électronique de puissance a permis de développer plusieurs moyens qui assurent de l'entraînement alternatif à vitesse variable. Parmi ces moyens, citons les onduleurs autonomes commandés en modulations de largeurs d'impulsion (MLI).

**Définition II**

Les onduleurs sont des convertisseurs statique assurant la conversion continu-alternatif. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs de puissance (interrupteurs électroniques), il est possible à la sortie d'un convertisseur statique une tension alternative (ou courant alternatif) de valeur moyenne nulle ; la tension peut comporter une ou plusieurs créneaux par alternance.

Ce sont des onduleurs autonomes puisque l'établissement, le maintien et l'ouverture des connexions entre l'entrée et la sortie ne dépendent que de la commande des semi-conducteurs, comme il impose sa propre fréquence à la forme d'onde de la tension alternative fournie au récepteur.

Il est tributaire des caractéristiques de la source (générateur) et de la charge (récepteur) entre les quelles il est inséré. Contrairement à l'onduleur non autonome qui est relié au réseau alternatif c'est lui qui impose la fréquence et la forme de l'onde de la tension de sortie.

**Définition III**

Un convertisseur statique de puissance, est un élément important dans le système d'entraînement. Il transforme le signal de contrôle à l'entrée en un signal de puissance pour la machine. Les récents développements dans les modèles de composants, la conception assistée par ordinateur (CAO) et les semi-conducteurs ont contribué largement à la modélisation des convertisseurs statiques.

Les harmoniques à la sortie du convertisseur causent l'échauffement de la machine ainsi que les pulsations de couple. Par contre, les harmoniques à l'entrée provoquent des Perturbations sur le réseau. Avec la disponibilité des transistors de puissance à coût moindre et le développement des algorithmes MLI, il est devenu possible d'utiliser la technique MLI pour améliorer la forme d'onde du courant du moteur et par conséquent minimiser des harmoniques provoquant l'échauffement de la machine et les pulsations du couple

**Définition IV**

L'onduleur est un convertisseur statique permettant d'imposer aux enroulements statoriques de la machine asynchrone une tension d'amplitude et de fréquence réglable. Il est constitué des interrupteurs choisis selon la puissance et la fréquence de commutation voulus. Pour la

modélisation, l'onduleur est considéré de tension, à deux niveaux et constitué de trois bras. Chaque bras est formé de deux interrupteurs et qui sont à leur tour composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche.

## **I.5.2 Classification des onduleurs**

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu- alternatif, alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

Une première classification peut être faite en distinguant : onduleurs non autonome et onduleur autonome.

Entre ces deux types d'onduleurs, il existe un type intermédiaire d'onduleur appelé onduleur à commutation par la charge « ou encore onduleur à résonance »

### **I.5.2.1 Onduleurs non autonome**

Un onduleur est dit non autonome si l'énergie nécessaire pour la commutation des thyristors est fournie par le réseau alternatif qui est donc un réseau actif. C'est le cas du fonctionnement en onduleur des redresseurs. La fréquence et la forme d'onde de la tension sont imposées par le réseau alternatif

### **I.5.2.2 Onduleur autonome**

Un onduleur autonome est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Alimenté en continu, il modifie de façon périodique les connexions entre l'entrée et la sortie et permet d'obtenir de l'alternatif à la sortie.

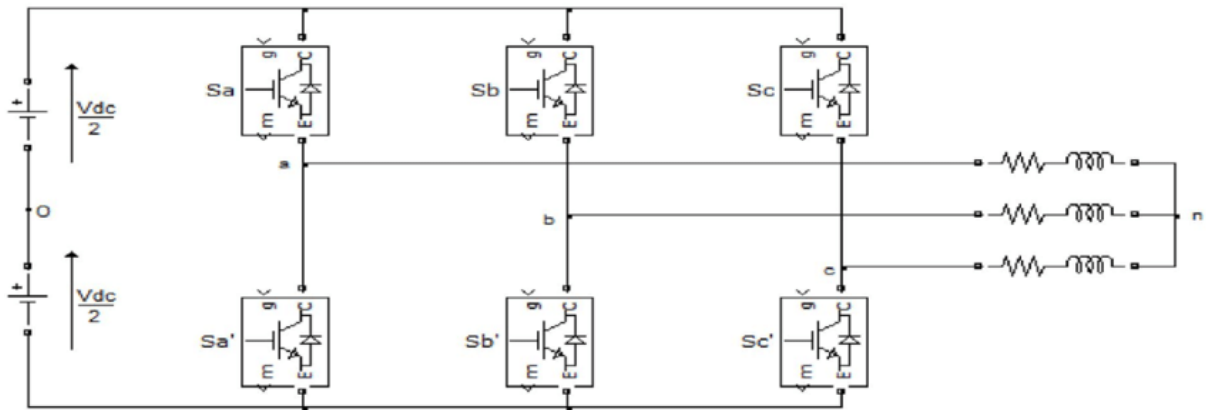
Un onduleur autonome dépend essentiellement de la nature du générateur et du récepteur entre lesquels il est monté cela conduit à distinguer :

- les onduleurs de tensions.

- Les onduleurs de courant.

### I.5.3 Principe de fonctionnement de l'onduleur triphasé :

Voici le schéma d'un onduleur de tension : **Fig. (I.7)**. L'onduleur triphasé est constitué de trois bras comprennent chacun deux interrupteurs dont la commande diffère selon la technique de commande adoptée.



**Fig.I.7 : onduleur de tension à deux niveaux.**

Les interrupteur T1 et T2 ; T3 et T4 ; T5 et T6 doivent être complémentaires deux à deux ; quelle que soit la loi de commande adoptée ; il est possible d'établir des relations générales qu'on utilisera tant pour la commande pleine onde que pour la commande (MLI). Il nous importe ici de voir de quelle manière les signaux de commande de l'onduleur sont élaborés pour générer une tension la plus sinusoïdale possible.

### I.5.4 Types de commandes de l'onduleur :

On distingue les stratégies de commande suivante :

- a- Commande pleine onde (dite  $180^\circ$ ).
- b- Commande décalée.
- c- Commande à Modulation de largeur d'impulsion (MLI).

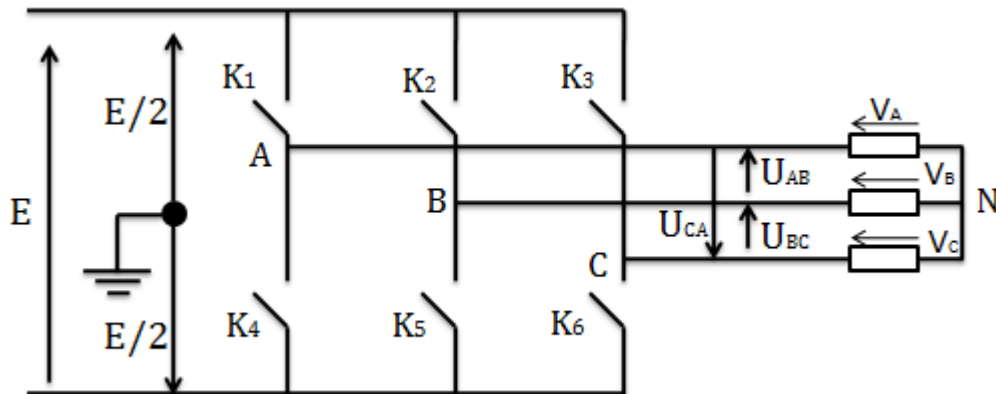
### I.5.6 Modélisation de l'onduleur de tension

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que : Les hypothèses simplificatrices :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,

- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, supposés idéalisés,
- La charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

D'où on présente chaque paire transitoire -diode par un seul interrupteur bidirectionnel, on aura une structure simplifiée de l'onduleur, présentée par la **Fig. I.8** suivante :



**Fig. I.8 : Structure simplifiée d'un onduleur triphasé**

Si on désigne par  $F_i$  le signal de commande envoyé à un interrupteur  $K_i$  d'un bras, on peut écrire :

$F_i = 1$  alors  $K_1$  est passant et  $K_4$  est bloqué,

$F_i = 0$  alors  $K_1$  est bloqué et  $K_4$  est passant.

Les tensions composées  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  sont obtenues à partir de ces relations :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases}$$

(I.47)

Tel que  $V_{a0}, V_{b0}, V_{c0}$  sont les tensions d'entrée de l'onduleur ou tensions continues.

Elles sont référencées par rapport à un point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée.

On peut écrire les relations de Charles, comme suit :

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases}$$

(I.48)

$V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  : sont les tensions des phases de la charge (valeur alternative),

$V_{n0}$ : Tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o ».

Le système  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  étant équilibré, il en découle :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0, \text{ donc :}$$

$$V_{n0} = \frac{1}{3}(V_{a0} + V_{b0} + V_{c0})$$

(I.49)

En remplace la valeur de  $V_{n0}$  :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{a0} + \frac{2}{3}V_{b0} - \frac{1}{3}V_{c0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{a0} - \frac{1}{3}V_{b0} + \frac{2}{3}V_{c0} \end{cases}$$

(I.50)

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage continu-alternatif.

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}]$$

Telle que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} V_{bn} V_{cn}]^T$$

$$[V_{DC}] = [V_{a0} V_{b0} V_{c0}]^T$$

La matrice de transfert est la suivante :

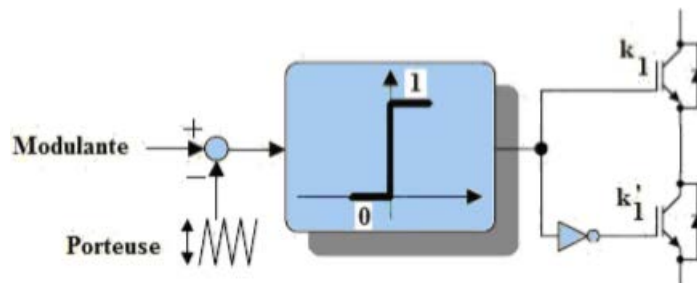
$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix}$$

(I.51)

## I.5.7 Commande par Modulation de Largeur d'Impulsions

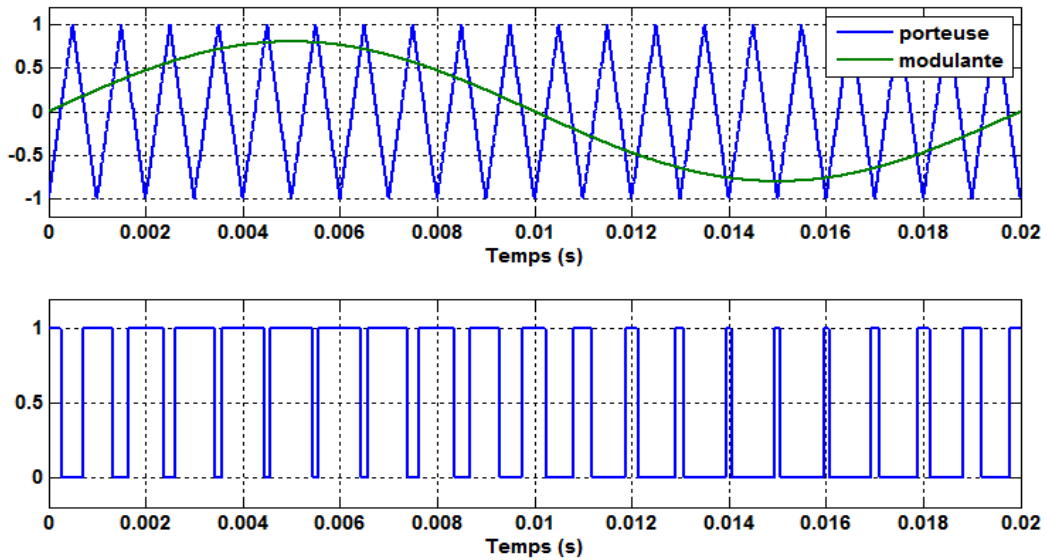
### I.5.7.1 Principe

La Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) dite P.W.M en anglais (Pulse Width Modulation) se base sur la comparaison de deux ondes : l'une triangulaire de haute fréquence (appelée porteuse) chargée d'imposer les périodes de modulation et l'autre est un signal de commande ou de référence (appelé modulateur) qui représente la tension de sortie souhaitée (qui peut être sinusoïdale ou non en fonction de l'application). Le signal de commutation est déterminé à partir de l'intersection de ces deux signaux **Figure.I.9**. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs [22].



**Fig. I.9 : Principe de la technique MLI**

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulateur, **Fig.I.10**.



**Fig. I.10 principe de la commande en MLI**

Deux paramètres caractérisent la modulation :

- ✓ L'indice de modulation :  $m = \frac{f_p}{f_{ref}}$
- ✓ Le coefficient de réglage en tension :  $r = \frac{V_{m.ref}}{V_{m.p}} \leq 1$

Avec

$f_p$  : Fréquence de la porteuse

$f_{ref}$  : Fréquence de la modulante

$V_{m.ref}$  : Tension maximale de la modulante

$V_{m.p}$  : Tension maximale de la porteuse

Les remarques suivantes sur les tensions harmoniques peuvent être faites :

- ✓ L'augmentation de  $m$  repousse les premiers harmoniques non nuls de la tension de sortie vers les fréquences élevées et facilite donc le filtrage de ceux-ci. Mais,  $m$  est limité par le temps de commutation des interrupteurs de l'onduleur et donc par la largeur minimale des impulsions.
- ✓ Si  $m$  est multiple de trois, les harmoniques multiples de 3 vont être supprimés.

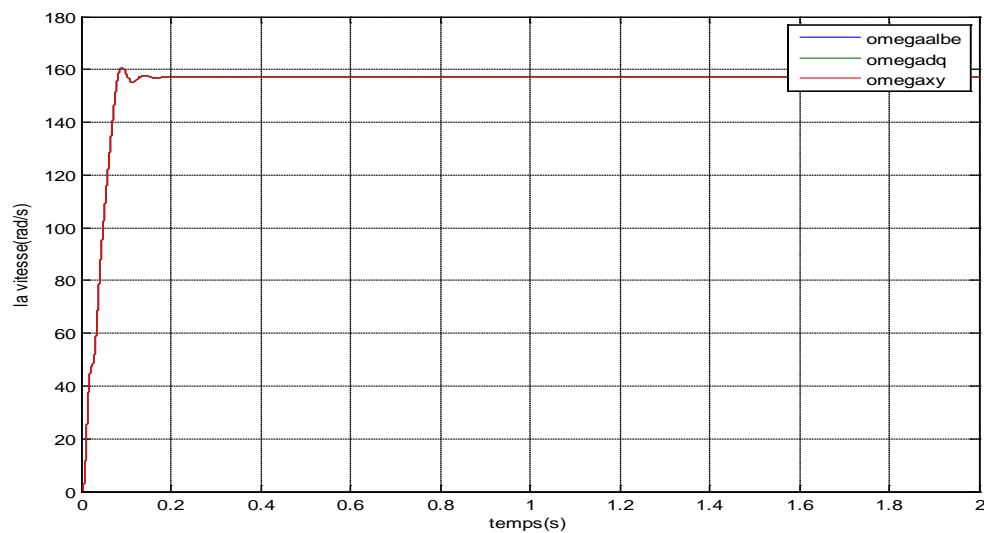
### **I.5.7.2 Inconvénients de la technique M.L.I**

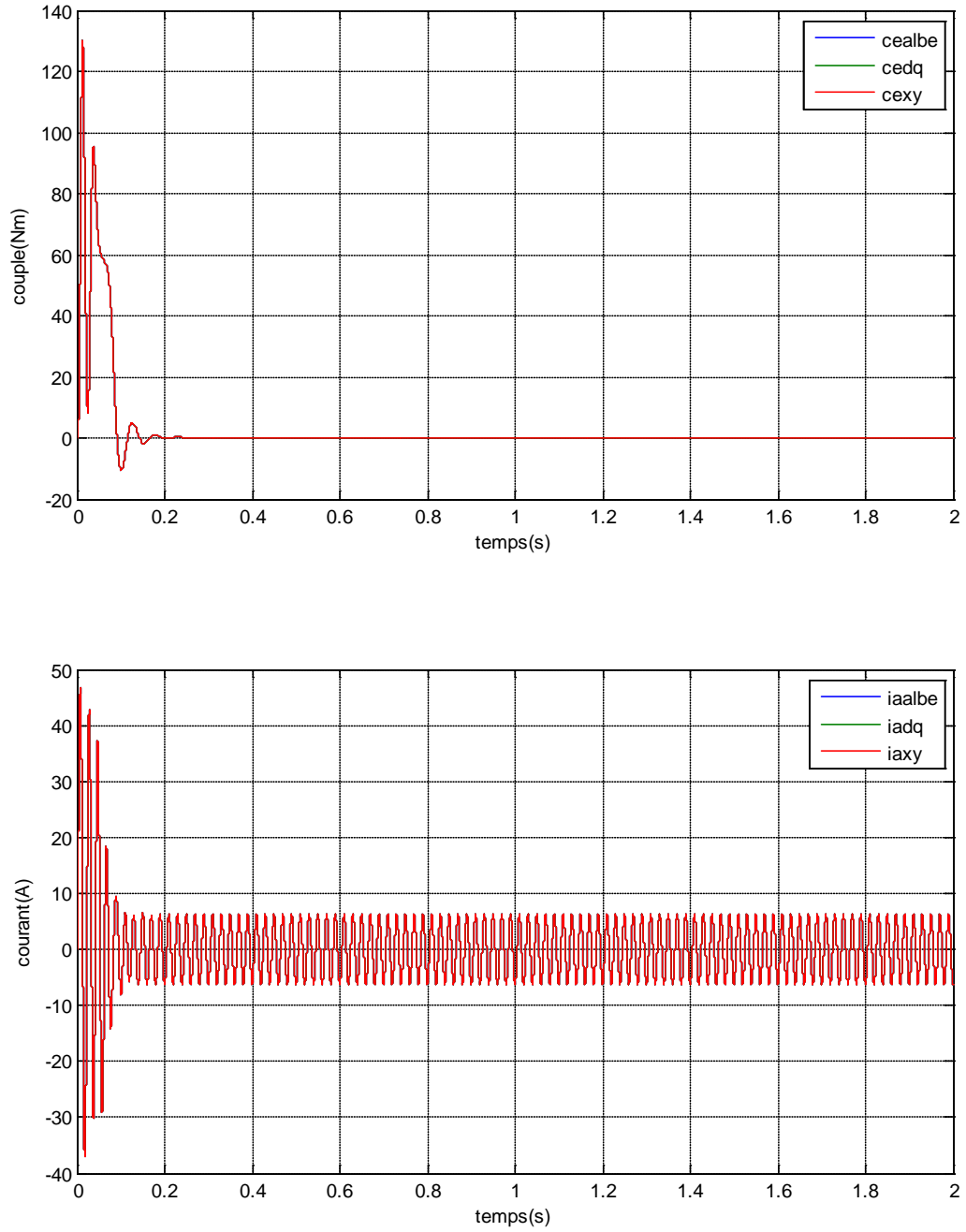
Dans la majorité des cas, l'onde idéale est sinusoïdale. La MLI permet de se rapprocher du signal désiré. Cependant cette technique est imparfaite. Le contenu harmonique généré par une onde MLI entraîne [19] :

- des pertes dans le réseau (pertes fer dans les transformateurs,
- des pertes Joule dans la ligne et le convertisseur),
- des pertes dans la charge (pertes Joule, fer et par courant de Foucault).
- Elles génèrent dans les machines tournantes des oscillations du couple,
- des bruits acoustiques et des résonances électromécaniques.
- Elle injecte du bruit sur la commande et introduit des non linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

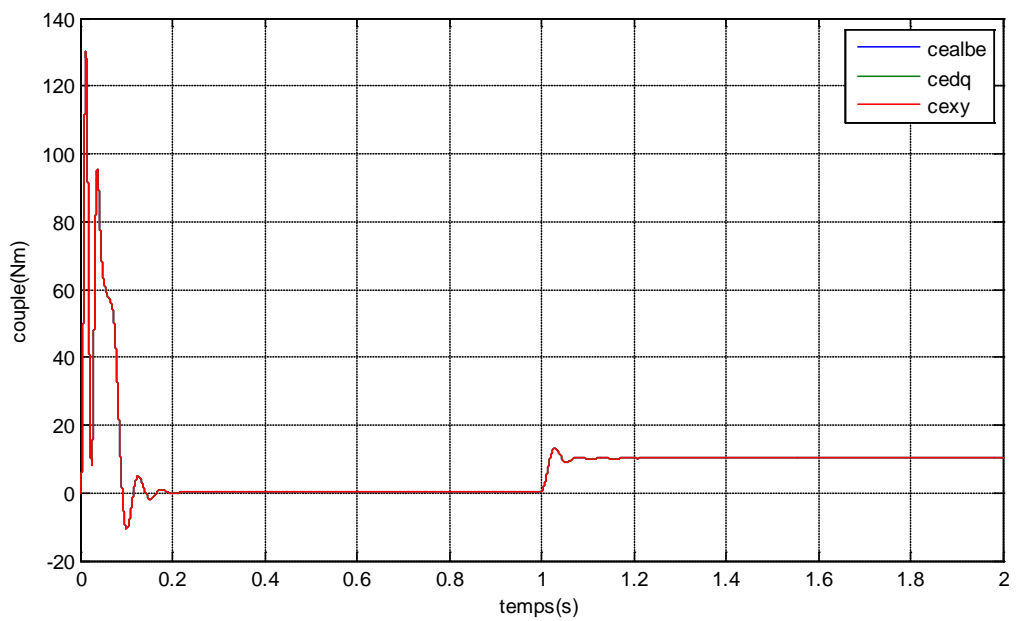
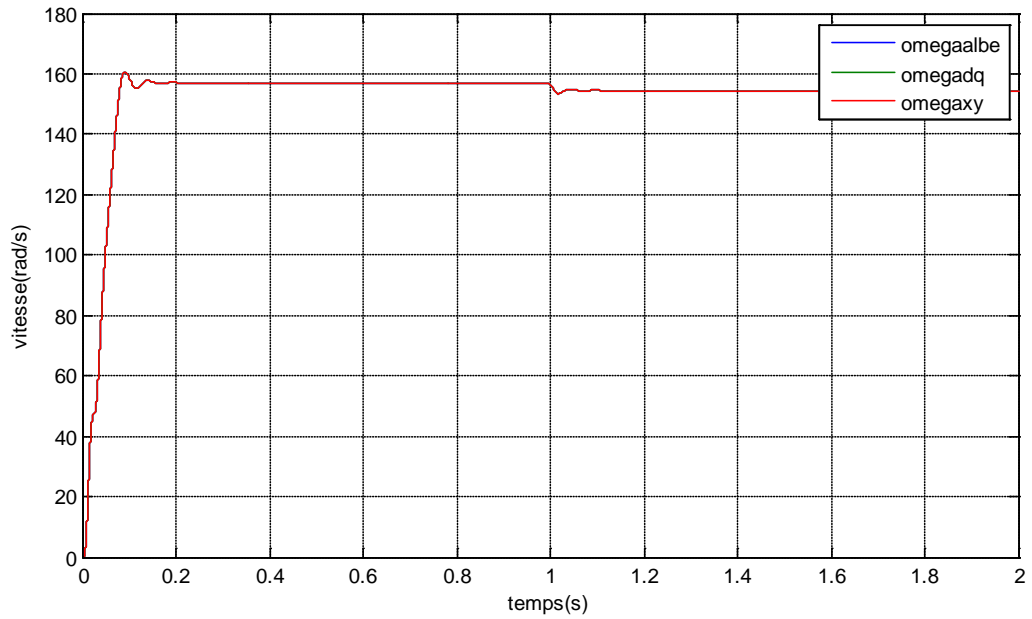
### I.5.7.3 Résultats de simulation :

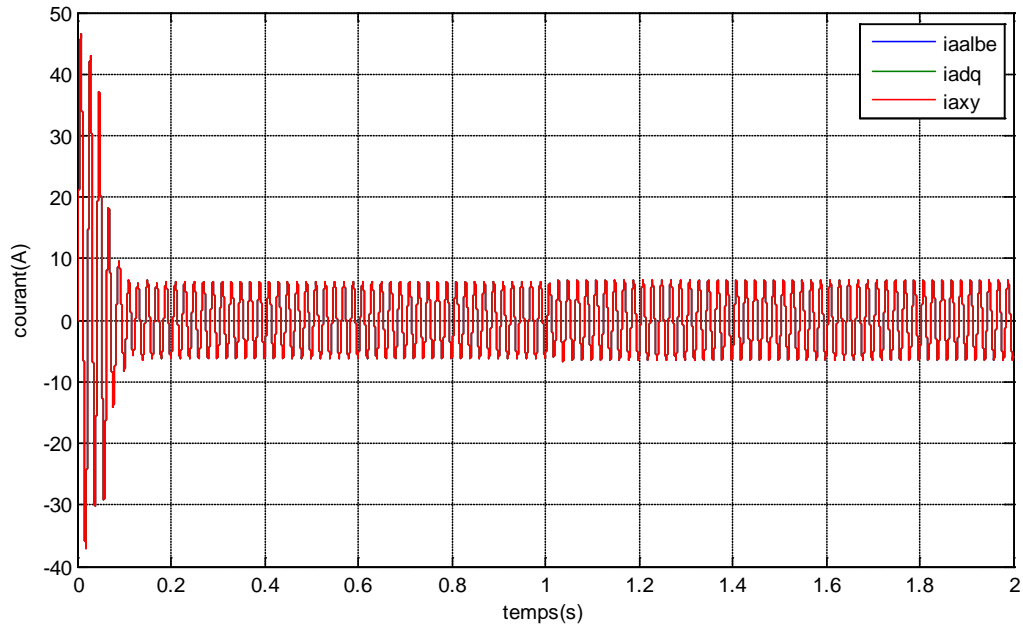
#### I.5.7.3.1 Résultats de simulation en vide :





**Fig I.11 : Résultats de simulation du démarrage à vide de la MAS**

**I.5.7.3.2 Résultats de simulation en charge :**



**Fig I.12 : Résultats de simulation du démarrage en charge de la MAS**

### I.5.8 Interprétation des résultats

Dans les (figure I.11, I.12) nous concluons que le modèle de la MAS dans les trois repères donne des performances très satisfaisantes.

Pour la courbe de vitesse à vide nous remarquons une augmentation à partir de l'instant  $t=0$ (s) à la valeur de 160rad/s et puis stabilisé.

En charge la courbe est augmentée à partir de l'instant  $t=0$ (s) à la valeur de 160rad/s puis diminué un peu dans l'instant  $t=1$ (s) et puis stabilisé.

Pour la courbe de couple à vide, la valeur diminue jusqu'à  $t=0.2$ (s) et puis stabilisé.

En charge la courbe de couple diminue jusqu'à  $t=0.2$ (s) et puis stabilisé jusqu'à  $t=1$  puis augmente à 10 (N.m) et stabilisé.

Les courbes des courants sont stabilisées à vide et en charge.

## **I.6 Conclusion**

Le présent chapitre a été consacré à la détermination du modèle mathématique de la MAS à cage d'écureuil associée à son alimentation. Pour ce faire et au début, le passage entre les repères (lié au stator, au rotor ou au champ tournant) a été traité d'une manière détaillée où des transformations sont introduites afin de réduire l'ordre du système et éviter la complexité des équations différentielles. Ensuite deux modèles mathématiques de la MAS ont été dégagés où les pertes fer sont négligées dans un premier temps puis sont incluses dans le deuxième modèle.

***CHAPITRE II :***  
***Commande Vectorielle***  
***avec Orientation du***  
***Flux Rotorique :***  
***RFOC***

## II.1 Introduction

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté, est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérée comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

Le calculateur calcule alors à partir de la consigne de vitesse du moteur, le flux et le couple nécessaire, desquels on déduit les courants requis. Typiquement, un régulateur PI sert à maintenir le courant à la valeur demandée. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) gère ensuite la commutation des transistors du variateur de vitesse électrique en fonction de la consigne de tension qui lui parvient. Un régulateur PI est placé après les consignes de courant afin de stabiliser l'ensemble.

La commande vectorielle est utilisée pour les machines synchrones et asynchrones, ainsi que pour les onduleurs en général, par exemple dans le cas des installations haute tension à courant continu. Elle a été conçue au départ pour des applications demandant de bonnes performances de la part du moteur : fonctionnement régulier sur toute la plage de vitesse, couple maximal à vitesse nulle, bonnes performances dynamiques combinés à des accélérations et décélérations rapide. La technique s'est toutefois démocratisée car elle permet également de réduire la taille du moteur, et donc son coût, ainsi que sa consommation électrique.

## II.2 La Commande vectorielle par orientation du flux (CV-OF) [23]

L'examen de l'expression du couple de la machine asynchrone montre qu'elle résulte d'une différence de produits de deux composantes en quadrature, des flux rotoriques et des courants statoriques qui présente un couplage complexe entre les grandeurs de la machine. L'objectif de la commande par orientation du flux est le découplage des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande consiste à établir l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. La commande par orientation du flux consiste à régler le flux par

une composante du courant et le couple par l'autre composante. Pour cela, il faut choisir un système d'axe «d, q». Un choix judicieux de l'angle d'orientation du repère «d, q» entraîne l'alignement de l'axe «d» sur la résultante du flux, cet alignement permet l'annulation de la composante transversale du flux comme l'indique dans la figure (II.1).

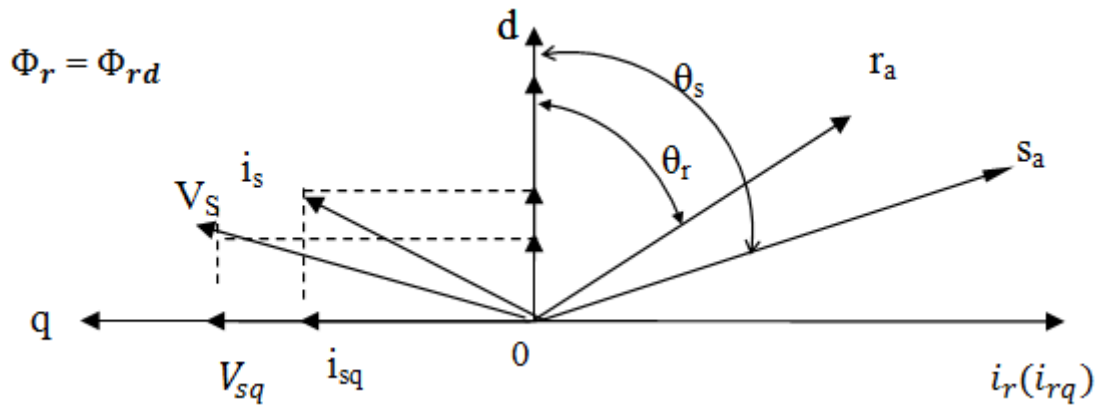


Fig (II.1) : orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

#### ➤ Choix d'orientation de flux

Le choix des axes d'orientation peut être fait selon l'une des directions des flux de machine à savoir le flux rotorique, statorique ou d'entrefer.

- Orientation du flux rotorique :  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  et  $\Phi_{rq} = 0$
- Orientation du flux statorique :  $\Phi_{sd} = \Phi_s$  et  $\Phi_{sq} = 0$
- Orientation du flux d'entrefer :  $\Phi_{md} = \Phi_m$  et  $\Phi_{mq} = 0$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante statorique en quadrature avec le flux.

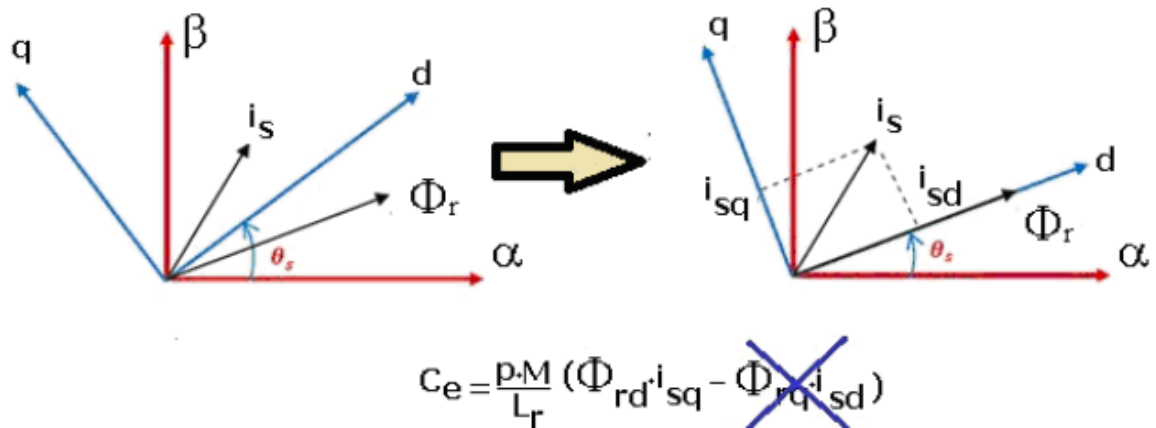
L'orientation du flux rotorique permet d'obtenir un couple de démarrage important nécessite la connaissance des paramètres rotorique [23].

Dans tout ce qui va suivre l'orientation du flux rotorique est la méthode qui sera retenue.

### II.3 Principe de la commande vectorielle avec orientation du flux

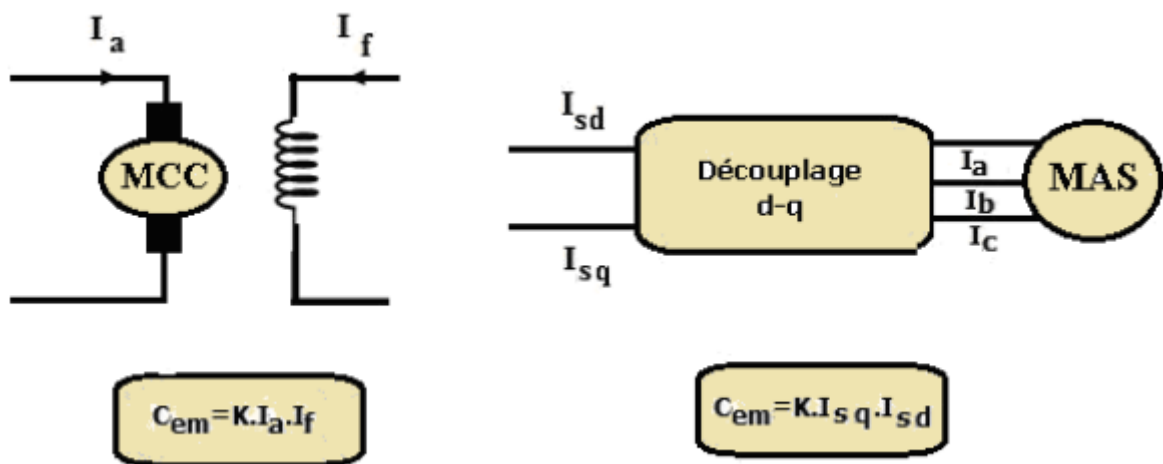
La commande vectorielle à flux orienté se base sur le contrôle de l'état magnétique de la machine et du couple électromagnétique. Elle permet d'imposer à la machine asynchrone un mode de fonctionnement analogue à celui de la machine à courant continu à excitation séparée qui a l'avantage d'avoir une expression du couple proportionnel à deux grandeurs naturellement indépendantes : le flux inducteur et le courant d'induit. Donc afin de faire la

translation de cet avantage aux machines asynchrones, le principe consiste à orienter le repère « **dq** » de manière à porter entièrement le flux sur l'axe « **d** » et par conséquent annuler la composante de flux en quadrature. Ce qui permet d'obtenir une expression du couple proportionnelle aux deux composantes orthogonales  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$



**Fig. II.2 : Principe de l'orientation du flux**

Les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  sont les composantes du courant statorique  $i_s$  portées sur axes direct et quadrature, et qui sont analogues, respectivement au courant d'excitation et courant d'induit. Il convient alors de régler le flux en agissant sur la composante  $i_{sd}$  du courant statorique et de régler le couple en agissant sur la composante  $i_{sq}$ . On a alors deux variables d'action comme dans le cas d'une MCC. Cette analogie est représentée par la figure (II.3)



**Fig. II.3 : Analogie M.C.C et MAS à flux orienté**

## II.4 Types de la commande vectorielle

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

### II.4.1 Commande vectorielle directe [24]

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

La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quel que soit le point de fonctionnement toute fois il nécessite l'utilisation d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement cout de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes

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

### II.4.2 Commande vectorielle indirecte [25]

Cette méthode n'utilise pas l'amplitude du flux de rotor mais seulement sa position. Elle n'exige pas l'utilisation d'un capteur de flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux. Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées. Dans le deuxième groupe, le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

L'inconvénient majeur de cette méthode est la sensibilité de l'estimation vers des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la

constante de temps rotorique  $T_r$ . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué.

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

### II.5 Commande vectorielle de la MAS avec pertes fer

Selon qu'on utilise une alimentation contrôlée en courant ou en tension, le principe de la commande vectorielle est le même c'est à dire de contrôler les deux composantes du courant ( $i_{sd}, i_{sq}$ )

L'application de la commande vectorielle à flux orienté nécessite les conditions suivantes :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{rq} = 0$$

Ce choix peut être représenté par la figure (II.4).

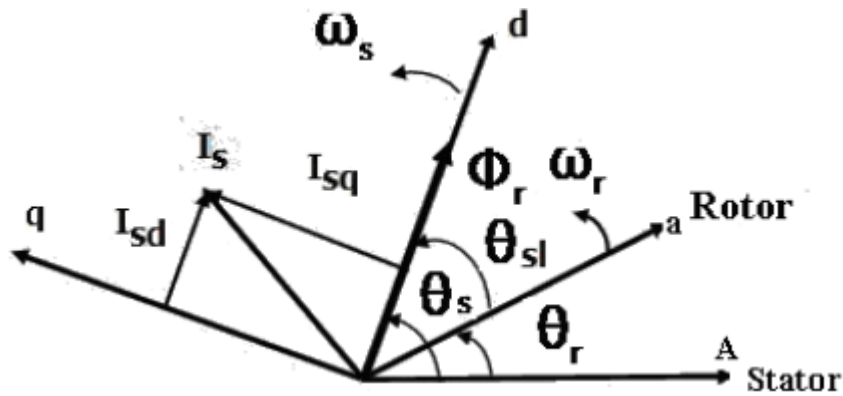


Fig. II.4 : Orientation du flux rotorique

En utilisant les équations (I-40) du modèle de la MAS qui tiennent compte des pertes fer et qui sont exprimées dans un repère lié au champ tournant ainsi que l'équation du couple :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = a_1 i_{sd} + \sigma L_s \omega_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + a_2 \Phi_{rd} \frac{\omega_r}{1+\sigma_r} \Phi_{rq} \\ V_{sq} = \sigma L_s \omega_s i_{sd} + a_1 i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + a_2 \Phi_{rq} \frac{\omega_r}{1+\sigma_r} \Phi_{rd} \\ \frac{d\Phi_{rd}}{dt} = a_3 i_{sd} + \omega_{sl} \Phi_{rq} - \frac{1}{T_{r1}} \Phi_{rd} \\ \frac{d\Phi_{rq}}{dt} = a_3 i_{sq} - \omega_{sl} \Phi_{rd} - \frac{1}{T_{r1}} \Phi_{rq} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \end{array} \right.$$

(II.1)

Avec

$$a_1 = R_s + \frac{\sigma_r}{1+\sigma_r} R_{fs} + \frac{(R_r - \sigma_r R_{fr})}{(1+\sigma_r)^2} \quad a_2 = \frac{1}{L_r} \left[ R_{fs} - \frac{(R_r + R_{fr})}{(1+\sigma_r)} \right]$$

$$a_3 = \left[ \frac{R_r - \sigma_r R_{fr}}{(1+\sigma_r)} \right] \quad T_{r1} = \frac{L_r}{(R_r + R_{fr})}$$

Et par l'application de la loi de l'orientation du flux assurant le découplage, on aboutit au système d'équations suivant :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + a_2 \cdot \Phi_r \\ V_{sq} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_r}{1+\sigma_r} \cdot \Phi_r \\ \Phi_r = \left( \frac{T_{r1} \cdot a_3}{T_{r1} \cdot s + 1} \right) \cdot i_{sd} \\ \omega_{sl} = a_3 \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r \cdot i_{sq} \end{array} \right.$$

(II.2)

Le modèle ci-dessus constitue la base essentielle de la commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique.

### II.5.1 Machine asynchrone alimentée en courant

Dans ce cas, seule la dynamique du rotor est prise en compte pour réaliser la commande.

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_r = \left( \frac{T_{r1} \cdot a_3}{T_{r1} \cdot s + 1} \right) \cdot i_{sd} \\ \omega_{sl} = a_3 \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r \cdot i_{sq} \end{array} \right.$$

(II.3)

Les équations obtenues montrent que l'amplitude du flux rotorique est déterminée par la composante directe «*s*» alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature «*q*» si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi une décomposition entre les deux composantes du courant statorique est réalisée, ce qui donne à la machine asynchrone des caractéristiques analogues à celles de la machine à courant continu [26]. Pour assurer à tout instant un couple maximal, le flux doit être maintenu à sa valeur nominale. Pour les régimes de grandes vitesses, il faut garder un niveau énergétique constant, donc il faut réduire le flux, on parle du bloc défluxage. (Figure. II.5). Donc, on fait recours à un bloc non linéaire dit « Bloc de défluxage » défini par la fonction non-linéaire suivante :

En sous-vitesse :  $\Phi_r^* = \Phi_{rn}$  pour  $|\Omega| \leq \Omega_n$

En sur-vitesse :  $\Phi_r^* = \frac{\Phi_{rn}\Omega_n}{|\Omega|}$  pour  $|\Omega| > \Omega_n$

Avec :

$\Phi_r^*$  : Flux rotorique de référence.

$\Phi_{rn}$  : Flux rotorique nominal.

$\Omega_n$  : Vitesse de rotation nominale.

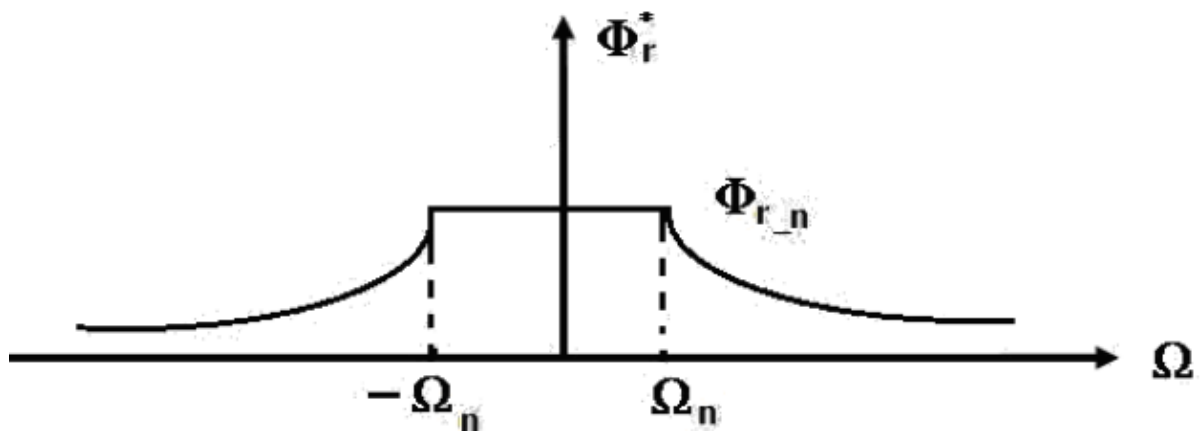


Fig. II.5 : Bloc de défluxage

### II.5.2 Machine asynchrone alimentée en tension

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les équations dynamiques du rotor et du stator sont à exploiter pour réaliser la commande. Dans ce cas, les variables de commande sont les tensions statoriques

$$\begin{cases} V_{sd} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + a_2 \cdot \Phi_r \\ V_{sq} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{\omega_r}{1+\sigma_r} \cdot \Phi_r \\ \Phi_r = \left( \frac{T_{r1} \cdot a_3}{T_{r1} \cdot s + 1} \right) \cdot i_{sd} \\ \omega_{sl} = a_3 \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \\ C_{em} = p \frac{M}{L_r} \Phi_r \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Pour les tensions statoriques, en substituant  $\omega_s = \omega_s - \omega_{sl}$  dans l'équation  $V_{sq}$ , on obtient

$$\begin{cases} V_{sd} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} + a_2 \cdot \Phi_r \\ V_{sq} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sq} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{1}{1+\sigma_r} \cdot (\omega_s \Phi_r - a_3 i_{sq}) \end{cases} \quad (II.5)$$

L'analyse des deux équations des tensions statoriques montre clairement l'influence de  $V_{sd}$  à la fois sur  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour  $V_{sq}$ . Autrement dit, les axes **d** et **q** sont fortement couplés. Ce couplage peut être représentée par le schéma suivant :

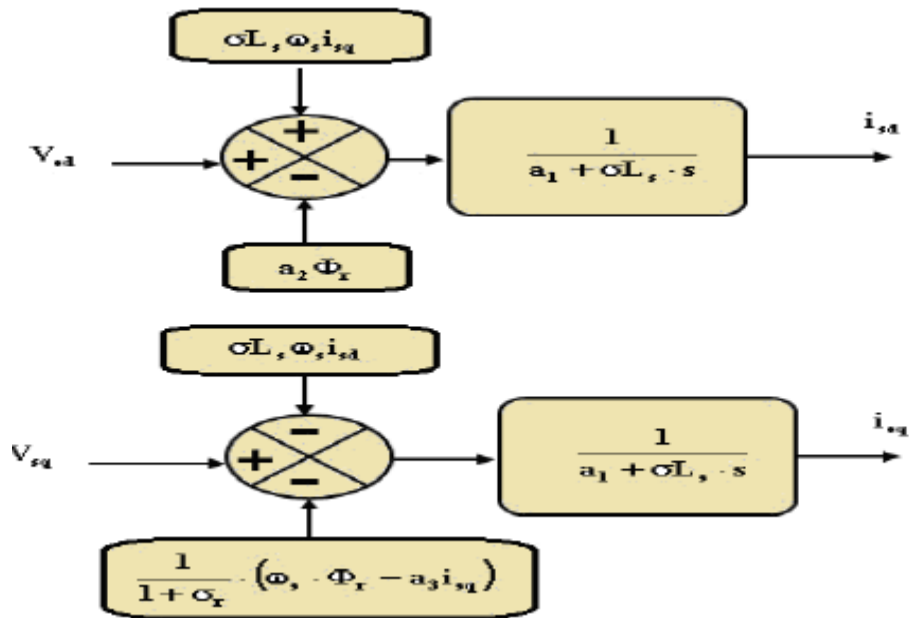


Fig. II.6 : Termes de couplages dans les équations statoriques

Donc on est amené à faire un découplage par compensation. Cela revient à introduire deux nouvelles variables de commande  $V_{sd1}$   $V_{sd2}$  [12] comme suit :

$$\begin{cases} V_{sd1} = V_{sd} + f_{emd} \\ V_{sq1} = V_{sq} + f_{emq} \end{cases} \quad (II.6)$$

Avec

$$\begin{cases} f_{emd} = \sigma L_s \omega_s i_{sq} - a_2 \cdot \Phi_r \\ f_{emq} = -\sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{1}{1 + \sigma_r} \cdot (\omega_s \Phi_r - a_3 i_{sq}) \end{cases} \quad (II.7)$$

Les tensions  $V_{sd}$   $V_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $V_{sd1}$   $V_{sd2}$

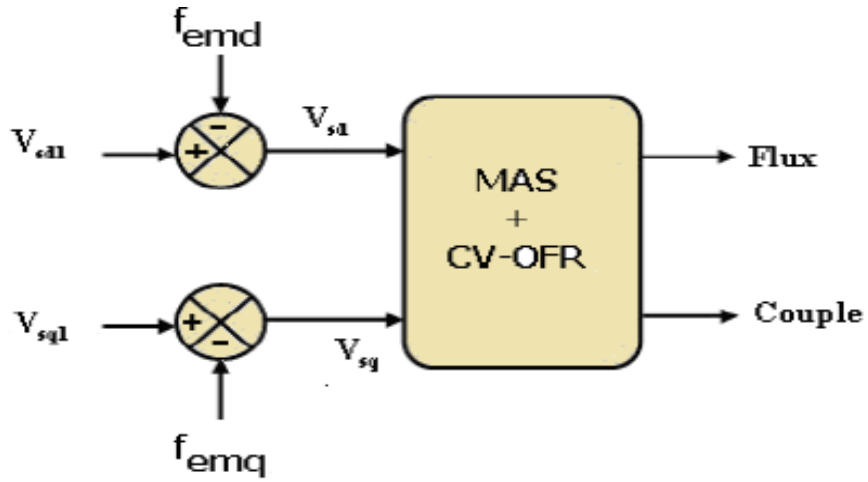


Fig. II.7 : Reconstitution des tensions

Nous définissons un nouveau système (Fig.II.8) pour lequel les actions sur les axes **d** et **q** sont donc découplées :

$$\begin{cases} V_{sd} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sd} \\ V_{sq} = (a_1 + s\sigma L_s) \cdot i_{sq} \end{cases}$$

(II.8)

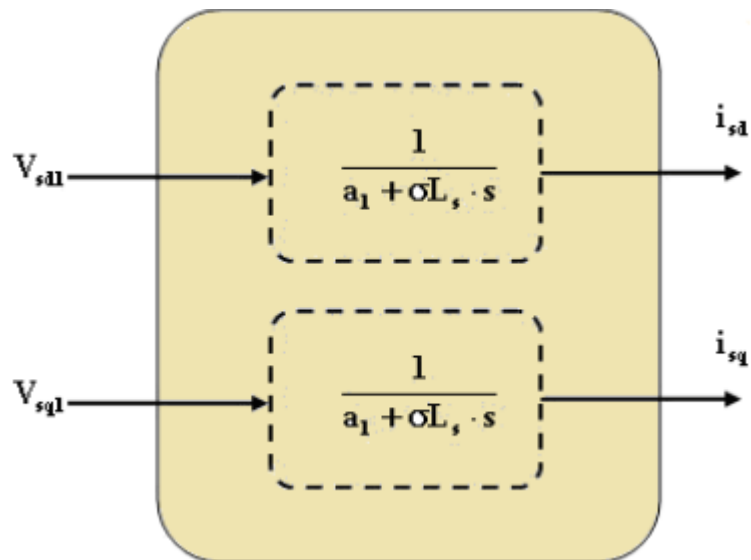


Fig. II.8 : Commande découplée

## II.6 Calcul des régulateurs

### II.6.1 Régulation de courant statorique $i_{sd}$

Le schéma bloc de la régulation de la composante directe du courant statorique  $i_{sd}$  est représenté par la figure (II.9)

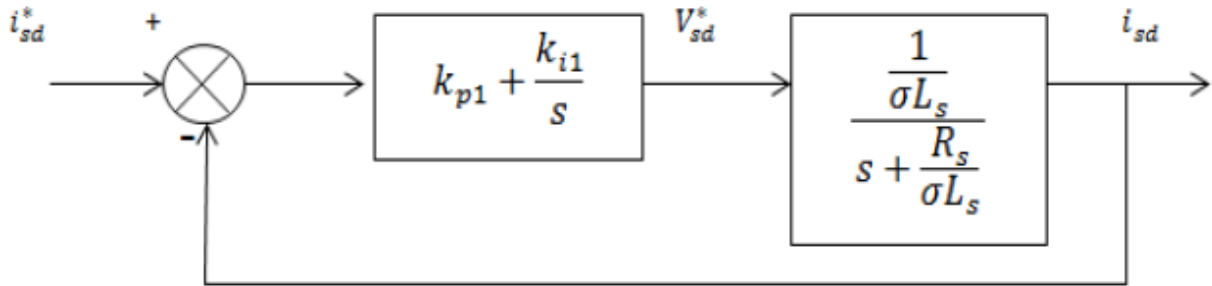


Fig II.9 : Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sd}$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit :

$$F i_{sd} = \frac{i_{sd}}{i_{sd}^*} = K_{p1} \frac{s + \frac{K_i}{K_{p1}}}{s} \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s}} \quad (\text{II.9})$$

Compensons le pôle  $(s + \frac{K_i}{K_{p1}})$  par  $(s + \frac{R_s}{\sigma L_s})$  ce qui se traduit par la condition

$$\frac{K_{i1}}{K_{p1}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (\text{II.10})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant :

$$F i_{sd} = \frac{K_{p1}}{\sigma L_s} \quad (\text{II.11})$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G i_{sd} = \frac{F i_{sd}}{1 + F i_{sd}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{p1}} + 1} \quad (\text{II.12})$$

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{1 + K_{p1}} \quad (\text{II.13})$$

Nous obtenus une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constant de temps

$$\tau_1 = \frac{\sigma L_s}{1+K_{p1}}.$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep1}$  (5%) . Nous obtenons la condition suivante :

$$3\tau_1 = t_{rep1} (5\%)$$

$$\frac{\sigma L_s}{K_{p1}} = t_{rep1} (5\%)$$

Donc :

$$K_{p1} = \frac{\sigma L_s}{t_{rep1} (5\%)} \quad (\text{II.14})$$

Et, d'après l'équation (II.10)

$$K_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1} (5\%)} \quad (\text{II.15})$$

### II.6.2 Régulation de courant statorique $i_{sq}$

Le schéma bloc de la régulation de la composante inverse du courant statorique est Représenté par la figure (II.10).

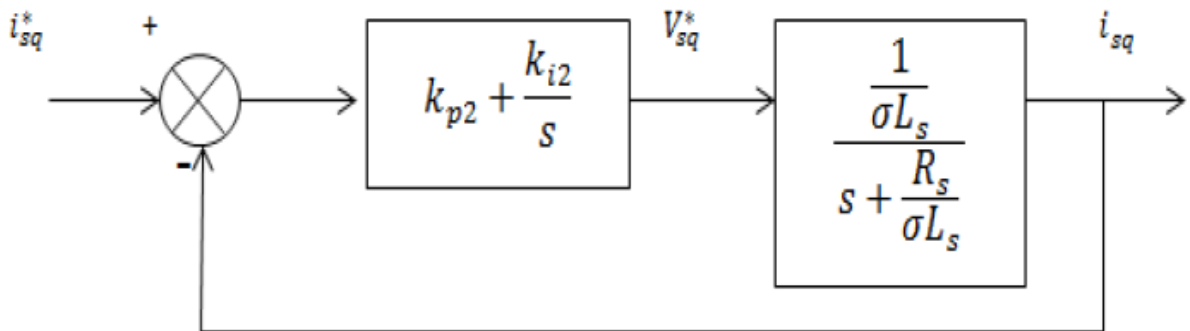


Figure (II.10) : Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $i_{sq}$

On remarque que le courant  $i_{sq}$  à la même dynamique que le courant  $i_{sd}$ , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment

$$K_{p2} = \frac{3\sigma L_s}{t_{rep2} (5\%)} \quad (\text{II.16})$$

$$K_{i1} = \frac{3R_s}{t_{rep1} (5\%)}$$

### II.6.3 Régulation de la vitesse

Le schéma bloc de la régulation de la vitesse est représenté par la figure (II.11).

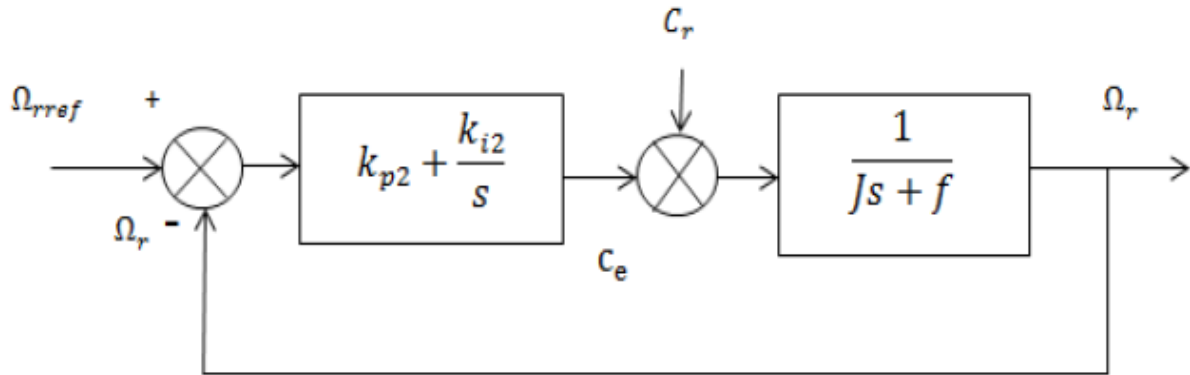


Fig (II.11) : Schéma-bloc de la régulation de vitesse

La fonction de transfert en boucle ouverte avec un couple résistant nul est donnée par :

$$F\Omega_r = \frac{\Omega_r}{\Omega^*} = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{s(Js + f)} \quad (\text{II.17})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G\Omega_r = \frac{k_{p3}s + k_{i3}}{Js^2(k_{p3} + f)s + k_{i3}} \quad (\text{II.18})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>eme</sup> ordre, dont la forme canonique

$$\frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1}$$

Par comparaison on obtient alors

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_n^2}$$

$$\frac{2\xi}{\omega_n} = \frac{k_{p3} + f}{k_{i3}}$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\xi = 1$  et une pulsation  $w_n$  donnée, on obtient :

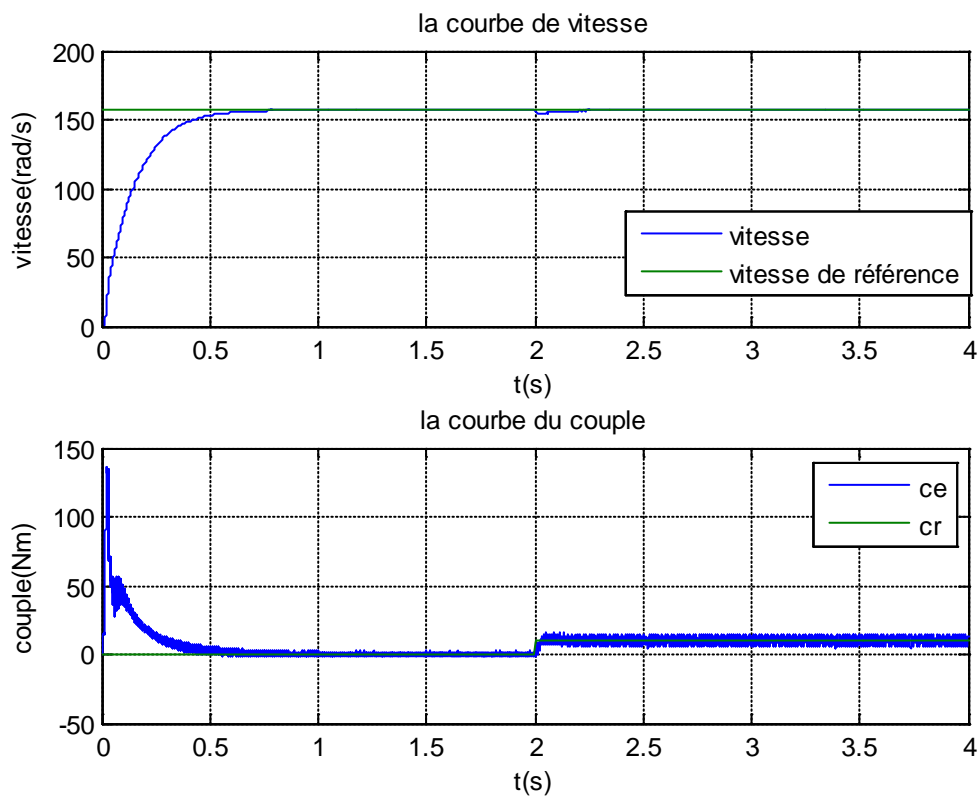
$$k_{i3} = 2Jw_n - f$$

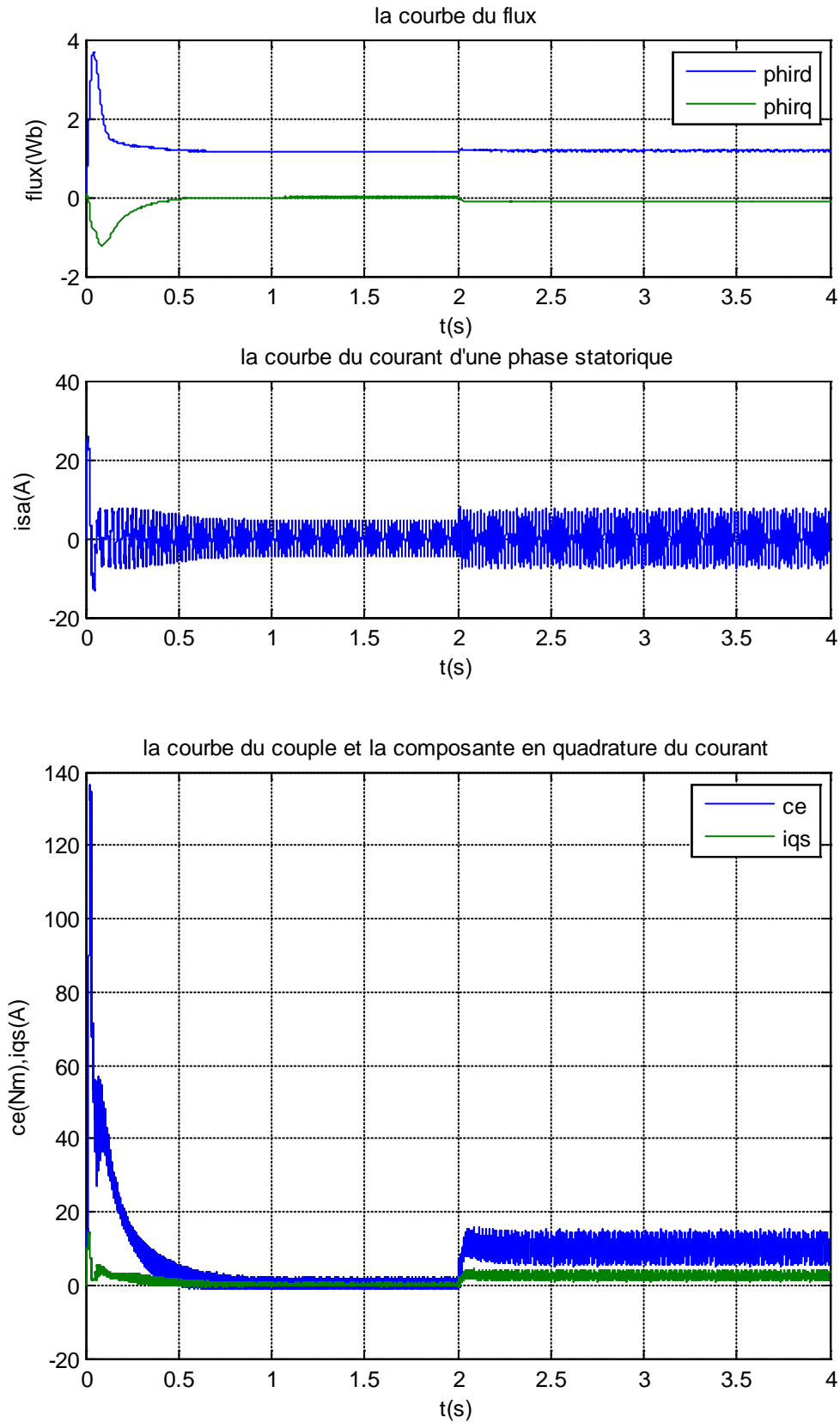
Afin d'éviter le dépassement en vitesse on ajoute un filtre de premier ordre de constante de Temps  $t$

## II.7 Résultats de simulation de la commande à flux rotorique orienté

Le schéma bloc en SIMULINK dédié à la simulation est celui donné par l'annexe B.

Dans le but d'observer la dynamique de la machine utilisant une commande vectorielle à flux rotorique orienté.





**Fig (II.12) : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone avec capteur de vitesse.**

### **II.7.1 Interprétation des résultats**

Nous remarquons sur la figure (II.12) que la vitesse augmente jusqu'à la valeur de consigne choisie (150 rad/s) dans un temps de (0.5 s). Le flux rotorique s'établit à la valeur 0,20 Wb avec un léger dépassement qui n'affecte l'évolution de la vitesse au démarrage. Le courant en quadrature et le couple présentent la même forme de variation. L'application d'un couple de charge de 10 N.m, conduit à une augmentation du couple jusqu'à 10 N.m, et une diminution légère de la vitesse de rotation, qui revient à sa valeur de consigne après une courte durée par l'effet de régulation. Le courant atteint sa valeur nominale. Le flux n'est pas affecté par la variation du couple. Ces résultats démontrent que le découplage souhaité entre le couple et le flux est réalisé.

### **II.8 Conclusion**

Dans ce troisième chapitre, la théorie de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique a été présentée. L'approche indirecte associée aux deux techniques de contrôle de l'onduleur, soit en tension ou en courant, ont été étudiées.

La commande vectorielle à flux rotorique orienté a été validée expérimentalement et par simulation.

Même si cette technique de commande, permettant à la machine asynchrone de se comporter comme une machine à courant continu à excitation séparée, est jugée bonne en terme de performances dynamiques et statiques, elle montre ses limites en terme d'énergie car elle garantit un niveau de flux constant surtout au-dessous de la vitesse nominale, ce qui garantira des pertes magnétiques constantes même pour des faibles couples de charges et par conséquent un rendement médiocre.

Pour remédier à ce problème, plusieurs stratégies de commande à flux optimal seront associées à la commande vectorielle avec orientation de flux afin d'assurer un fonctionnement à énergie minimale.

***CHAPITRE III :***  
***Commande sans***  
***capteur mécanique***  
***par la méthode MRAS***

### **III.1 Introduction**

La suppression des capteurs de vitesse, est devenue une tâche inévitable dans les commandes à hautes performances, car non seulement les capteurs augmentent le coût et la complexité des machines, les mesures sont tachées par les bruits qui influent sur la robustesse des commandes, surtout en milieux hostiles.

La méthode basé sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé MRAS de l'anglais (Model Reference Adaptive System) a été prouvé que c'est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, ceci est dû aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [27] [28].

Ce chapitre est organisé de la manière suivante, au début nous allons présenter les différentes méthodes de base de la MRAS, ensuite nous développerons l'étude théorique de la méthode choisie afin de l'appliquer à notre machine, enfin on passera à la simulation et à l'analyse des résultats obtenus.

### **III.2 Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS)**

Le MRAS (Système Adaptatif à Modèle de Référence) est basée sur la comparaison des sorties de deux estimateurs. Le premier, qui n'introduit pas la grandeur à estimer (la vitesse dans notre cas), est appelé modèle de référence et le deuxième est le modèle ajustable. L'erreur entre ces deux modèles pilote un mécanisme d'adaptation qui génère la vitesse. Cette dernière est utilisée dans le modèle ajustable. La première étude du MRAS pour la machine asynchrone est due à Schauder [29].

La Figure (III.1) présente le schéma synoptique du MRAS.

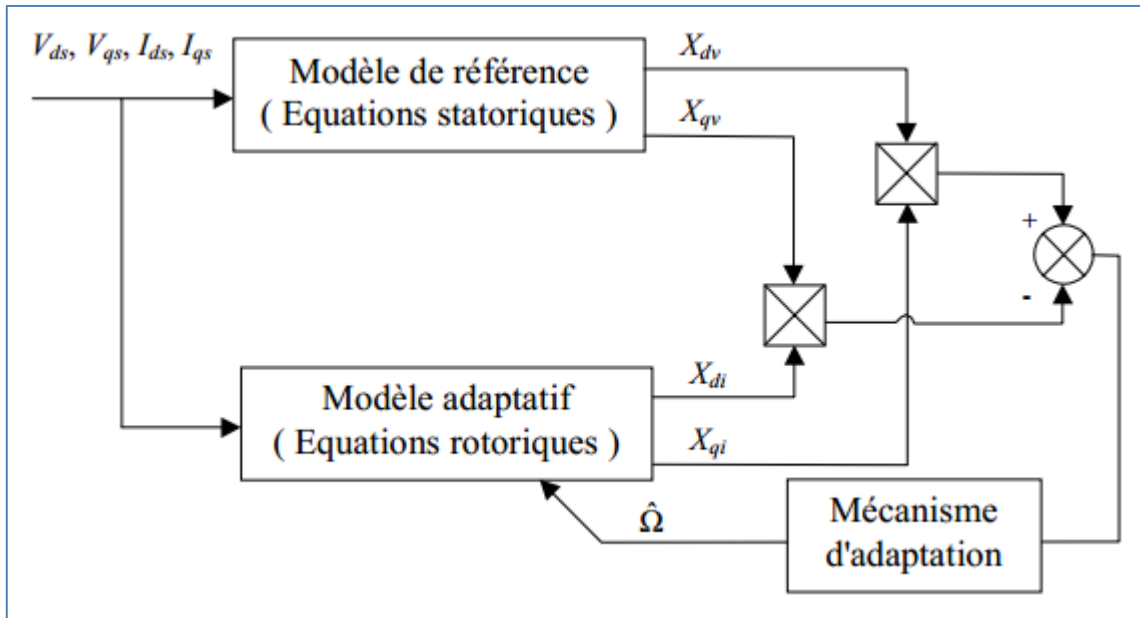


Fig (III.1) : principe du MRAS

Le MRAS le plus courant se base sur les modèles tension et courant de la machine asynchrone écrits dans le repère statorique.

### III.2.1 Modèle de référence

Nous souhaitons estimer les composantes de  $\varphi$  à partir de la mesure des courants et des tensions statoriques. Les deux équations du modèle de référence deviennent :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( v_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M} \left( v_{s\beta} - R_s I_{s\beta} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (III.1)$$

### III.2.2 Modèle ajustable

Pour établir le modèle adaptatif, nous exprimons dans un repère lié au stator  $w_s = 0$ , les flux exprimés avec les grandeurs rotoriques dans un repère  $\alpha\beta$  :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{r\alpha i} - p \hat{\Omega} \varphi_{r\beta i} + \frac{M}{\tau_r} I_{s\alpha} \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = -\frac{1}{\tau_r} \varphi_{r\beta i} + p \hat{\Omega} \varphi_{r\alpha i} + \frac{M}{\tau_r} I_{s\beta} \end{cases} \quad (III.2)$$

L'erreur destinée au correcteur est calculée suivant le produit croisé :

$$e = \varphi_{r\alpha i} \varphi_{r\beta v} - \varphi_{r\alpha v} \varphi_{r\beta i} \quad (III.3)$$

A l'examen de ces équations, il apparaît évident, que l'on va se trouver confronté aux problèmes d'intégration en boucle ouverte. De nombreux auteurs, parmi eux [30] et [31] proposent d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs. La fréquence de coupure est à choisir avec soin, elle fixe le seuil de vitesse ou plutôt de pulsation statorique en dessous duquel la commande ne peut plus fonctionner correctement.

Certes, si une inversion de vitesse s'opère rapidement, le système peut continuer à fonctionner. Néanmoins, si l'on reste trop longtemps à très basse vitesse, voir à l'arrêt, le contrôle est perdu

Afin de palier ses problèmes, des solutions de MRAS plus robustes ont été proposées, parmi elles, on cite celles proposées par Peng et Fukao [32].

Les auteurs évitent l'intégration et utilisent les composantes  $E_{s\alpha}$  et  $E_{s\beta}$  de fcem de la machine. Leur produit croisé entre le modèle tension et le modèle courant, définit le critère d'erreur. Ils furent également parmi les premiers à proposer d'utiliser un MRAS basé sur l'observation de l'énergie réactive instantanée plutôt que sur le flux rotorique. Cette méthode se distingue également par l'absence de la résistance statorique dans sa formulation, la rendant plus robuste aux variations de ce paramètre par rapport à ses prédécesseurs.

Un rapprochement peut se faire par rapport à un observateur (non étendu) dans la manière dont se fait le bouclage sur le modèle adaptatif. Toutefois, dans le cas de l'observateur, le modèle de référence est le système physique lui-même. Nous y retrouvons donc les problèmes rencontrés dans le cas des observateurs.

En définitive, se pose toujours le même problème à basse vitesse, d'où l'utilisation dans certaines applications de filtres passe-bas au lieu d'intégrateurs purs. Il faut également ajouter la question de convergence (stabilité et rapidité) de l'estimation et de la dépendance vis à vis des paramètres de la machine surtout en ce qui concerne le modèle de référence.

### III.2.3 Modèles basés sur le flux rotorique

Différentes méthodes de la MRAS ont été proposées par les chercheurs, la première, est celle qui utilise le flux rotorique de la machine, et qui se base sur le modèle en tension choisi comme référence, et le modèle en courant qui sera le modèle ajustable. Les équations de la machine asynchrone sont écrites dans le repère stationnaire.

• Le modèle de tension :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt}) \quad \text{(III.4)}$$

Avec :

$$\begin{aligned}v_s &= v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \\i_s &= i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \\\varphi_r &= \varphi_{r\alpha} + j\varphi_{r\beta}\end{aligned}$$

• Le modèle de courant (adaptatif) est lui décrit par :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = \left( \frac{-1}{T_r} + jp\Omega \right) \varphi_r + \frac{L_m}{T_r} i_s \quad (\text{III.5})$$

On voit bien la vitesse  $\Omega$  qui apparaît explicitement dans (III.5).

Le problème rencontré par cette méthode, est l'intégration en en boucle ouverte, la solution d'utiliser des filtres passe-bas à la place des intégrateurs purs a été efficace, mais pas en basses vitesses [33].

### III.2.4 Modèles basés sur la force contre électromotrice (fcém)

Pour éviter complètement les problèmes de l'intégration pure, Peng et **Fukao** ont proposé dans

[36], une méthode qui utilise l'estimation de la fcém à la place du flux, les équations sont les suivantes :

Pour le modèle de référence :

$$\frac{d\varphi_r}{dt} = e_{rv} = \frac{L_r}{L_m} (v_s - R_s i_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt}) \quad (\text{III.6})$$

Pour le modèle adaptatif, il s'écrit en introduisant le courant magnétisant  $i_m$ :

$$\frac{di_m}{dt} = w \otimes i_m - \frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_s \quad (\text{III.7})$$

Avec :  $\otimes$  le produit croisé.

D'où :

$$e_{mi} = \frac{L_m^2}{L_r} (w \otimes i_m - \frac{1}{T_r} i_m + \frac{1}{T_r} i_s) \quad (\text{III.8})$$

Cette méthode a présenté des performances plus importantes que sa précédente, néanmoins, elle est plus difficile à mettre en œuvre [10], en plus elle dépend de la résistance statorique. La troisième, fut proposée par les mêmes auteurs [17], elle est basée sur l'estimation de la puissance réactive instantanée, en utilisant le produit vectoriel de la fcém et le courant magnétisant.

Le vecteur de la puissance réactive peut être exprimée par :

$$Q_m = i_s \otimes e_m \quad (\text{III.9})$$

Dont le module Q représente la puissance réactive instantanée.

En substituant (III.6) et (III.8) dans (III.9), sachant que  $i_s \otimes i_s = 0$ , conduit à :

Pour le modèle de référence :

$$Q_{ref} = \left| i_s \otimes \left( v_s - \sigma L_s \frac{di_s}{dt} \right) \right| \quad (\text{III.10})$$

Et pour le modèle adaptatif :

$$Q_{est} = \frac{L_m^2}{L_r} \left( (i_m * i_s) \omega + \frac{1}{T_r} |i_m \otimes i_s| \right) \quad (\text{III.11})$$

Où : \* représente ici le produit scalaire.

Cette méthode présente l'avantage d'être indépendante de la résistance statorique, donc sa gamme est étendue aux basses vitesses. Mais on remarque la présence de  $L_s$ , qui exprime que le modèle de référence est toujours influé par les variations des paramètres.

D'autres chercheurs se sont inspirés de cette dernière méthode tel que [35], qui ont utilisé d'autres formules de la puissance réactive, et ont pu éliminer les dépendances paramétriques du modèle de référence.

C'est sur les bases de ces deux derniers travaux que notre travail va être présenté.

### III.3 La méthode MRAS basée sur la puissance réactive

#### III.3.1 Calcul de la puissance réactive

Les équations des tensions de la machine asynchrone peuvent être exprimées dans le référentiel  $dq$  par :

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\varphi}_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_{rq} \quad (\text{III.12})$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\varphi}_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \varphi_{rd} \quad (\text{III.13})$$

Où : l'exposant  $(\dot{\phantom{x}})$  indique la dérivée temporelle.

L'expression de la puissance réactive est donnée par :

$$Q = \text{Im} \{ v_s i_s^* \} = \text{Im} \{ (v_{sd} + jv_{sq})(i_{sd} - ji_{sq}) \} \quad (\text{III.14})$$

Où :  $i_s^*$  est le conjugué de  $i_s$

En remplaçant (III.12), et (III.13) dans (III.14) l'expression de la puissance réactive devient alors

$$Q_1 = \sigma L_s (\dot{i}_{sq} i_{sd} - \dot{i}_{sd} i_{sq}) + \sigma L_s w_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{rq} \dot{i}_{sd} - \varphi_{rd} \dot{i}_{sq}) + \frac{L_m}{L_r} w_s (\varphi_{rd} i_{sd} + \varphi_{rq} i_{sq}) \quad (\text{III.15})$$

On remarque qu'en multipliant (III.12) par  $i_{sq}$ , et (III.13) par  $i_{sd}$ , et après soustraction, on arrivera à la même équation de la puissance réactive exprimer dans (III.15), ce qui fait qu'on a une autre expression de la puissance réactive :

$$Q_2 = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (\text{III.16})$$

En utilisant l'approximation, que les valeurs réelles des tensions vont se rapprocher de leurs Valeurs de référence en régime permanent [36], l'équation (III.16) peut s'écrire :

$$Q_{ref} = v_{sq}^* i_{sd} - v_{sd}^* i_{sq} \quad (\text{III.17})$$

Et en prenant en considération que dans la commande vectorielle  $\varphi_{rq} = 0$ , et qu'en régime permanent, les termes des dérivées temporelles disparaissent, sachant que,  $\varphi_{rd} = L_m i_{sd}$ , l'équation (III.15) devient alors :

$$Q_{est} = \sigma L_s w_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} w_s i_{sd}^2 \quad (\text{III.18})$$

A partir de ces résultats, il est évident que pour le modèle de référence on prendra la puissance réactive dans (III.17), et vu que (III.18) demande l'information de la vitesse, elle sera prise pour le modèle ajustable, ceci est montré dans la figure (III.2).

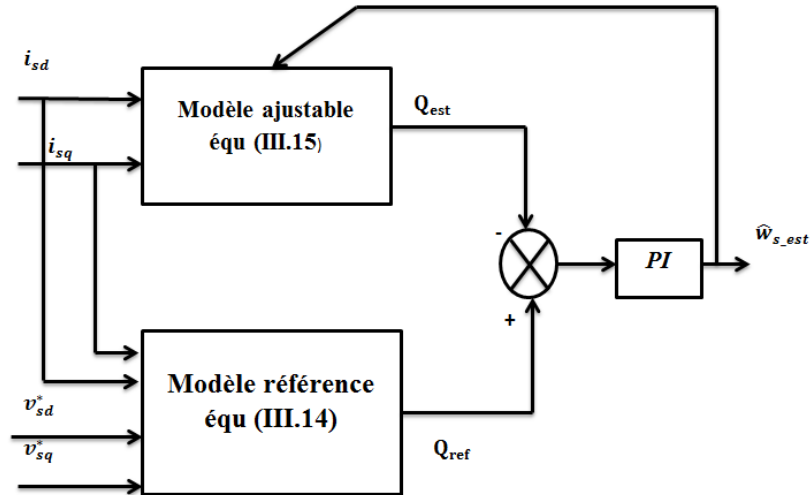


Fig (III.2) : Elaboration de la méthode MRAS à puissance réactive

### III.3.2 Mécanisme d'adaptation

#### III.3.2.1 Description générale

Le mécanisme d'adaptation est très important car, il doit assurer la stabilité du système, et que la valeur estimée converge vers la valeur de référence. Pour la MRAS le mécanisme d'adaptation est élaboré à partir du concept proposé par Landau, fondé sur l'idée de comparer la sortie du modèle de référence et celle du modèle ajustable, et de trouver un mécanisme d'adaptation pour minimiser l'erreur entre les deux modèles en se basant sur le concept d'hyper stabilité qui concerne les systèmes à rétroaction qui peuvent être divisés en deux blocs. [36][35][34], (voir figure (III .3)).

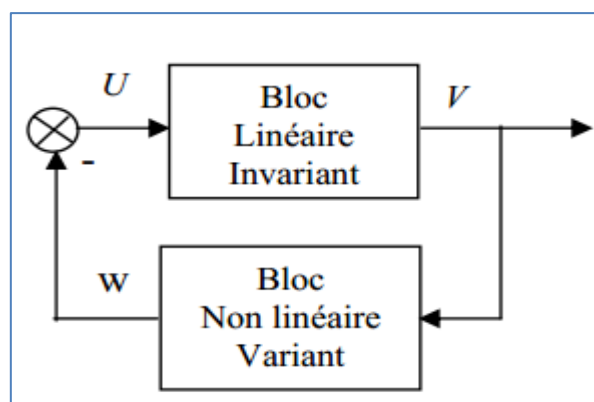


Fig III.3 : système à rétroaction

Le système est dit asymptotiquement hyper stable quand les deux conditions suivantes sont satisfaites :

- La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive.

- Le bloc non linéaire variant doit satisfaire l'intégrale d'inégalité de Popov :

$$\int_0^{t_1} V^T W dt \geq -\gamma^2 \text{ Pour tout } t > 0 \quad \text{(III.19)}$$

Où: (-W) et V sont respectivement l'entrée et la sortie du bloc linéaire invariant.

$\gamma^2$ : est une constante réel positive.

Le système de la figure (III.3) est équivalent à celui qui est montré sur la figure(III.4)[34].

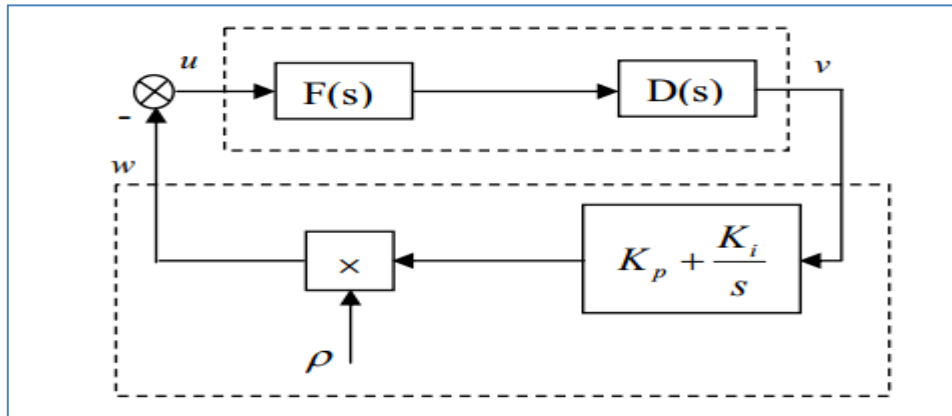


Fig (III.4) : système à rétroaction équivalent de la MRAS

La procédure d'adaptation est alors comme suit : définir D(s) de tel sorte que la fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réel positive (première condition), après il faut choisir  $K_p$  et  $K_i$ , de sorte que l'inégalité de Popov soit satisfaite.

### III.3.2.2 Application à la commande vectorielle

Premièrement l'erreur entre le modèle de référence et le modèle ajustable est défini comme suit :

$$\varepsilon = Q_{ref} - Q_{est} \quad \text{(III.20)}$$

Cette erreur sera gouvernée par le mécanisme d'adaptation donné par l'équation :

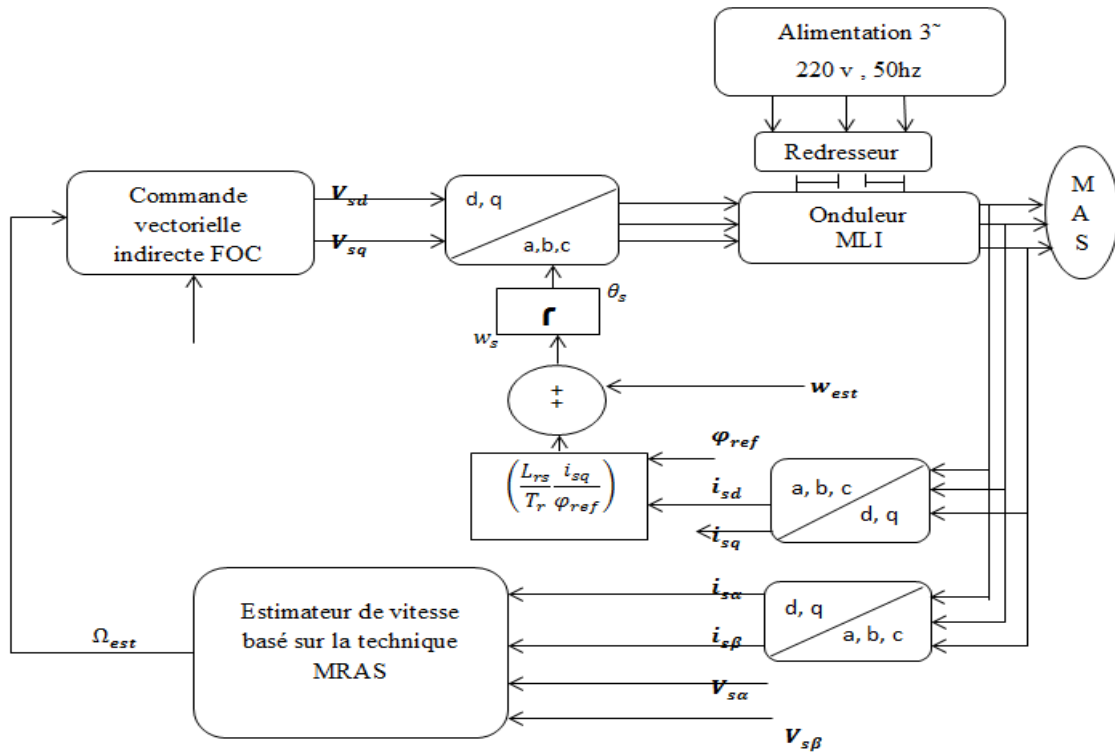
$$\hat{w}_s = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \quad \text{(III.21)}$$

La vitesse issue de (III.21) est à son tour réinjectée dans le modèle ajustable de telle manière que l'erreur converge vers zéro.

La démonstration de stabilité de la méthode est portée en annexe A.

### III.4 Schéma globale de la commande IRFOC sans capteurs

Le schéma global de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté sans capteurs mécaniques



**Fig (III.5) : schéma-bloc de la commande vectorielle sans capteur de vitesse de la MAS en utilisant la technique MRAS.**

### III.5 Simulation

Afin de mettre en valeur le bon fonctionnement de l'estimateur MRAS et s'assurer que notre estimateur arrive à estimer efficacement la vitesse, une comparaison entre la vitesse de la machine commandée par une commande vectorielle avec capteur de vitesse et celle obtenue aux mêmes conditions et sur le même programme à l'aide de l'estimateur MRAS est effectuée (figure (III.6)).

Une étude du comportement dynamique de la machine pour une consigne de vitesse de  $\Omega_{ref}=157\text{rad/s}$  avec application d'un couple de charge de 10 N.m entre 1s et 2s (figures (III.7)), est effectuée.

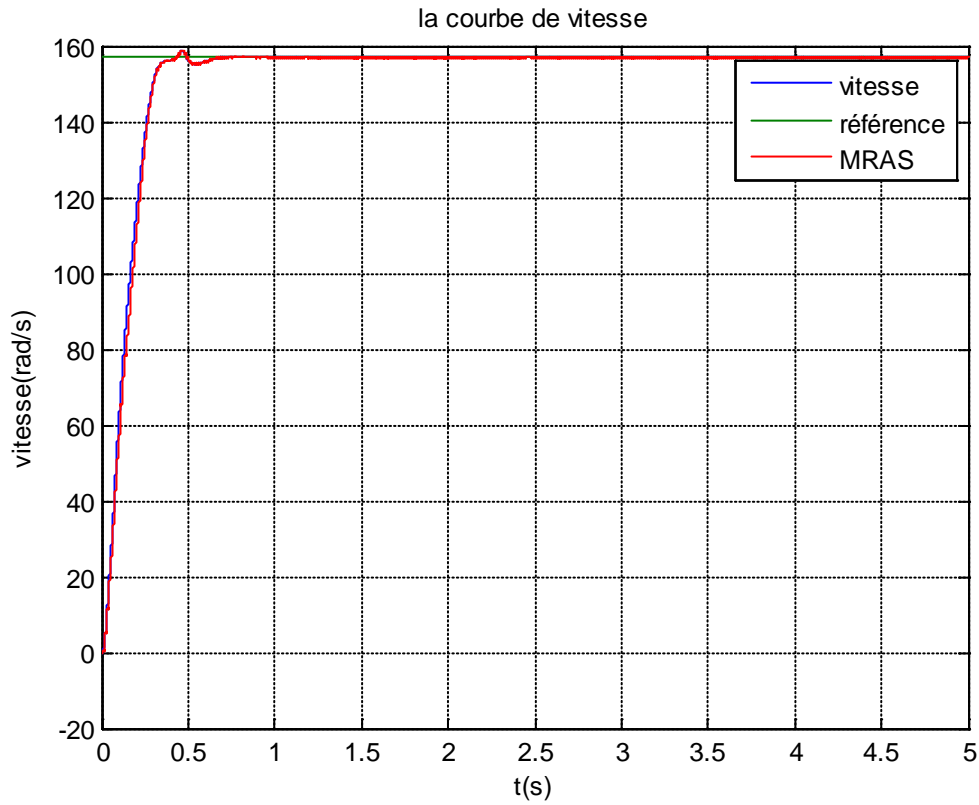
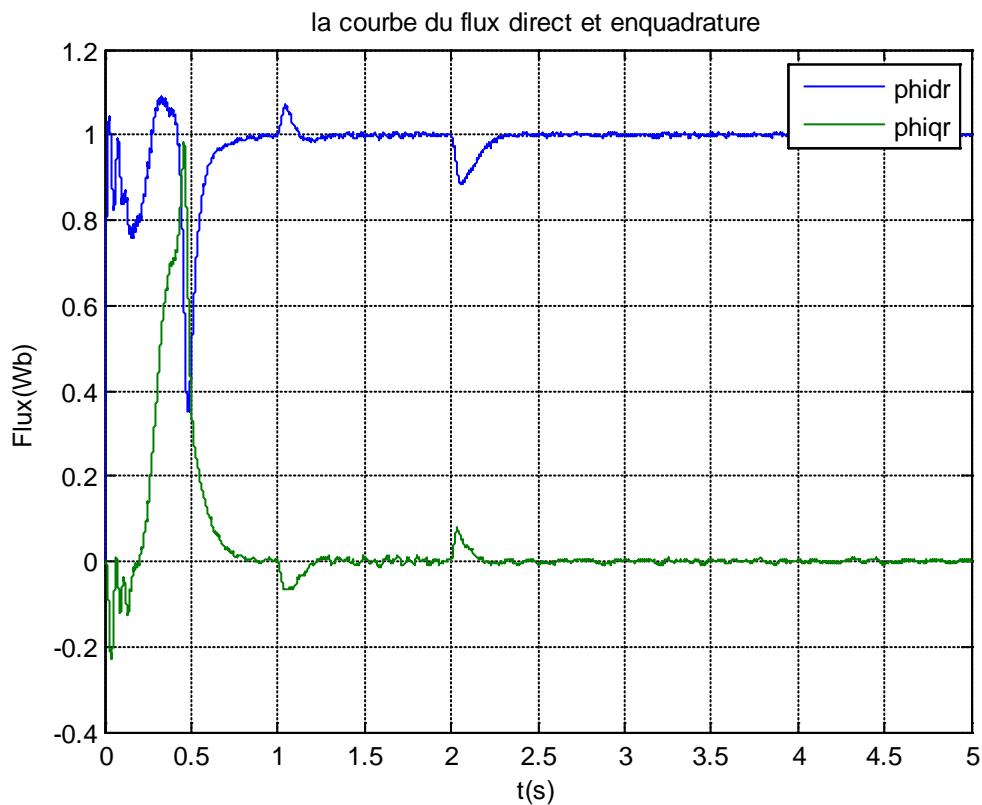
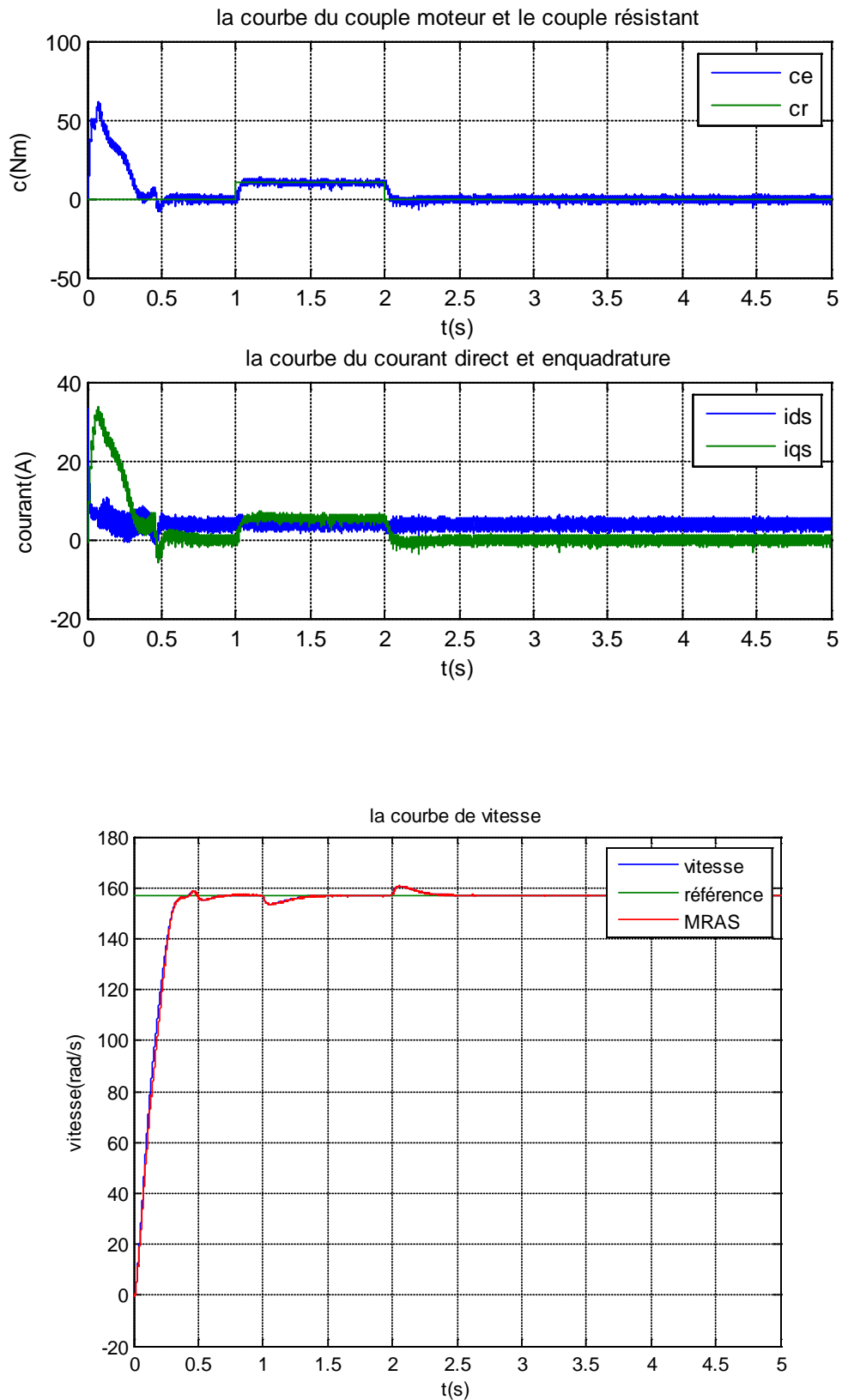


Fig (III.6): Comparaison entre la vitesse avec capteur ( $\Omega$ ) et la vitesse estimée (MRAS) pour une vitesse référence ( $\Omega_{ref}$ ) de 157 rad/s.





**Fig (III.7) : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone sans capteur de vitesse.**

### III.5.1 Interprétation des résultats

De la figure (III.6), nous concluons que la commande vectorielle indirecte sans capteur de vitesse basée sur la technique MRAS, avec des régulateurs PI, donne des performances très satisfaisantes. La vitesse estimée suit l'évolution de la vitesse réelle avec une erreur d'estimation presque nulle.

Les résultats de la figure (III.7), montre que la vitesse de la machine converge vers la vitesse de référence, ceci confirme l'efficacité de l'estimateur MRAS. Les perturbations dues à la charge sont compensées, la vitesse estimée suit la vitesse de référence et le découplage est maintenu dans les deux cas.

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une méthode d'estimation de la vitesse afin d'éliminer le capteur. La méthode mise en évidence est la MRAS, connue par sa simplicité et demandant moins d'efforts de calcul. Compte tenu des résultats obtenus, on peut conclure que la commande sans capteur mécanique proposée est presque insensible vis-à-vis des critères qui ont été testé. Ces résultats ont montré que la caractéristique de la vitesse estimée par la MRAS est satisfaisante et montre une bonne réponse dynamique et ne montre aucune influence sur le couple électromagnétique, sur les courants, et sur le flux rotorique.

# **Conclusions générales**

## Conclusions générales

Le travail effectué dans ce mémoire propose une amélioration de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Afin de montrer, qu'à travers une loi de commande éloignée judicieusement choisie et par l'introduction d'une méthode efficace pour supprimer tous les capteurs, il est possible d'atteindre plusieurs objectifs.

Après une étude théorique étendue, l'application de notre commande a confirmé par simulation les performances souhaitées. En effet les résultats ont montrés une dynamique excellente de la vitesse et du couple, ainsi qu'une robustesse très satisfaisantes vis-à-vis les incertitudes.

Dans la simulation des différentes consignes ont été appliquées au système afin de vérifier les performances de l'asservissement de vitesse. Les réponses en absence et en présence de la charge sont également analysées.

Dans le but d'éliminer le capteur de vitesse, et après avoir cité des commandes sans capteurs mécaniques, nous avons choisi la MRAS, car elle est la plus simple à implanter et se classe parmi les meilleures techniques.

Les performances de la méthode envisagée ont été mises en évidence par des changements de consigne, et application de perturbation de charge. La vitesse estimée par la MRAS a montré un bon suivi des consignes, avec des écarts satisfaisants même en basse vitesse. Du point de vue de la commande, la conception de nouvelles méthodes de commande robuste sans capteurs mécaniques reste un sujet ouvert pour obtenir de très bonnes performances en basses et grandes vitesses. Soit, et en perspective nous avons envisagé ceci :

- ✓ l'utilisation des techniques robustes d'observation telle qu'à mode glissant.
- ✓ Introduction de techniques intelligentes telles que la logique floue et les réseaux de neurones.
- ✓ L'utilisation des onduleurs deux niveaux

- [1] J. Pierre, P. Hautier et J. Faucher, « Modélisation et Commande de la machine asynchrone » Edition Technib, Paris, Octobre. 1995.
- [2] B. Walid H. Lamnaouar et H. Houari, «Commande de la machine a induction par technique MRAS », Mémoire d'ingénieur, Université Msila, 2007.
- [3] P. BASTIANI, «Stratégies de Commande Minimisant les Pertes d'un Ensemble Convertisseur Machine Alternative : Application à la Traction Electrique», Thèse de Doctorat. INSA de Lyon, 2001
- [4] J. CHATELAIN, «Machines Electriques », Tome II. Paris : Dunod, 1983, 328p
- [5] M. HECQUET, P. BROCHET. «Modélisation d'un Alternateur Automobile par un Réseau de Perméance Couplé à des Circuits Electriques», J. Phys. III, 1996, Vol. 6, N°. 2, pp. 1099-1116
- [6] Flux2D : Logiciels Eléments Finis pour les Applications Electromagnétiques, CEDRAT (CEE), Magsoft (USA), 1994.
- [7] O. GIZOLME, «Modélisation et Optimisation d'une Machine Synchrone et de son Alimentation pour la Traction Electrique », Thèse, Ecole Centrale de Lyon, 1997, 173p
- [8] R. ABDESSEMED et M. KADJOU DJ, «Modélisation des Machines Electriques», Presse de l'université de Batna. 1997.
- [9] Tamrabet Hanene" Robustesse d'un Control Vectoriel de Structure Minimal d'une Machine Asynchrone " Thèse de magistère, Batna, 20.05.2006.
- [10] Tchiali Fouad, Maghraoui Noura " Modélisation et Commande des Onduleurs Multi niveaux Asymétriques ", PFE. Dép. d'électrotechnique, U.S.T.H.B 2004.
- [11] Benyahia. M, "commande non linéaire et prédictive application à la machine asynchrone " thèse de magister ,Université de Batna 2001.
- [12] 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 Henri Poincaré, Nancy –I

- [13] E. MENDES and A. RAZEK, «Simple Model for Core Losses and Magnetic Saturation in Induction Machines Adapted for Direct Stator Flux Orientation Control», IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 26-28 October 1994, pp. 192-197, 1994
- [14] W.C. JONG, D. W. CHUNG and S. K. SUL, «Implementation of Field Oriented Induction Machine considering Iron losses», Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual Volume:1, 3-7 Mar 1996
- [15] C. CANUDAS, «Commande des Moteurs Asynchrone : Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC», Volume 1- Paris : Hermès Sciences Publications ,2000.
- [16] M. PIETRZAK-DAVID , « Algorithmes de Commande d'un Variateur Electrique Asynchrone», Thèse de Doctorat .INP de Toulouse 1988.
- [17] J. JUNG, K. NAM, «A Vector Control Scheme for EV Induction Motors with a Series Iron Loss Model», IEEE Transactions on industrial electronics, VOL 45.NO 4 pp 617-624 August 1998.
- [18] A. BABA, «Optimisation du Flux dans la Machine à Induction par une Commande Vectorielle:Minimisation des Pertes», Thèse de Doctorat 3T 3TUniversité Pierre et Marie Curie, 3T 3TParis VI.1997.
- [19] E. MENDES, A. BABA and A. RAZEK, « Losses Minimization of a Field Oriented Controlled Induction Machine», Proc. Of the Electrical machines and drives 11-13 September 1995. Conference .Publication No. 412, pp.310-314, 1995.
- [20] DissaAbdenmour,"Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire ", thèse de magister ,Université de Batna.
- [21] G. GUY et C. GUY, «Actionneurs Electriques: Principes, Modèles et Commande», Editions Eyrolles, 1997. ISBN: 2-212-09352-7
- [22]= S. MUSTAPHA, «Contribution à l'Etude des Filtres Actifs Hybrides», Thèse de Doctorat, université de Sétif 1. 2012
- [23] Y.D.LANDAU << Adaptive control the modèle référence approche .Inc, New york, 1979.

- [24] C.HALIME « Performance de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2001]
- [25] KADJOUJ MOHEMED, BOUKAZOUAHID « Modélisation et commande vectorielle d'une machine asynchrone avec prise en compte des pertes fer » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2006]
- [26] A. GOLEA, « Contribution au Développement d'une Méthodologie de Conception des Associations Convertisseurs – Machine », Thèse de Doctorat, Grenoble, France 1994.
- [27] V. PETER , «Vector Control of AC Machines», Oxford University Press, 1990.
- [28] B.TAREK « Commande vectorielle de la machine asynchrone par régulateur RST » Mémoire d'ingénieur université de Batna [2003]
- [29] C.HALIME « Performance de la machine asynchrone commandée vectoriellement et par mode glissant »
- [30] KADJOUJ MOHEMED, BOUKAZOUAHID « Modélisation et commande vectorielle d'une machine asynchrone avec prise en compte des pertes fer » Mémoire d'ingénieur, université de Batna [2006]
- [31] Haron A.R., Idris N.R.N. “Simulation of MRAS-based Speed Sensorless Estimation of Induction Motor Drives using Matlab/Simulink”, Power and Energy Conference, IEEE International Vol., pp. 411–415 Nov. 2006.
- [32] M. Rashed, A.F. Stronach “A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 6, Nov. 2004.
- [33] C. Schauder, “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”, Proc. IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, San Diego, California, pp.493- 499, 1989.
- [34] C. SCHAUDER, " adaptative speed identification for vector application", IEEE, vol 28, NO 5, septembre/octobre 1992.
- [35] M. Rashed, A.F. Stronach “A stable back-EMF MRAS-based sensorless low-speed induction motor drive insensitive to stator resistance variation”, IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 151, No. 6, Nov. 2004.
- [36] Fang-Zheng Peng, Fukao, T., Jih-Sheng Lai “Low-Speed Performance of Robust Speed Identification Using Instantaneous Reactive Power for Tacholeless Vector Control of Induction Motors”Industry Applications Society Annual Meeting. IEEE Vol.1, pp. 509 – 514, Oct 1994.

*Références*  
*Bibliographiques*

# ***ANNEXE***

## Annexe A

## 1- Paramètre de la machine

$V=220\text{ V}$  ;

$P=1500\text{ W}$  ;

$N_n=1430\text{ tr/min}$  ;

$f=50\text{ Hz}$  ;

$R_s=4.85\ \Omega$  ;

$R_r=3.605\ \Omega$  ;

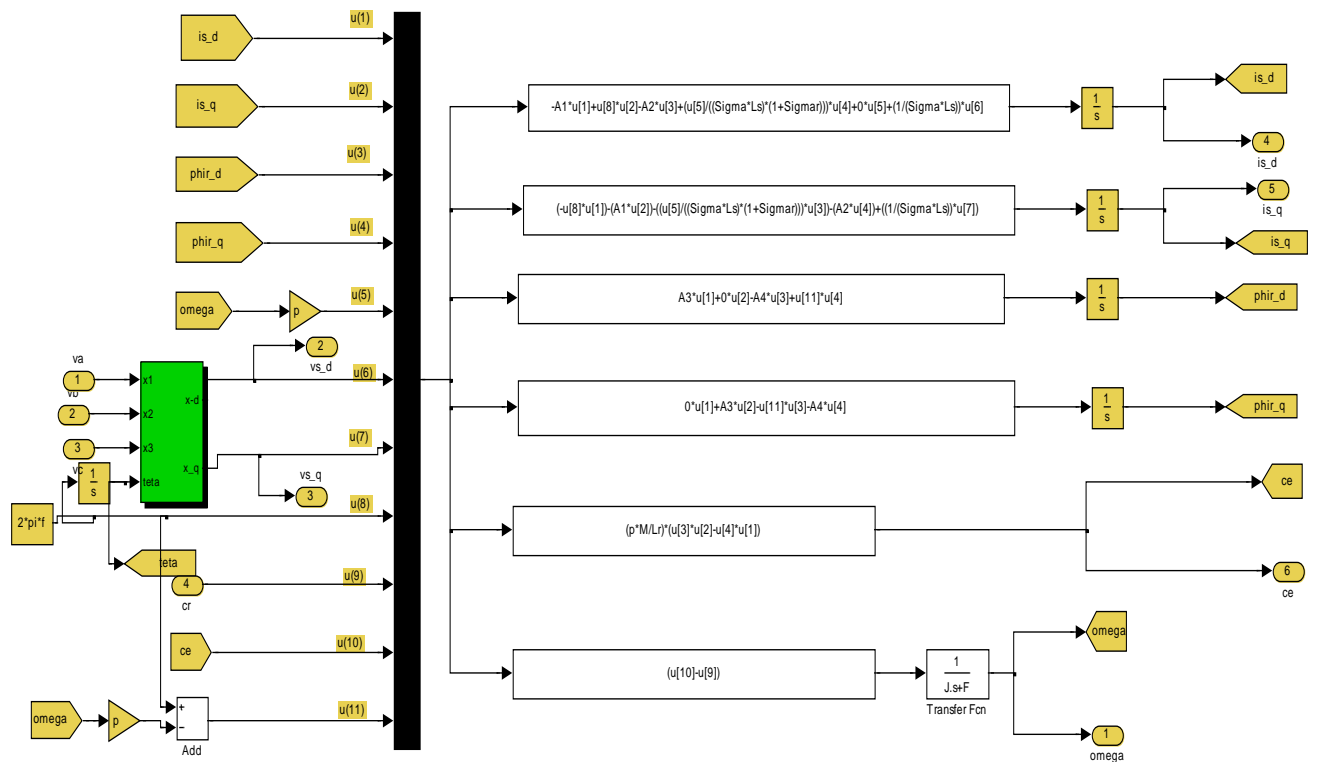
$L_r=0.274\text{ H}$  ;

$L_s=0.274\text{ H}$  ;

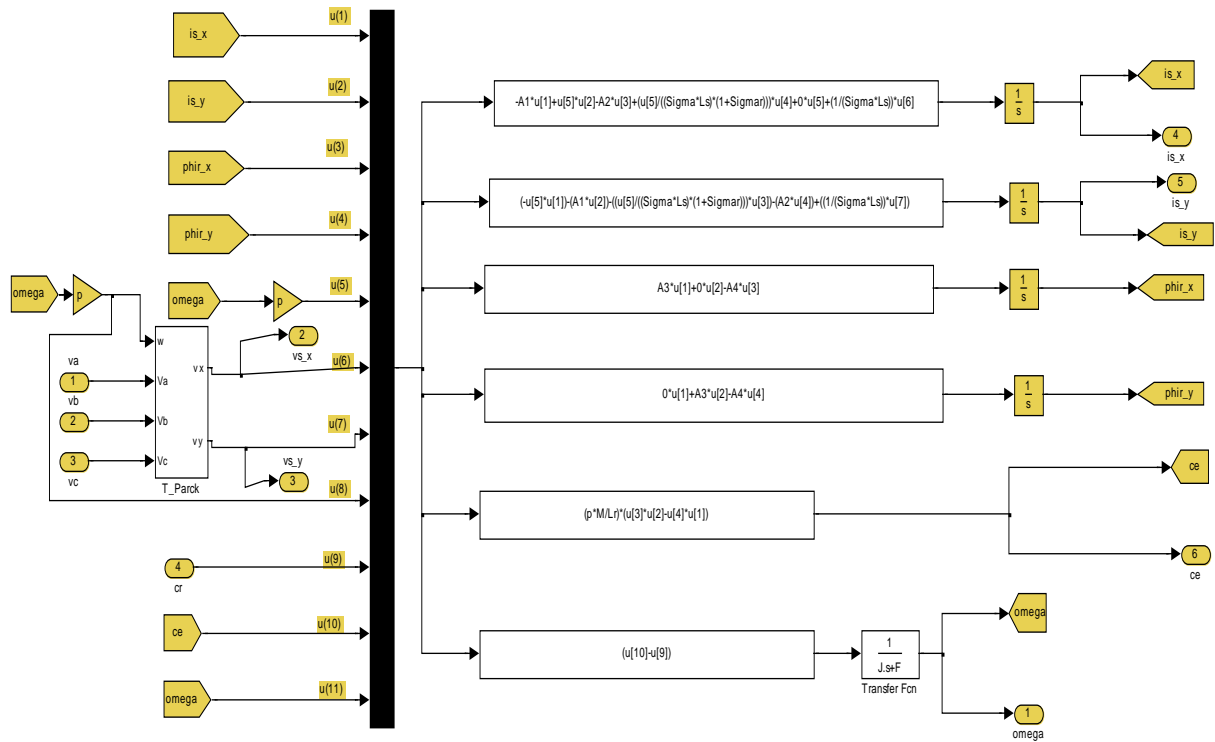
$M=0.258$  ;

## 2- Schémas de simulation de la machine

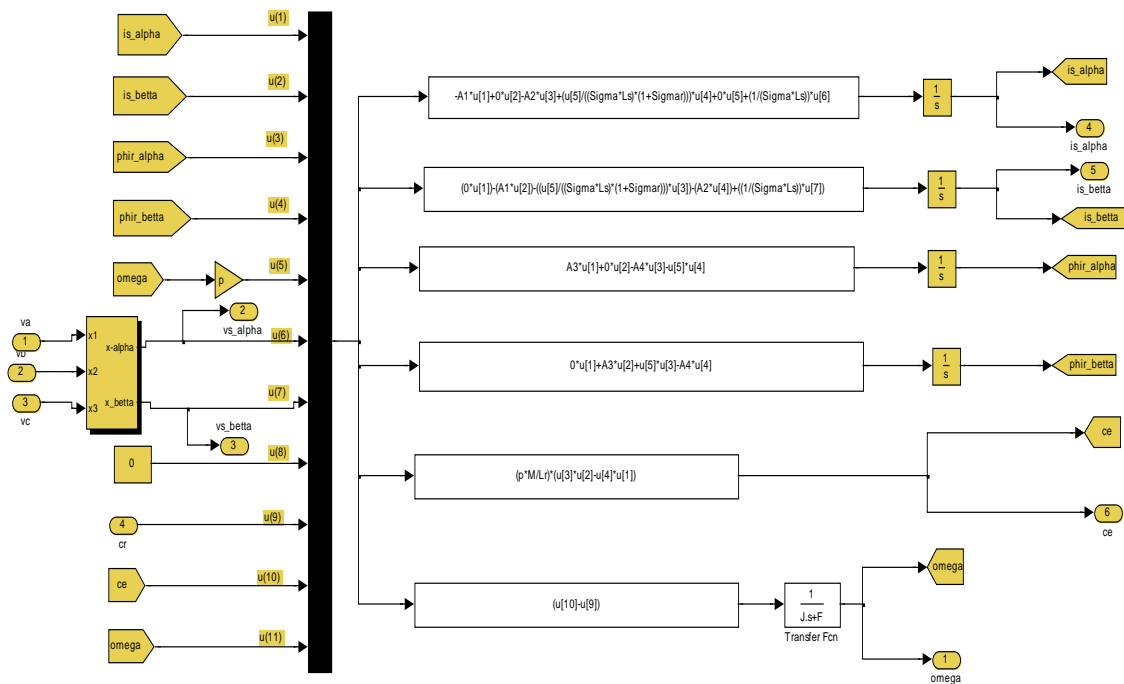
## 2.1 Le référentiel (d q)



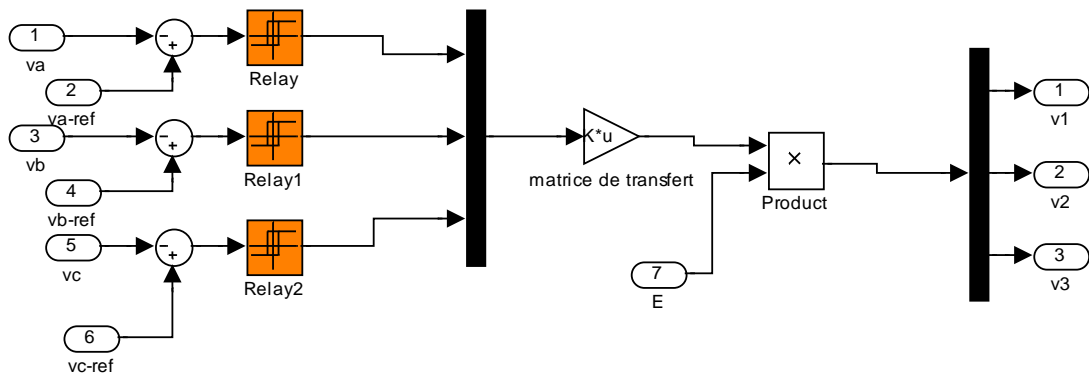
## 2.2 Le référentiel (x y)



## 2.3 Le référentiel ( $\alpha\beta$ )



3- Modèle de l'onduleur



Annexe B

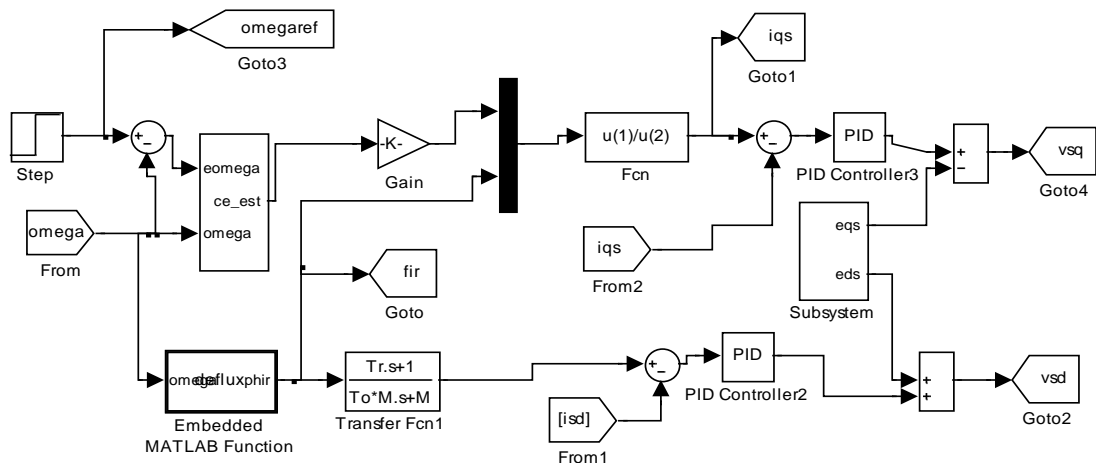


Schéma de simulation de la commande vectorielle indirecte

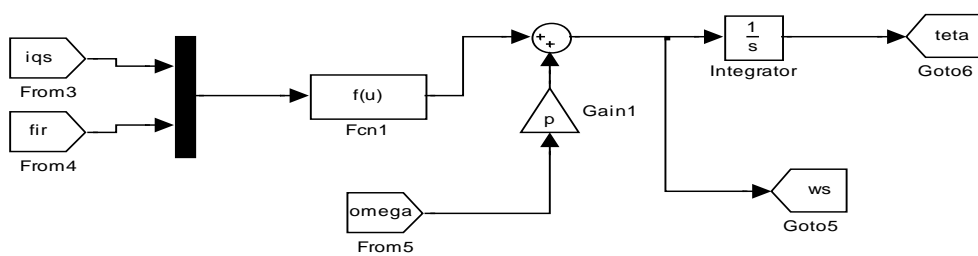


Schéma de simulation utilisé pour le calcul de l'angle  $\theta$

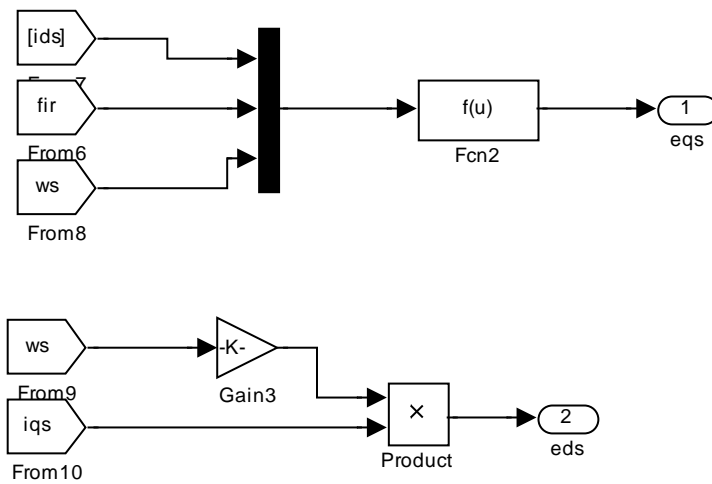


Schéma de simulation utilisé pour le découplage

## Annexe C

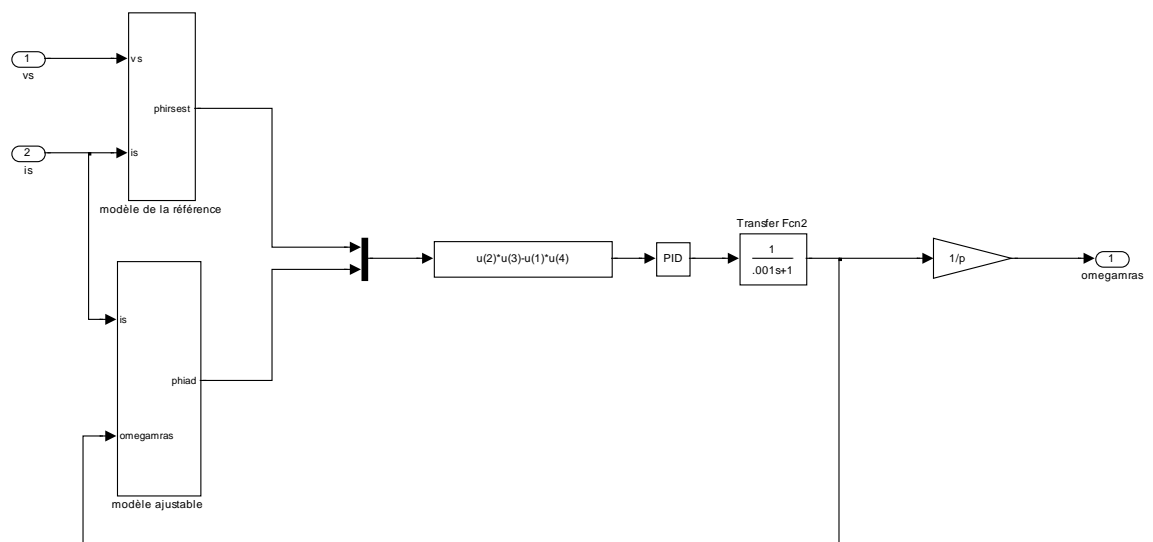


Schéma de simulation utilisé pour la MRAS

## Résumé :

L'objectif principal de cette étude réside sur l'application de la commande vectorielle indirecte (CVI) pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone .Il s'agit en premier lieu d'établir le modèle mathématique de la machine asynchrone pour faciliter l'application de la commande par la (MRAS). Ensuite on étudie la commande vectorielle, à la fin on propose un modèle de la (MRAS) pour améliorer la machine asynchrone. Ce travail présente une étude par simulation des techniques de commande (MRAS) appliquées à une machine asynchrone. Les résultats de simulation ont montrés l'efficacité de l'approche proposée surtout en présence des perturbations ainsi que lors d'une inversion de sens de marche.

**Mots clés :** Machine asynchrone, commande vectorielle, simulation, MRAS.

## Abstract :

The main objective of this study resides on the application of the indirect vector control (CVI) for the the speed of rotation of the asynchronous machine. In the first instance at establishing à mathematical model of the asynchronous machine to facilitate the application control by (MRAS). And than we study vector control, in the end was proposed that model (MRAS) for improve the asynchronous machine. this work presents the study using simulation of techniques the control (MRAS) for the asynchronous machine. The simulation results indicated the effectiveness of the approach proposed especially in the presence of the perturbations and when the reverse direction.

**Key words :** Asynchronous machine, vector control, simulation, MRAS.

## ملخص:

يمكن الهدف الرئيسي من هذه الدراسة في تطبيق التحكم في النواقل غير المباشر (CVI) في سرعة دوران الآلة اللامتزامنة. في المقام الأول عند إنشاء نموذج رياضي للآلة غير المتزامنة لتسهيل التحكم في التطبيق بواسطة (MRAS) ثم أن درسنا التحكم في النواقل، في النهاية تم اقتراح هذا النموذج (MRAS) لتحسين الآلة اللامتزامنة. يقدم هذا العمل دراسة باستخدام محاكاة تقنيات التحكم (MRAS) للآلة غير المتزامنة. أشارت نتائج المحاكاة إلى فاعلية النهج المقترح خاصة في وجود الاضطرابات وعند الاتجاه العكسي

**الكلمات المفتاحية:** الآلة اللامتزامنة، التحكم في النواقل، المحاكاة. (MRAS)