

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées  
Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Machines électriques et électronique de puissance

Présenté par :

M<sup>elle</sup> Boukhalifa Hadja

M<sup>elle</sup> Sid Radja

**Thème:**

# **Commande directe du couple (DTC) d'un moteur asynchrone**

Soutenu publiquement

Le 08/06/2015

Devant le jury :

M. Laamayad Tahar

MC (B)

Président

UKM Ouargla

M. Sahraoui Lazhar

MA (A)

Encadreur/rapporteur

UKM Ouargla

M. Ider Zahir

MA (A)

Examineur

UKM Ouargla

Année universitaire 2014/2015

# REMERCIEMENTS

**Nous disons merci**

**Au Dieu le tout puissant le très Miséricordieux, qui nous a donné la force de faire ce Modeste travail.**

**Merci pour nos aimables familles.**

**Merci pour nos professeurs,**

**Surtout pour notre cher professeur M<sup>r</sup> Sahraoui Lazhar pour son encadrement, sa patience et son aide jusqu'à l'achèvement**

**de ce travail.**

**Merci pour le jury M.Laamayad Tahar et M. Ider Zahir.**

**Merci pour tous ce qui nous ont tendus la main d'aide.**

**Un Remerciement spécial aux étudiants de la 2<sup>ème</sup> année Master de la**

**Spécialité de génie électrique spécifiquement machines électriques et électronique de puissance.**

**Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.**

**B.Hadja**

**S.Radja**

# Dédicaces

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Les deux personnes les plus chers au monde que je ne peux  
les remercier jamais assez de : leur aide, encouragements,  
soutiens, sacrifices et leur patiences pendant toute ma vie : mes  
parents ;*

*Mon père "Mohamed Messaoud "et ma mère : "Khadidja"*

*Sans oublier mon grand père : " Mohamed ".*

*Et ma grande mère: "Messouda" A mes très chers sœurs :  
"Bouchra"; "Ibtihal"; "Hadia "et "Hanane" et son mari et ces  
enfants "Mohamed Ridha" et "Mohamed Houssam Eddine"*

*A mon frère unique : "Abde Imalek",*

*A tous mes oncles, à leurs femmes et leurs enfants*

*A toutes mes tantes à leur maris et leurs enfants*

*A tous les professeurs de "Géné électrique"*

*A tout mes amies sont oublier :*

*"Meriem"; "Imane"; "Radja"; "Radhia" et "Ramla"*

*A mon binôme "Hadja"*

*A mes camarades d'auditoires et tous ceux de la spécialité de  
machines électriques et électronique de puissance*

*de l'Université de "KASDI MERBAH"*

*Je n'oublie pas mon grand père "Houssine" et ma grand-mère  
"Zohra" et mon oncle "El arbi" et ma copine " Oumaima" que Dieu  
ait pitié d'elle"*

*A toute la famille "Sid "et "Djeddi".*

**"RADJA"**

# *Dédicaces*

*A ma mère : "nouara" mon ange gardien, ma source de tendresse d'amour et de foie en dieu.*

*A mon père : "ibrahim" le phare de mes nuits sombres, mon école de volonté, patience et honnêteté.*

*A mon marie "bilal".*

*A mes chères frères ismail et mouataz.*

*A mes sœur hana, nour elhouda et khaoula*

*A tous mes oncles, à leurs femmes et leurs enfants*

*A tout mes tantes à leur marié et leurs enfants*

*A mes camarades d'auditoires et tous ceux de la faculté de machine électrique et électronique de puissance de l'Université de "KASDI MERBAH"*

*A mon binôme "RADJA" et tout mon aimis*

*"Je ne oublie ma grand-mère "Zohra" et mon oncle "El arbi" et ma copine "Oumaima" Dieu ait pitié d'eux"*

*A ma grande famille boukhalifa et à la famille djaddi. Et famille bazzine*

*B. HADJA*

*2015*

<b>MAS</b>	Moteur Asynchrone symétrique
<b>DTC</b>	Direct Torque Control.
$R_s$	Résistance statorique par phase.
$R_r$	Résistance rotorique par phase.
$l_s$	Inductance propre d'une phase statorique.
$l_r$	Inductance propre d'une phase rotorique.
$M_s$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$M_r$	Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$M_{sr}$	Inductance mutuelle stator par apport au rotor et $M_0$ est sa valeur maximale.
$M_{rs}$	L'inductance mutuelle rotor par apport au stator.
$V_{sabc}, V_{rabc}$	Les tensions triphasées statoriques et rotoriques
$i_{sabc}, i_{rabc}$	Les courants triphasés statoriques et rotoriques
$\Phi_{sabc}, \Phi_{rabc}$	Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques
$\alpha$	Écart angulaire électrique entre une phase du stator et celle du rotor.
$p$	Nombre de paire de pôles.
$\theta$	Écart angulaire mécanique telle que $\alpha = p\theta$ .
$\Omega$	vitesse angulaire de rotation.
$\omega$	vitesse angulaire électrique telle que $\omega = p\Omega$ .
$C_e$	Couple électromagnétique.
<b>J</b>	Inertie totale des parties mobiles.
$C_r$	Couple de charge.
$[P(\Psi)]$	Matrice de passage directe de Park.
$\theta_s$	Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator
$\theta_r$	Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor
$L_s$	Inductance cyclique du stator.
$L_r$	Inductance cyclique du rotor.
$L_{so}$	Inductance cyclique homo polaire du stator.
$L_{ro}$	Inductance cyclique homo polaire du rotor
<b>IGBT</b>	Insulated Gate Bipolar Transistor.
<b>GTO</b>	Gate Turn Off.
$V_{Ao} V_{Bo} V_{Co}$	les tensions entrées de l'onduleur
$V_{AN} V_{BN} V_{CN}$	les tensions sorties de l'onduleur

## *Notation et symboles*

---

<b>k</b>	l'interrupteur d'un onduleur
$\Delta\phi_S$	Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation.
<b><i>Cflx</i></b>	Contrôleur du flux.
<b><i>Ccpl</i></b>	Contrôleur du couple.

**Chapitre I : Constitution et modélisation triphasée de la machine asynchrone.**

<b>Fig. I.1.</b> Machine asynchrone à rotor bobiné.	4
<b>Fig. I.2.</b> Machine asynchrone à rotor à cage (en court circuit).	5
<b>Fig. I.3.</b> Représentation schématique du modèle triphasé de la machine dans l'espace électrique	7

**Chapitre II: Modélisation diphasée de la machine asynchrone**

<b>Fig. II.1.</b> Représentation du repère tournant de Park	12
<b>Fig. II.2.</b> Repérage angulaire des systèmes d'axes des différents repères	13
<b>Fig. II.3.</b> Evolution des grandeurs électriques de la machine sous tension et fréquence nominales dans le repère lié au champ synchrone	20
<b>Fig. II.4.</b> Evolution des grandeurs électriques de la machine dans le repère lié au stator sous tension et fréquence nominales	21
<b>Fig. II.5.</b> Evolution des grandeurs mécaniques de la machine sous tension et fréquence nominales	21
<b>Fig. II.6.</b> Evolution des grandeurs électriques de la machine dans le repère lié au rotor sous tension et fréquence nominal	22

**Chapitre III. Commande directe du couple (DTC) de la machine**

<b>Fig. III.1.</b> Schéma de l'onduleur triphasé en pont	25
<b>Fig. III.2.</b> Les séquences binaires de l'onduleur	27
<b>Fig. III.3.</b> Evolution de flux stator dans le plan $\alpha\beta$	29
<b>Fig. III.4.</b> L'étoile $V_1-V_6$ et les 6 secteurs de la DTC—classique	31
<b>Fig. III.5.</b> Schéma d'implantation de la commande DTC	33
<b>Fig. III.6.</b> Contrôle du flux par hystérésis,	34
<b>Fig. III.7.</b> Comparateur à hystérésis à trois niveaux.	35
<b>Fig. III.8.</b> Schéma fonctionnel de la boucle de regulation de vitesse	36
<b>Fig. III.9.</b> Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse avec un régulateur PI	38
<b>Fig. III.10.</b> Evolution du flux statorique et du courant dans le repère $\alpha\beta$	38
<b>Fig. III.11.</b> Evolution des grandeurs mécaniques	39
<b>Fig. III.12.</b> Evolution du flux $\phi_{s\beta}$ en fonction de $\phi_{s\alpha}$ pour $\Delta\phi=0.1$ wb	39

<b>Fig.III.13.</b> Test d'inversion de vitesse	39
<b>Fig.III.14.</b> Evolution du flux $\phi_{s\beta}$ en fonction de $\phi_{s\alpha}$ pour $\Delta\phi=0.1$ wb pour une charge variable	40
<b>Fig. III.15.</b> Evolution de la vitesse suite à des variations de charge	40
<b>Fig. III.16.</b> Evolution de la vitesse suite à une variation de résistance rotorique	41



<b>Tableaux</b>	<b>pages</b>
<b>Tableau III.1.</b> Table de vérité des séquences de l'onduleur	27
<b>Tableau. III.2.</b> Augmentation du couple et du flux selon la séquence appliquée	32
<b>Tableau. III.3.</b> Table de vérité tenant compte des deux cas de contrôle du couple	32

# sommaire

Introduction générale	2
-----------------------	---

### **Chapitre I : Constitution et modélisation triphasée de la machine asynchrone**

I.1. Introduction	4
I.2. Constitution de la machine asynchrone	4
I.3. Principe de fonctionnement	5
I.4. Modélisation triphasée de la machine asynchrone	6
I.4.1. Présentation de la machine	6
I.4.2. Hypothèses simplificatrices	7
I.4.3. Modèle dynamique dans le repère triphasé	8
I.4.3.1. Equations des flux	8
I.4.3.2. Equations des tensions	9
I.4.3.3. Couple électromagnétique	9
I.5. Conclusion	10

### **Chapitre II: Modélisation diphasée de la machine asynchrone**

II.1. Introduction	12
II.2. Modélisation diphasée	12
II.2.1. Transformation de Park et de Concordia	12
II.2.2. Modèle dynamique dans le repère de Park	13
II.2.2.1. Equations des flux	14
II.2.2.2. Equations des tensions	15
II.2.3. Modèle vectoriel de la machine dans le modèle de Park	16
II.2.4. Expression du couple électromagnétique	17
II.2.5. Choix du repère	18
II.2.6. Equation mécanique	18
II.3. Simulation et résultats de simulation.	19
II.4. Conclusion	22

### **Chapitre III: Commande directe du couple (DTC) de la machine**

III.1. Introduction	24
III.2. Constitution et fonctionnement de l'onduleur	24
III.3. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux	25
III.3.1. Modèle Matrice de Transfert	25

III.3.2. Modèle Vectoriel	26
III.4. Principes de la DTC	27
III.4.1. Modèle Vectoriel de la machine tout flux.	28
III.4.2. Règles du contrôle du flux et du couple.	28
III.4.2.1. Règles du contrôle du flux	28
III.4.2.2. Règle du contrôle du couple	30
III.5. Algorithme DTC au sens Takahashi	30
III.6. Structure de la commande DTC d'une MAS	33
III.6.1. Structure	33
III.6.2. Régulateur à Hystérésis	34
a) Régulateur de flux	34
b) Régulateur de couple électromagnétique	34
III.6.3. Estimation du flux et du couple	35
III.7. Calcul du régulateur de vitesse	36
III.8. Simulation et résultats de simulation	38
III.8.1. Essais a vide	38
III.8.2. test d'Inversion de vitesse	39
III.8.3. Essi en charge	40
III.8.4. Test de robustesse	40
III.9. Interprétation du résultat	41
III.10. Conclusion	41
Conclusion général	43
Annexes A	46
Annexes B	47
références bibliographiques	52

La machine à courant continu était autrefois la plus utilisée dans le domaine de la vitesse variable et surtout avec le développement de l'automatique et l'électronique de puissance, cependant cette machine se trouve limitée en puissance et en vitesse. En outre son collecteur nécessite un entretien fréquent et limite son utilisation dans un environnement corrosif ou explosif. La machine synchrone, pour son problème de collecteur est peu utilisée à l'inverse de son homologue à aimants permanents. Cette dernière reste peu utilisée à cause de son prix élevé. [1]

Pour ses qualités de simplicité, robustesse, l'absence de son entretien et son prix de revient, la machine asynchrone à cage trouve un vaste champ d'applications et notamment dans les entraînements à vitesse variable. Cependant son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé. [2]

### **Objectif du mémoire**

Ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'une investigation de cette machine sur le plan de sa modélisation et sa linéarisation par l'application d'une stratégie de commande dite la commande directe du couple. La commande directe du couple se base sur l'orientation du "vecteur" flux statorique par l'action directe sur l'état des interrupteurs d'onduleur de tension. La détermination de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs de l'onduleur est généralement basée sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système.

### **Structure du mémoire**

Pour mener ce travail, le mémoire est structuré de la manière suivante:

Le premier chapitre, est réservé aux rappels des principaux éléments de constitution de la machine asynchrone à cage suivis par la modélisation triphasée de la machine par une approche analytique qui s'appuie sur le modèle de connaissance.

Dans le second chapitre, une modélisation diphasée dans le repère de Park. Cette modélisation est validée par une simulation en SIMULINK sous MATLAB.

Le dernier chapitre est consacré à la commande de la machine par l'application de la commande directe du couple. En premier lieu, le principe de cette commande a été présenté et dans un second lieu une simulation est effectuée en vue de concrétiser l'apport de cette commande sur le plan de sa linéarisation et par conséquent le découplage entre le flux et le couple.

Une conclusion générale achève ce mémoire.

## I.1. Introduction

La machine asynchrone est connue pour être la plus fiable des machines électriques, la plus robuste de sa génération, la moins coûteuse à sa fabrication. En effet, par sa simplicité de conception et d'entretien, la machine asynchrone a la faveur des industriels depuis son invention le siècle dernier. Cependant, cette simplicité s'accompagne d'une forte complexité physique liée aux interactions électromagnétiques existant entre le stator et le rotor. Ce qui a, en quelque sorte, limité son utilisation pendant longtemps. [1]

## I.2. Constitution de la machine asynchrone

La machine asynchrone est constituée essentiellement de deux armatures :

- Une armature fixe appelée stator, porte dans ses encoches régulièrement réparties sur sa face interne trois enroulements identiques à  $p$  paires de pôles dont leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique de  $2\pi / 3$ .
- Une armature mobile autour de l'axe de symétrie de la machine appelé rotor. On distingue deux types :

1. Un type dont le circuit électrique est identique à celui du stator ; c'est la machine à rotor bobiné. Les trois enroulements sont raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et court-circuités pendant le fonctionnement de la machine.

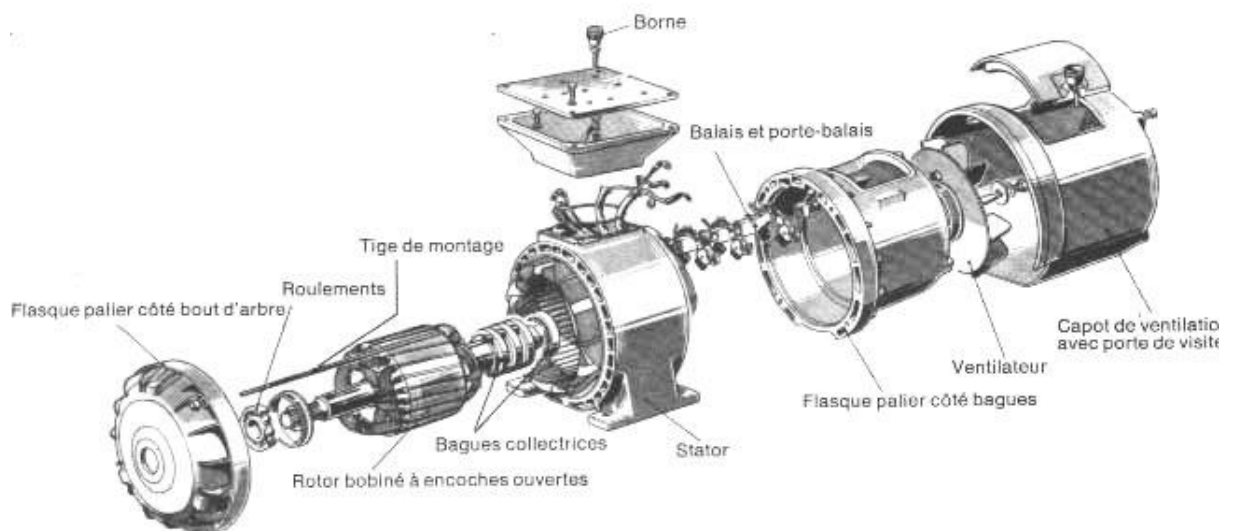
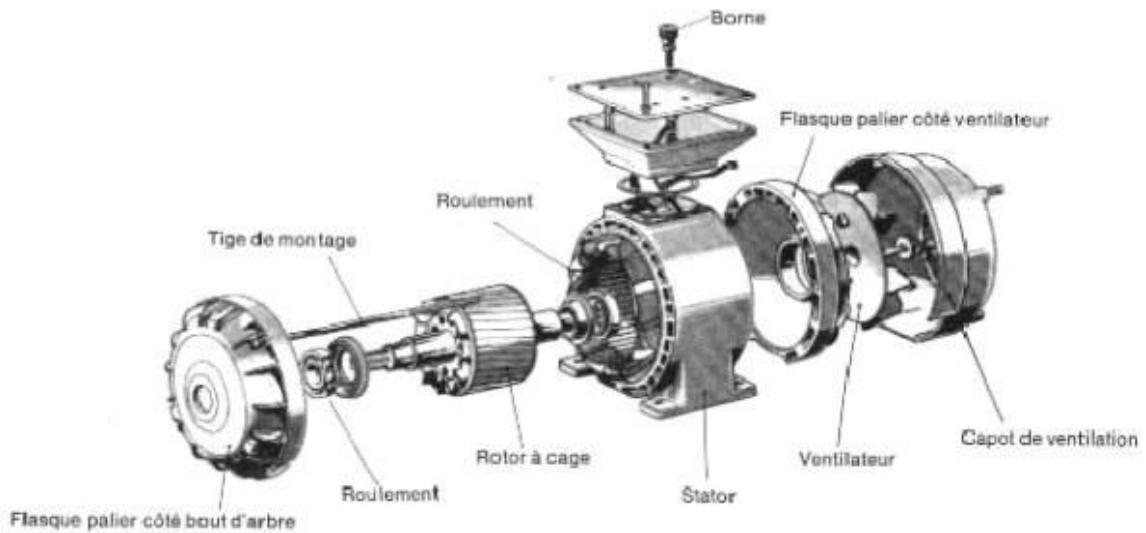


Fig. I.1. Machine asynchrone à rotor bobiné.

2. Un second type dont le circuit électrique est formé d'un certain nombre de barres, une par encoche, reliées entre elles à chaque extrémité du rotor par des anneaux ; c'est la machine à rotor à cage d'écureuil. [1] [2]



**Fig. I.2. Machine asynchrone à rotor à cage (en court circuit).**

Les paliers permettent de supporter et de mettre en rotation l'arbre rotorique, ils sont constitués de flasques et de roulements à billes insérés à chaud sur l'arbre. Les flasques, moulés en fonte, sont fixés sur le carter statorique grâce à des boulons ou des tiges de serrage. L'ensemble de ces constituants (le stator, le rotor et les paliers) forme alors la machine asynchrone à cage d'écureuil. . [1] [2]

### I.3.Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement de la machine repose sur les lois fondamentales de l'induction électromagnétique. En effet, le stator alimenté par un système de tensions triphasées équilibrées crée un champ magnétique tournant. La vitesse de rotation du champ tournant statorique  $N_s$ , appelée vitesse synchrone, est rigidement liée à la fréquence de la tension d'alimentation  $f$  (Hz) et au nombre de paire de pôles  $p$  de chacun des enroulements par :

$$N_s \text{ (tr/ mn )} = \frac{60f}{p} \quad (\text{I.1})$$

Soumis au champ tournant créé par le stator, les enroulements rotoriques sont le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques. Ces courants rotoriques par leurs effets vont s'opposer à la cause qui leur a donné naissance. Ainsi, les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifeste par un couple électromagnétique qui lance le rotor à une vitesse  $N$  en essayant d'atteindre la vitesse synchrone mais en vain. Il est évident que le couple s'annule si le rotor arrive à tourner à la vitesse synchrone. le fonctionnement du moteur est donc caractérisé par le glissement défini ainsi :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s} \quad (I.2)$$

Contrairement à la machine à courant continu et la machine synchrone, seuls les enroulements statoriques sont généralement reliés au réseau de tensions créent cette induction motrice. Les enroulements rotoriques ne sont pas reliés à aucune source de tension, mais court-circuités sur eux-mêmes c'est la raison pour laquelle, on l'appelle aussi la machine d'induction. [2] [3]

## I.4. Modélisation triphasée de la machine asynchrone

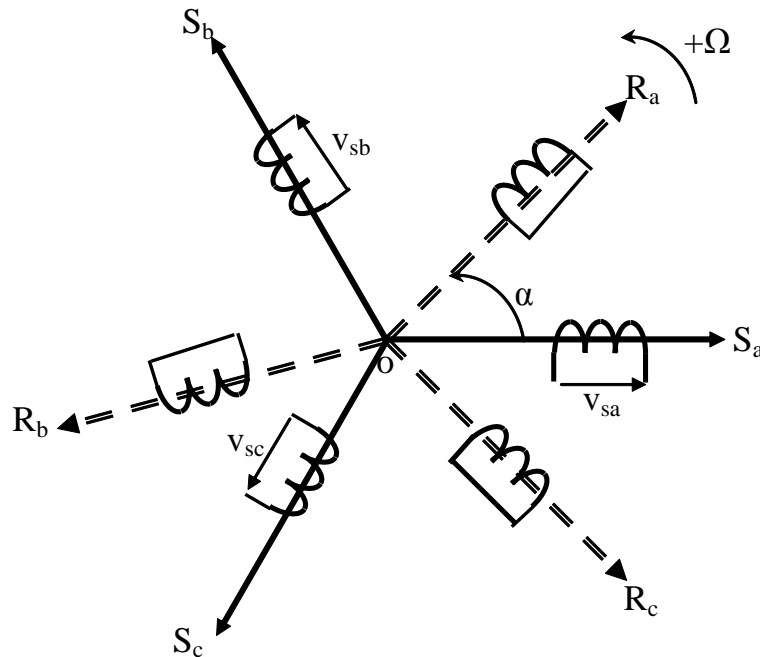
La modélisation consiste à établir un modèle mathématique de la machine. Dans notre cas la modélisation va être traité par une approche analytique qui utilise les équations intégro-différentielles en s'appuyant sur le modèle de connaissance qui prend en compte toutes les dynamiques aussi bien électromagnétiques que mécaniques.

### I.4.1. Présentation de la machine

On considère, pour simplifier, une machine bipolaire. Ainsi le stator est composé de trois bobines identiques d'axes de références  $S_a S_b S_c$  régulièrement décalées entre elles de  $2\pi/3$ .

L'axe de la phase  $S_a$  est pris comme référence angulaire. On admet que le rotor est équivalent à trois bobines d'axes de références  $R_a R_b R_c$  décalées entre elles également de  $2\pi/3$ . Ces trois bobines sont évidemment court-circuitées sur elles-mêmes et la machine est représentée schématiquement sur la figure (I.3). [3]





**Fig. I.3. Représentation schématique du modèle triphasé de la machine dans l'espace électrique**

#### I.4.2. Hypothèses simplificatrices

Cette modélisation s'appuie sur ces hypothèses simplificatrices: [3][4]

- L'entrefer a une épaisseur uniforme
- L'effet d'encoche est négligé
- Le phénomène de l'hystérésis et les courants de Foucault ne sont pas pris en compte
- La saturation du circuit magnétique est absente.
- Les résistances ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligé.

On en déduit des trois premières hypothèses que :

1. La force magnétomotrice créée dans l'entrefer par chacune des trois phases est à Répartition Sinusoïdale.
2. Les inductances propres et mutuelles de la même phase sont constantes et égales.
3. Le flux est additif.

### I.4.3. Modèle dynamique dans le repère triphasé

Les phases statoriques sont alimentées par un réseau de tensions sinusoïdales équilibrées à amplitude et fréquence constantes.

Définissons et désignons par : [4]

$R_s, l_s$	: Résistance et inductance propre d'une phase statorique.
$R_r, l_r$	: Résistance et inductance propre d'une phase rotorique.
$M_s$	: L'inductance mutuelle entre deux phases statoriques.
$M_r$	: L'inductance mutuelle entre deux phases rotoriques.
$M_{sr}$	: Inductance mutuelle stator par apport au rotor et $M_0$ est sa valeur maximale.
$M_{rs}$	: L'inductance mutuelle rotor par apport au stator.
$V_{sabc}, V_{rabc}$	: Les tensions triphasées statoriques et rotoriques
$i_{sabc}, i_{rabc}$	: Les courants triphasés statoriques et rotoriques
$\Phi_{sabc}, \Phi_{rabc}$	: Les flux triphasés à travers les enroulements statoriques et rotoriques
$\alpha$	: Écart angulaire électrique entre une phase du stator et celle du rotor.
$p$	: Nombre de paire de pôles.
$\theta$	: Écart angulaire mécanique telle que $\alpha = p\theta$ .
$\Omega$	: vitesse angulaire de rotation.
$\omega$	: vitesse angulaire électrique telle que $\omega = p\Omega$ .
$C_e$	: Couple électromagnétique.

#### I.4.3.1. Equations des flux

Les équations des flux sous forme matricielle s'écrivent. [4] [5]

$$\text{Au stator : } \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Avec: } [M_{sr}] = M_o \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

$$\text{Ou: } [\phi_{sabc}] = [L_{ss}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{rabc}] \quad (\text{I.4})$$

Avec: 
$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} I_s & M_s & M_s \\ M_s & I_s & M_s \\ M_s & M_s & I_s \end{bmatrix}$$

Au rotor: 
$$\begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + [M_{sr}] \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

Ou: 
$$[\phi_{rabc}] = [L_{rr}] [i_{sabc}] + [M_{sr}] [i_{sabc}] \quad (I.6)$$

Avec:

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} I_r & M_r & M_r \\ M_r & I_r & M_r \\ M_r & M_r & I_r \end{bmatrix}$$

Par raison de réciprocité mutuelle  $[M_{rs}] = [M_{sr}]^T$

### I.4.3.2. Equations des tensions

Compte-tenu des lois des phénomènes d'induction électromagnétique, les équations de tensions s'écrivent : [4] [5]

Au stator: 
$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Ou: 
$$[V_{sabc}] = [R_s] [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{sabc}] \quad (I.8)$$

Au rotor: 
$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Ou: 
$$[V_{rabc}] = [R_r] [i_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\phi_{rabc}] \quad (I.10)$$

### I.4.3.3. Couple électromagnétique

Notons par:  $[I] = \begin{bmatrix} i_{sabc} \\ i_{rabc} \end{bmatrix}$  et  $[L] = \begin{bmatrix} [L_{ss}] & [M_{sr}] \\ [M_{rs}] & [L_{rr}] \end{bmatrix}$

Avec :  $[i]$  : vecteur courant et  $[L]$  : matrice des inductances

Le couple électromagnétique s'exprime par la relation suivante :

$$C_e = \frac{1}{2} P [i]^T \frac{\partial}{\partial \alpha} [L] [i] \quad (I.11)$$

#### **I.4.4. Conclusion**

Ce chapitre a été consacré à la modélisation triphasée après un bref exposé de la constitution de la machine et son principe de fonctionnement. Cette modélisation a permis d'élaborer le modèle mathématique dans deux différents référentiels qui sont ceux du stator et du rotor. En outre, ce modèle s'exprime par un grand nombre d'équations ce qui complique son simulation. Pour pallier ces problèmes, une étude est consacrée à la modélisation diphasée dans le chapitre qui suit.

## II.1.Introduction

Le modèle triphasé ne semble pas suffisamment simple ; ce qui augmente les temps de calcul en simulation et complique son implantation matérielle. Ce modèle est rendu plus au moins simple en réduisant le nombre d'équations par l'emploi des modèles diphasés équivalents comme celui de Park.

## II.2.Modélisation diphasée

### II.2.1. Transformation de Park et de Concordia

Le passage du modèle triphasé au modèle diphasé équivalent est réalisé par des transformations normées de Park et de Concordia permettant la conservation de la puissance. Le repère de Park est constitué par trois axes (d, q, o) orthogonaux deux à deux dont d est l'axe direct, q est l'axe orthogonal à d et o est l'axe homopolaire. Si  $\psi$  désigne l'angle électrique formé par l'axe direct d du repère diphasé et le repère fixe de la phase a du stator comme le montre la figure (II.1) . [3]

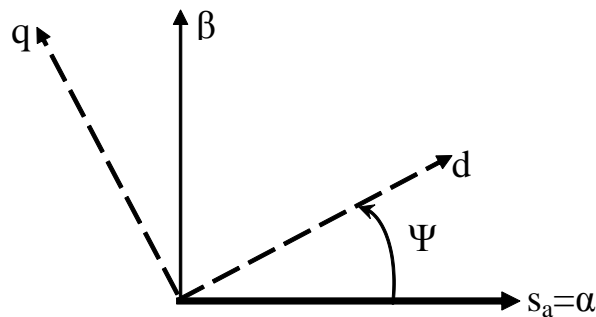


Fig. II.1.Représentation du repère tournant de Park

Si X est une grandeur qui peut désigner un courant, un flux ou une tension, On a alors :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} = [P(\Psi)] \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.1})$$

$$\text{Avec: } [P(\Psi)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \Psi & \cos(\Psi - 2\pi/3) & \cos(\Psi + 2\pi/3) \\ -\sin \Psi & -\sin(\Psi - 2\pi/3) & -\sin(\Psi + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

$P(\psi)$  est une matrice orthogonale puis que :

$$[P(\Psi)]^T [P(\Psi)] = [I]$$

### II.2.2. Modèle dynamique dans le repère de Park

Désignons par :

$\theta_s$  : Angle électrique formé par l'axe direct d et l'axe de la phase a du stator

$\theta_r$  : Angle électrique que forment l'axe direct d et l'axe de la phase a du rotor

$\alpha$  : écart angulaire entre l'axe de la phase a du stator avec celui du rotor de la même phase Sur la figure II.2. Les trois angles sont rigidement liés par la relation suivante dite relation d'auto pilotage:[4] [5]

$$\theta_s = \theta_r + \alpha \quad (\text{II.3})$$

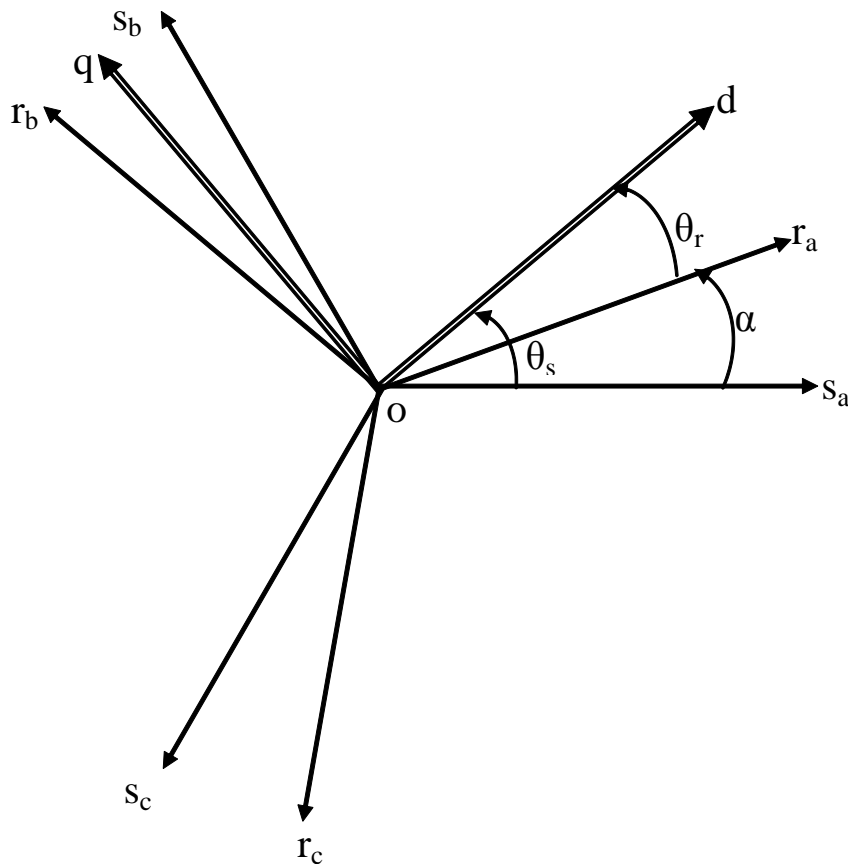


Fig. II.2. Repérage angulaire des systèmes d'axes des différents repères

Le passage du modèle triphasé au modèle diphasé de Park s'effectue par l'application des transformées de Park  $[P(\theta_s)]$  et  $[P(\theta_r)]$  respectivement aux grandeurs statoriques et aux grandeurs rotoriques.

### II.2.2.1. Equations des flux

En appliquant la transformée de Park aux flux à travers le stator : [4] [6]

$$\begin{bmatrix} \phi_{sdqo} \end{bmatrix} = [p(\theta_s)] \begin{bmatrix} \phi_{sabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

En substituant le flux par son équation, il devient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sdqo} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][L_{ss}][i_{sabc}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][i_{rabc}] \quad (\text{II.5})$$

Sachant que:  $\begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{sdqo} \end{bmatrix}$

Et  $\begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{rdqo} \end{bmatrix}$

On a alors:

$$\begin{bmatrix} \phi_{sdqo} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{sdqo} \end{bmatrix} + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{rdqo} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Un long calcul de produits matriciels conduit à ce résultat :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2M_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3/2M_o \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Si la même opération est effectuée pour les flux à travers le rotor on a:

$$\begin{bmatrix} \phi_{rdqo} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)] \begin{bmatrix} \phi_{rabc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

En remplaçant le flux par son équation on obtient :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rdqo} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)][L_{rr}][i_{rabc}] + [P(\theta_r)][M_{rs}][i_{sabc}] \quad (\text{II.9})$$

Sachant que:

$$\begin{bmatrix} i_{sabc} \end{bmatrix} = [P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{sdqo} \end{bmatrix}$$

Et  $\begin{bmatrix} i_{rabc} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{rdqo} \end{bmatrix}$

Il vient que:

$$\begin{bmatrix} \phi_{rdqo} \end{bmatrix} = [P(\theta_r)][L_{rr}][P(\theta_r)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{rdqo} \end{bmatrix} + [P(\theta_r)][M_{rs}][P(\theta_s)]^{-1} \begin{bmatrix} i_{sdqo} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

Un long calcul de produits matriciels a conduit à ce résultat :

$$\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 3/2M_o & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3/2M_o \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Définissons à présent :

$L_s = l_s - M_s$  : Inductance cyclique du stator.

$L_r = l_r - M_r$  : Inductance cyclique du rotor.

$L_{s0} = l_s + 2M_s$ : Inductance cyclique homo polaire du stator.

$L_{r0} = l_r + 2M_r$ : Inductance cyclique homo polaire du rotor.

$M = 3/2M_o$  : Inductance mutuelle cyclique du stator par apport au rotor.

Compte-tenu des valeurs nulles des composantes homopolaires des courants statoriques et rotoriques car la machine dont les enroulements sont symétriques est alimentée par un système de tensions triphasées équilibrées, les équations des flux s'écrivent finalement sous cette forme :

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

$$\text{Au rotor:} \quad \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

### II.2.2.2. Equations des tensions

Il en est de même pour les équations des tensions au stator et au rotor, pour les ramener dans le repère de Park, il suffit de leur appliquer les transformations de Park modifiées. [5] [6]

$$\text{Au stator:} \quad [V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt} ([\phi_{sabc}]) \quad (\text{II.14})$$

$$\text{Mais} \quad [V_{sabc}] = [P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdqo}] \quad (\text{II.15})$$

On aura donc:

$$[P(\theta_s)]^{-1} [V_{sdqo}] = [R_s][P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdqo}]) \quad (\text{II.16})$$

Multiplions à gauche l'équation membre à membre par [P (θs)] nous obtenons :

$$[V_{sdqo}] = [P(\theta_s)][R_s][P(\theta_s)]^{-1} [i_{sdqo}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdqo}]) \quad (\text{II.17})$$

Sachant que:

$$[P(\theta_s)] \frac{d}{dt} [P(\theta_s)]^{-1} = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \left( \frac{d\theta_s}{dt} \right) \quad (\text{II.18})$$

Et après un simple calcul de produit matriciel, les tensions s'écrivent :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ V_{so} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} + \frac{d}{d\theta_s} \begin{bmatrix} -\phi_{sd} \\ \phi_{sq} \\ \phi_{so} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$



Au rotor ; une procédure analogue à celle du stator conduit aux équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \\ V_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \\ i_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} + \frac{d}{d\theta_s} \begin{bmatrix} -\phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

compte-tenu de la nullité des composantes homopolaires et sachant que :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega$$

Ces équations (II.19) et (II.20) s'écrivent finalement :

$$\text{Au stator :} \quad \begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_s}{dt} \begin{bmatrix} -\phi_{sq} \\ \phi_{sd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

$$\text{Au rotor:} \quad \begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} + \left( \frac{d\theta_s}{dt} - P\Omega \right) \begin{bmatrix} -\phi_{rq} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Ce modèle est dit scalaire qui peut être converti en un modèle vectoriel qui semble plus au Moins simple surtout quand il s'agit de travailler en SIMULINK sous MATLAB.

### II.2.3. Modèle vectoriel de la machine dans le modèle de Park

Si X est un vecteur dont les composantes sont  $X_d$  et  $X_q$ , ce vecteur s'écrit :

$$X = X_d + j X_q \quad (\text{II.23})$$

Ce vecteur peut désigner évidemment un courant, une tension ou un flux. Compte-tenu des équations précédentes et du modèle scalaire on obtient un nouveau modèle dit vectoriel dans le repère de Park. [4] [5]

Pour les tensions :

$$\text{Au stator :} \quad \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j \frac{d\theta_s}{dt} \bar{\phi}_s \quad (\text{II.24})$$

$$\text{Au rotor:} \quad \bar{V}_r = R_r \bar{i}_r + j \left( \frac{d\theta_s}{dt} - p\Omega \right) \bar{\phi}_r \quad (\text{II.25})$$

Pour les flux:

$$\text{Au stator:} \quad \bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \quad (\text{II.26})$$

$$\text{Au rotor:} \quad \bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \quad (\text{II.27})$$

### II.2.4. Expression du couple électromagnétique

L'évaluation de l'expression du couple électromagnétique à partir de la formule en triphasé nécessite un calcul relativement délicat. Le recours aux composantes 2D est le plus indiqué. La puissance active absorbée par les enroulements statoriques et rotoriques du moteur dans le modèle diphasé est donnée d'une manière générale par: [4]

$$P_a = R(\bar{V}_s \bar{i}_s^*) + R(\bar{V}_r \bar{i}_r^*) \quad (\text{II.28})$$

En substituant  $V_s$  et  $V_r$  par leurs valeurs des équations précédentes (II.24) et (II.25) on obtient :

$$P_a = R_s i_s^2 + R_r i_r^2 + \Re\left(\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \bar{i}_s^* + \Re(j\omega_s \bar{\Phi}_s \bar{i}_s^* + j\omega_s \bar{\Phi}_r \bar{i}_r^*)\right) \quad (\text{II.29})$$

Cette puissance est scindée en trois parties :

1. une première partie qui représente la puissance dissipée dans les enroulements statoriques et rotoriques par effet joules :

$$P_j = R_s i_s^2 + R_r i_r^2 \quad (\text{II.30})$$

2. une seconde partie qui représente l'énergie des échanges électromagnétiques entre les sources :

$$\Re\left(\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \bar{i}_s^* + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} \bar{i}_r^*\right) \quad (\text{II.31})$$

3. une troisième partie représente la puissance mécanique transmise au rotor :

$$P_m = \Re(j\omega_s \bar{\Phi}_s \bar{i}_s^* + j\omega_r \bar{\Phi}_r \bar{i}_r^*) \quad (\text{II.32})$$

Cette dernière peut se mettre sous la forme :

$$P_m = pM\Omega I(\bar{i}_s \bar{i}_r^*) \quad (\text{II.33})$$

Mais:

$$P_m = C_e \Omega \quad (\text{II.34})$$

Il en résulte que le couple électromagnétique s'écrit donc :

$$C_e = pMI(\bar{i}_s \bar{i}_r^*) \quad (\text{II.35})$$

Cette dernière expression prend une seconde forme si nous remplaçons le courant dans le rotor à partir de l'équation du flux (II.29). Ainsi l'expression du couple électromagnétique s'écrit :

$$C_e = pI(\bar{i}_s \bar{\Phi}_s^*) \quad (\text{II.36})$$

Cette équation (II.36) apparaît sous forme d'un produit vectoriel :

$$C_e = p(\bar{\Phi}_s \odot \bar{i}_s) \quad (\text{II.37})$$

### II.2.5. Choix du repère

Le modèle de la machine est représenté dans un repère diphasé d, q dont l'orientation est quelconque. Le choix de l'orientation repose effectivement sur les objectifs visés par l'application.

A chaque orientation, nous adoptons un repère. Il en résulte plusieurs repères possibles :

- **Repère ( $\alpha, \beta$ ) :**

C'est le repère dont l'axe d est confondu avec l'axe du champ statorique de la phase Sa ainsi  $\theta_s = 0$  et  $\theta_r = -\alpha$ . Ce repère est choisi lorsque une étude des les grandeurs rotoriques est envisagée.

- **Repère (x, y) :**

C'est le repère dont les axes d, q tournent à la même vitesse que le rotor de manière à ce que l'axe d soit confondu avec l'axe du champ rotorique de la phase Ra, Ce repère convient lorsque l'étude des grandeurs statoriques est envisagée, ainsi

$$\theta_r = 0 \text{ et } \theta_s = \alpha.$$

- **Repère (d, q) :**

C'est le repère utilisé lorsqu'une étude de commande est envisagée. Les axes d, q tournent à la vitesse du champ synchrone  $\omega_s$  et c'est ainsi que

$$\frac{d\theta}{dt} = \omega_s$$

Dans ce repère, une grandeur sinusoïdale se voit comme étant une grandeur continue, ce qui facilite l'étude et la réalisation d'une commande.

### II.2.6. Equation mécanique

L'application du principe fondamentale de la dynamique des solides en rotation donne:[5]

$$\sum C = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{II.38})$$

Avec :

$\Sigma C$ : est la somme des couples auxquels sont soumises les parties en mouvement.

J : est le moment d'inertie de toutes les parties en mouvement.

Si ce même principe est appliqué à la machine en fonctionnement moteur, les couples qui s'opposent au mouvement sont :

- Le couple résistant de la charge  $C_r$

- Le couple des frottements visqueux qui est pratiquement proportionnel à la vitesse de rotation  $\Omega$ , il s'exprime donc par :

$$C_f = f \Omega \quad (\text{II.39})$$

Le couple développé par le moteur est  $C_e$  .

Ainsi l'équation mécanique, qui vient pour compléter le modèle de la machine, s'écrit donc:

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad (\text{II.40})$$

Cette équation est valable pour n'importe quel type de machine.[5]

### II.3. Simulation et résultats de simulation.

Une simulation en SIMULINK sous MATLAB est effectuée en vue de suivre le comportement des différentes grandeurs qui caractérisent la machine. La machine objet de cette simulation est d'une puissance de 35kW et ses paramètres sont données à l'annexes A.

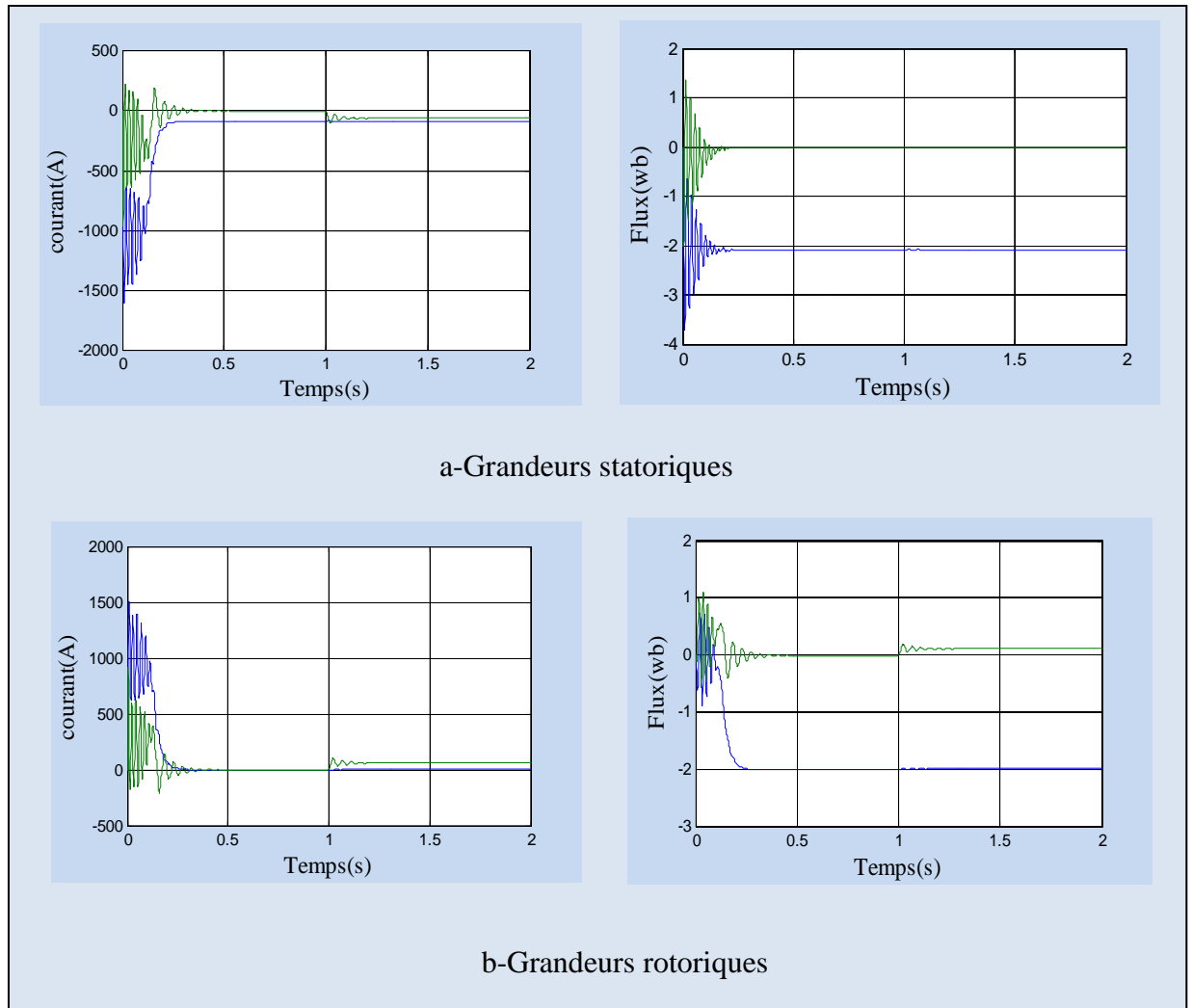
La simulation est effectuée de la manière suivante :

- On démarre la machine à vide.
- A l'instant  $t=1s$ , un couple résistant égale son couple nominal est appliqué.

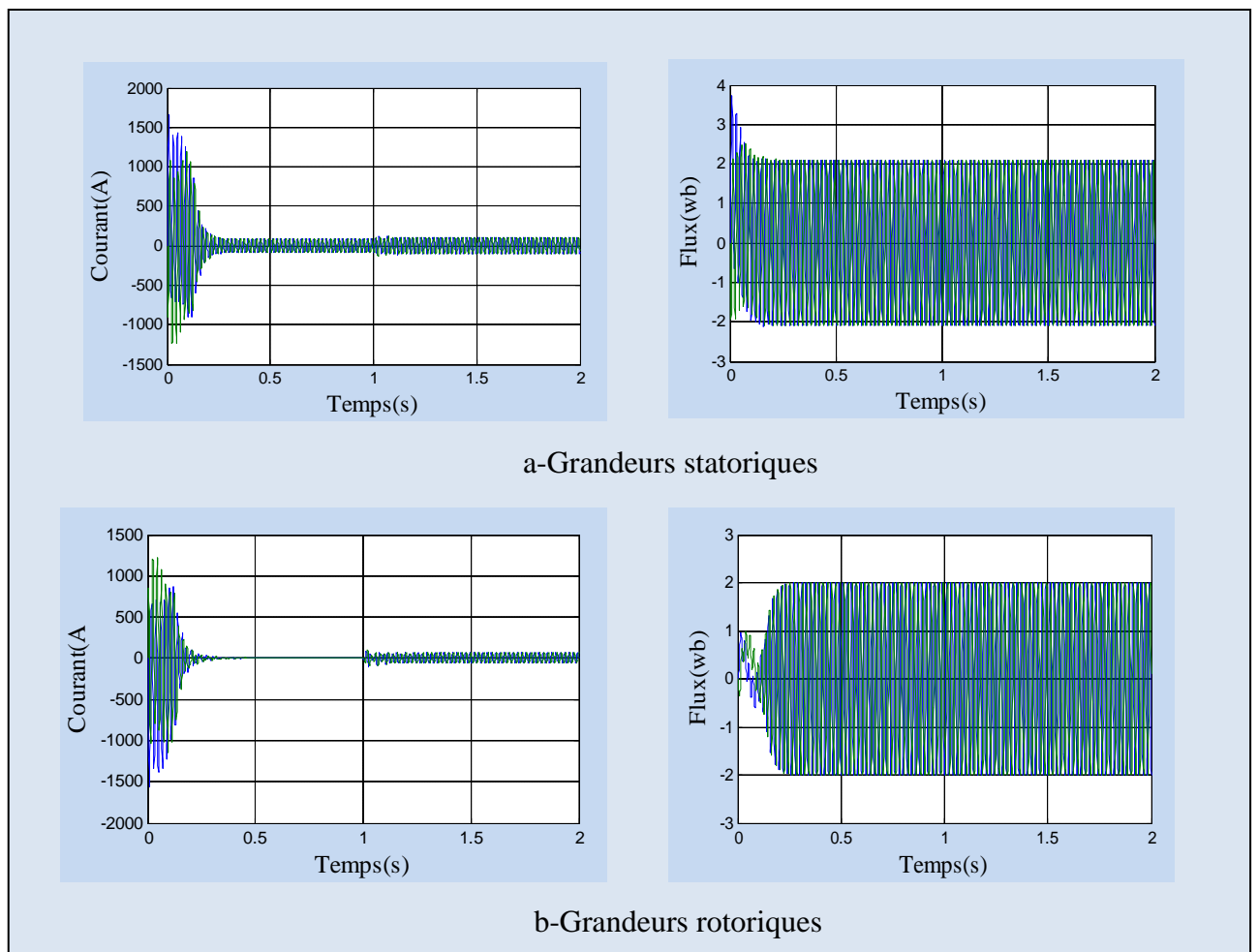
le schéma globale de simulation ainsi que le schéma détaillé de la machine sont données à l'annexes B.

Les résultats de simulation montre que:

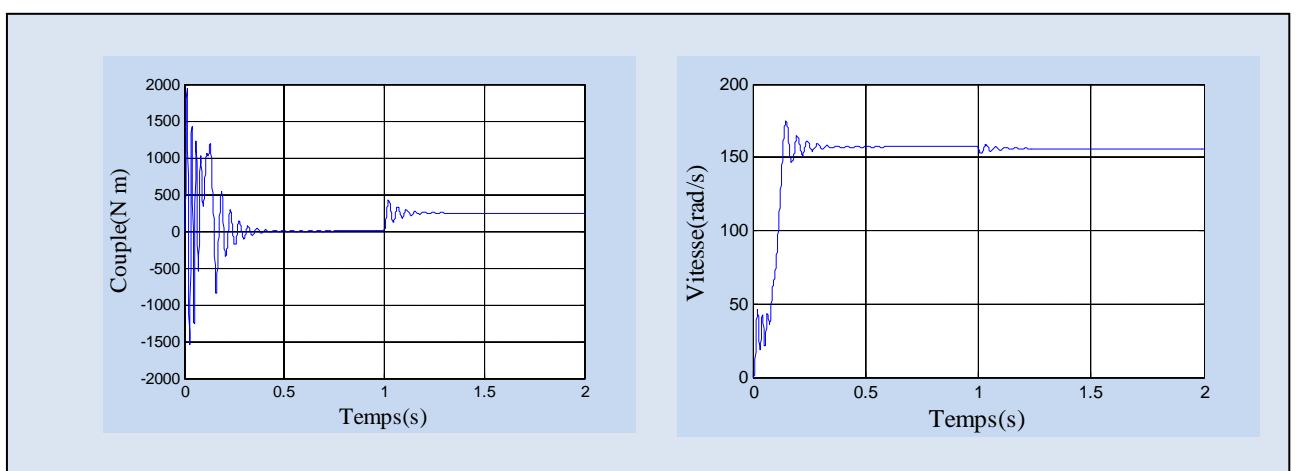
1. Dans le repère lié au champ synchrone toutes les grandeurs en régime permanent se voient comme étant des constantes
2. Le courant suivant l'axe d suit le flux tandis que le courant suivant l'axe q suit la charge.
3. Toutes les grandeurs dépendent de la charge mécanique appliquée à la machine. Cette dépendance est aussi prévisible sur la caractéristique mécanique de la machine, par contre le couple électromagnétique, suit la charge après une série d'oscillations qui ne durent qu'un bref instant. Ces oscillations expliquent bien ce bruit au démarrage de la machine.
4. la fréquence des grandeurs électriques dans le repère statorique est plus élevée que dans repère rotorique.
5. Le flux dépend de la charge, ce qui explique le couplage du flux au couple.



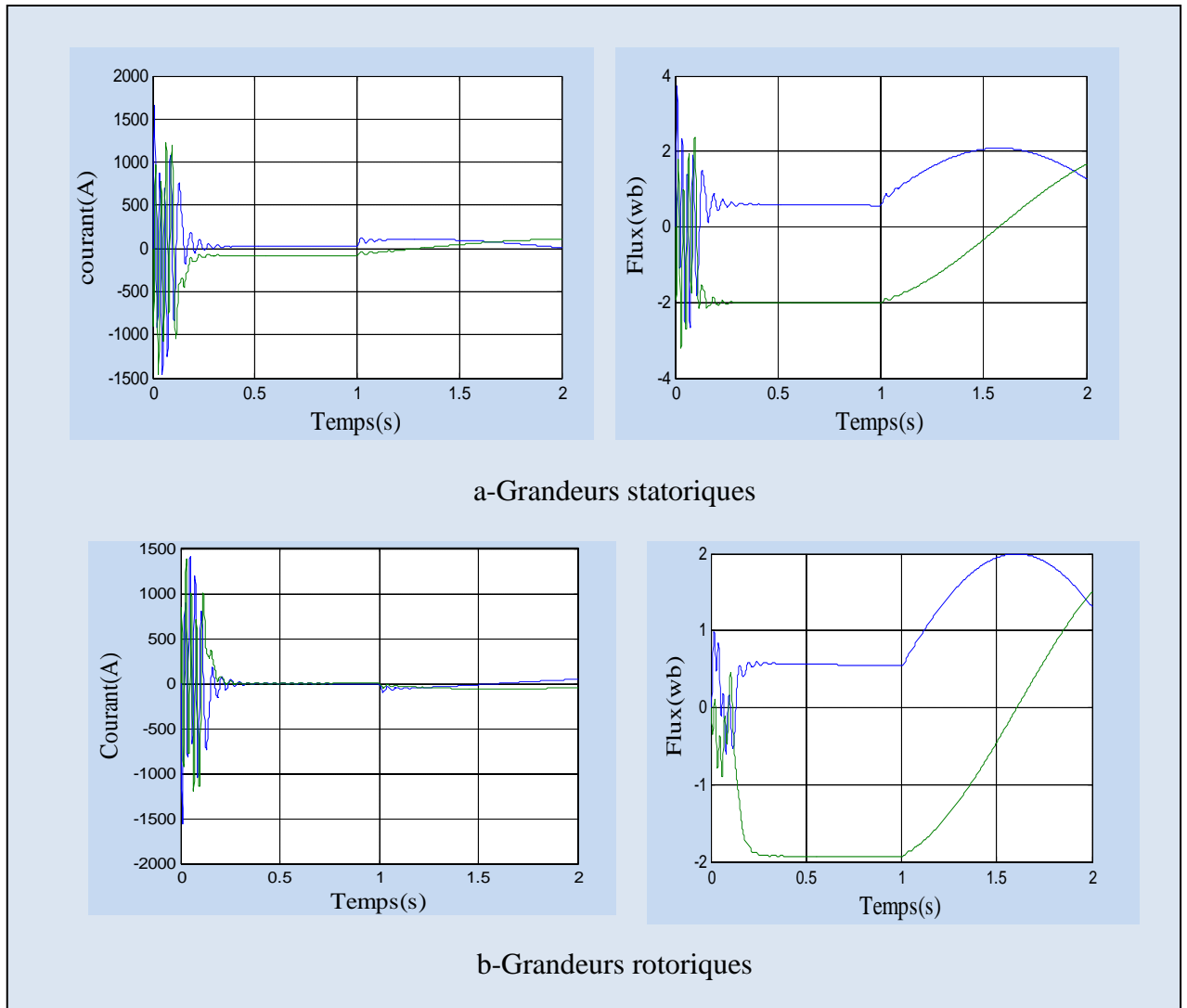
**Fig. II.3. Evolution des grandeurs électriques de la machine sous tension et fréquence nominales dans le repère lié au champ synchrone**



**Fig. II.4.** Evolution des grandeurs électriques de la machine dans le repère lié au stator sous tension et fréquence nominales



**Fig. II.5.** Evolution des grandeurs mécaniques de la machine sous tension et fréquence nominales



**Fig. II.6. Evolution des grandeurs électriques de la machine dans le repère lié au rotor sous tension et fréquence nominales**

## II.4. Conclusion

Dans ce chapitre, un modèle idéalisé de la machine asynchrone a été présenté dans le repère diphasé fictif. La modélisation diphasée nous a permis d'exprimer les équations du stator et du rotor dans un même repère ce qui a permis de réduire le nombre d'équations. Une simulation en SIMULIK sous MATLAB du modèle fictif a permis de suivre le Comportement des grandeurs qui régissent le fonctionnement de la machine et qui a montré ce couplage du flux au couple.

### III.1. Introduction

La commande vectorielle par orientation du flux rotorique permet de linéariser le modèle de la machine asynchrone et par conséquent découpler le flux du couple. Cependant cette stratégie de commande, en outre de la position du flux qui demeure peu précise, a montré sa fragilité vis à vis des variations paramétriques et les perturbations de la charge. Cette technique de commande se présente comme étant une alternative à la commande vectorielle. [7] [8]

Cette technique est basée sur des modes particuliers de la commutation de l'onduleur alimentant la machine asynchrone. A l'inverse des méthodes de modulation de largeur d'impulsion modulant la durée de l'impulsion, celles de la DTC modulent les amplitudes par l'emploi des régulateurs à hystérésis. [10]

Les techniques DTC (direct torque control) impliquent en général l'emploi d'un onduleur à deux niveaux, mais elles peuvent être étendues à des onduleurs multi niveaux dans l'espoir de trouver un compromis entre la puissance commutée et fréquence de commutation.

### III.2. Constitution et fonctionnement de l'onduleur

Parmi les éléments dans la synthèse d'un entraînement à vitesse variable, en outre, la machine asynchrone et la commande, on en trouve l'onduleur. L'onduleur qui est directement associé à la machine nécessite lui aussi une modélisation.

L'onduleur est constitué comme le montre la figure (III.2) de trois bras dont chaque bras est composé de deux composants électroniques de puissance reliés en série. Ces composants peuvent être des transistors IGBT ou des thyristors GTO. Chaque composant est mis en parallèle avec une diode qui permet d'écouler l'énergie emmagasinée dans la machine au moment de l'arrêt ou pendant le freinage et c'est ainsi qu'elle le protège. La structure à trois bras est représentée sur la figure (I.3). Pour assurer la continuité des courants alternatif  $i_{SA}$ ,  $i_{SB}$ ,  $i_{SC}$  les interrupteurs  $K_A$  et  $K'_A$ ,  $K_B$  et  $K'_B$ ,  $K_C$  et  $K'_C$  doivent être contrôlés de manière complémentaire. Les sorties de l'onduleur  $V_{A0}$ ,  $V_{B0}$ ,  $V_{C0}$ , sont, par commodité, référenciés par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée  $o$ . Pour qu'elles soient identiques à  $1/3$  période près, il faut commander chaque interrupteur d'un demi-pont avec un retard de  $1/3$  période sur le précédent. [10]



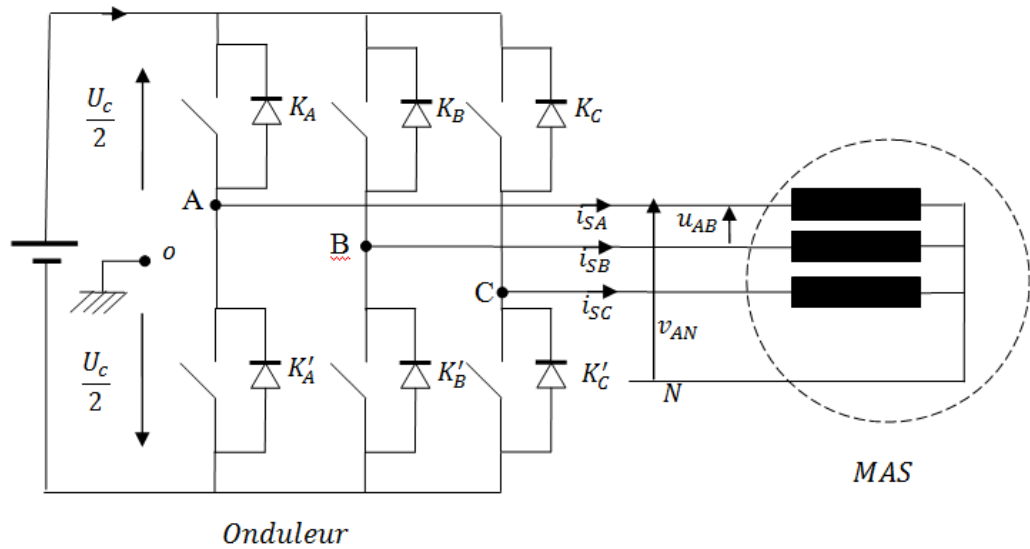


Fig. III.1. Schéma de l'onduleur triphasé en pont

### III.3. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

#### III.3.1. Modèle Matrice de Transfert

La structure de l'onduleur à 2 niveaux, comme le montre la figure (III.1) est constituée de six interrupteurs et elle alimentée par une source continue  $U_c$  les trois points milieux de chaque bras A, B, C, alimentent la machine triphasée

On désigne par : [8] [10]

$$V_{Ao} V_{Bo} V_{Co} , \text{ les tensions entrées de l'onduleur} \quad (III.1)$$

$$V_{AN} V_{BN} V_{CN} , \text{ les tensions sorties de l'onduleur qui sont appliquées aux bornes de la machine}$$

Introduisons le potentiel fictif telles que:

$$\begin{aligned} V_{AN} &= V_{Ao} + V_{ON} \\ V_{BN} &= V_{Bo} + V_{ON} \end{aligned} \quad (III.2)$$

$$V_{CN} = V_{Co} + V_{ON}$$

Compte tenu de  $V_{AN} + V_{BN} + V_{CN} = 0$  à cause de l'équilibre des phases, on tire de (III.2):

$$V_{ON} = -1/3 (V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co}) \quad (III.3)$$

L'injection de (III.3) dans (III.2) permet de donner en matriciel le transfert continu-alternatif modélisant ainsi l'onduleur à 2 niveaux.

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Comme les  $V_{AO}, V_{BO}, V_{CO}$  ne pouvant prendre que  $+U_c/2$  et  $-U_c/2$ , une variable binaire  $S_k$  est considérée ou  $k = A, B, C$  tels que:

$$S_k = 0 \text{ Si l'interrupteur } k \text{ est ouvert alors } V_{kO} = -U_c/2$$

$$S_k = 1 \text{ Si l'interrupteur } k \text{ est fermé alors } V_{kO} = +U_c/2$$

Le transfert positif ou négatif de  $V_{kO}$  est donné sur la base que si les deux interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

D'une manière compacte

$$V_{kO} = S_k U_c - \frac{U_c}{2} ; S_k = \{0, 1\} \quad (\text{III.5})$$

En remplaçant (III.5) dans (III.4), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = U_c \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_A \\ S_B \\ S_C \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

### III.3.2. Modèle Vectoriel

A tout système triphasé temporel  $(x_A, x_B, x_C)$  on peut faire correspondre un phaseur spatial  $\bar{x}$  telle que

$$\bar{x} = \sqrt{\frac{2}{3}} (x_A + x_B e^{j2\pi/3} + x_C e^{j4\pi/3}) \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Si } \bar{x} = \bar{V}_{SO} \text{ alors } \bar{V}_{SO} = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{AO} + V_{BO} e^{j2\pi/3} + V_{CO} e^{j4\pi/3}) \quad (\text{III.8})$$

En injectant (III.5) dans (III.8), on obtient:

$$\bar{V}_{SO} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_A + S_B e^{j2\pi/3} + S_C e^{j4\pi/3}) \quad (\text{III.9})$$

L'usage de (III.2) dans (III.9) fait confondre  $\bar{V}_{SA}$  à  $\bar{V}_{SN} = \bar{V}_S$  d'où simplement

$$\bar{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_A + S_B e^{j2\pi/3} + S_C e^{j4\pi/3}) \quad (\text{III.10})$$

Selon les séquences binaires attribuées à  $S_K$  qui sont au nombre de  $2^3 = 8$  combinaisons possibles on peut générer l'étoile "six" de l'onduleur vectoriel matérialisant les six positions possibles avec les deux séquences nulle. [8]

N°	$V_i$	$S_A$	$S_B$	$S_C$
1	V0	0	0	0
2	V5	0	0	1
3	V3	0	1	0
4	V4	0	1	1
5	V1	1	0	0
6	V6	1	0	1
7	V2	1	1	0
8	V7	1	1	1

Tableau III.1. Table de vérité des séquences de l'onduleur

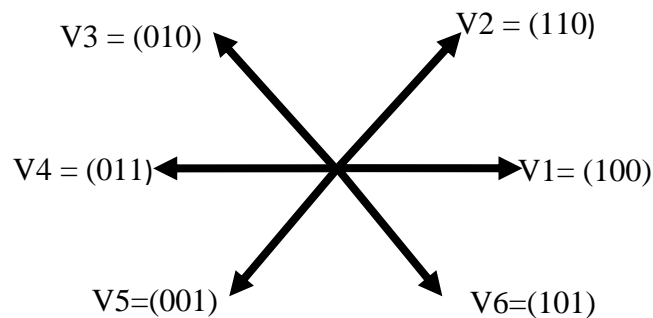


Fig. III.2. Les séquences binaires de l'onduleur

### III.4. Principes de la DTC

Les techniques DTC sont basées sur l'accélération ou la décélération du champ à l'intérieur de la machine par l'application d'une séquence appropriée à l'onduleur pour générer un vecteur tension statorique allant vers l'ordre désiré pour augmenter ou diminuer le flux l'accélérer ou le décélérer. Le choix de la séquence appropriée est orchestré par les régulateurs à hystérésis dont la fonction première est d'asservir le flux et le couple de la machine. L'approche DTC reste plutôt physique qu'automatique car elle est basée sur une approche empirique de l'évolution du couple et du flux de la machine. La DTC offre un découplage naturel entre le couple et le flux, cependant elle nécessite souvent des fréquences d'échantillonnage assez élevées (>20kHz). [9]

### III.4.1. Modèle Vectoriel de la machine tout flux.

Pour la DTC, le modèle de la MAS est considéré dans le référentiel du stator ( $\alpha$ - $\beta$ ), s'écrit :

$$\bar{V}_S = R_S \bar{i}_S + \frac{d\bar{\Phi}_S}{dt} \quad (\text{III.11})$$

$$0 = R_R \bar{i}_R + \frac{d\bar{\Phi}_R}{dt} - jp\Omega \bar{\Phi}_R \quad (\text{III.12})$$

$$\bar{\Phi}_S = L_S \bar{i}_S + M \bar{i}_R \quad (\text{III.13})$$

$$\bar{\Phi}_R = L_R \bar{i}_R + M \bar{i}_S \quad (\text{III.14})$$

$$Ce = pM \Im m(\bar{i}_S \bar{i}_R) \quad (\text{III.15})$$

Le modèle tout flux de la machine idéale concernera les équations tension du rotor et du stator, le couple. Le flux statorique sera considéré comme entrée. Il vient donc ce qui suit:

A partir de (III.13) et (III.14), les courants sont données en fonction des flux tels que: [7]

$$\bar{i}_S = \alpha_{SS} \bar{\Phi}_S + \alpha_{SR} \bar{\Phi}_R \quad (\text{III.16})$$

$$\bar{i}_R = \alpha_{RS} \bar{\Phi}_S + \alpha_{RR} \bar{\Phi}_R \quad (\text{III.17})$$

Avec,  $\alpha_{SS} = \frac{1}{\sigma L_S}$  ;  $\alpha_{RR} = \frac{1}{\sigma L_R}$  ;  $\alpha_{SR} = \alpha_{RS} = \frac{\sigma-1}{\sigma M}$

(III.17) dans (III.12) donne

$$\bar{\tau} \frac{d\bar{\Phi}_R}{dt} + \bar{\Phi}_R = \bar{\Phi}_S \quad (\text{III.18})$$

Avec,  $\bar{\tau} = \left( \frac{R_R}{\sigma L_R} - jp\Omega \right)$  ;  $\bar{\beta} = \bar{\tau} \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{R_R}{M}$

(III.16) dans (III.15) donne

$$Ce = p \frac{M}{\sigma L_S L_R} \Im m(\bar{\Phi}_S \bar{\Phi}_R^*) = p \frac{M}{\sigma L_S L_R} ((\bar{\Phi}_S \otimes \bar{\Phi}_R^*)) \quad (\text{III.20})$$

### III.4.2. Règles du contrôle du flux et du couple.

#### III.4.2.1. Règles du contrôle du flux

Dans la DTC, il s'agit de contrôler le flux statorique pour ces deux raisons:

1. Il est plus rapide que le flux rotorique ; en effet, en tenant compte de l'équation (III.18), le flux rotorique s'exprime par :

$$\overline{\Phi}_R = \frac{1}{1+\tau_s} \overline{\Phi}_S \quad (III.21)$$

2. Son estimation semble simple par l'usage de l'équation (III.11) à partir des grandeurs électriques mesurables du stator qui sont la tension et le courant. Cependant l'intégration en boucle ouverte du flux et l'estimation temps réel de la résistance du stator posent des problèmes qui affectent la robustesse de l'estimation du flux.

L'intégration du flux entre l'instant  $tk$  et l'instant  $tk + 1 = tk + TE$  telle que  $TE$  représente la période d'application d'un vecteur  $\vec{v}_s = \vec{V}_{si}$ . Dans une première approximation on peut supposer  $R_S$  est négligeable.

D'ou l'intégration de (III.11)

$$\int_{\overline{\Phi}_S(k)}^{\overline{\Phi}_S(k+1)} d\overline{\Phi}_S = \int_{tk}^{tk+1} (\vec{v}_s - R_S i_s) dt \approx \int_{tk}^{tk+1} \vec{v}_s dt = \vec{V}_{si} T_E \quad (III.22)$$

Soit, 
$$\overline{\Phi}_S(k+1) \approx \overline{\Phi}_S(k) + \vec{V}_{si} T_E \quad (III.23)$$

Ou bien 
$$\forall k \quad \Delta \overline{\Phi}_S \approx \vec{V}_{si} T_E \quad (III.24)$$

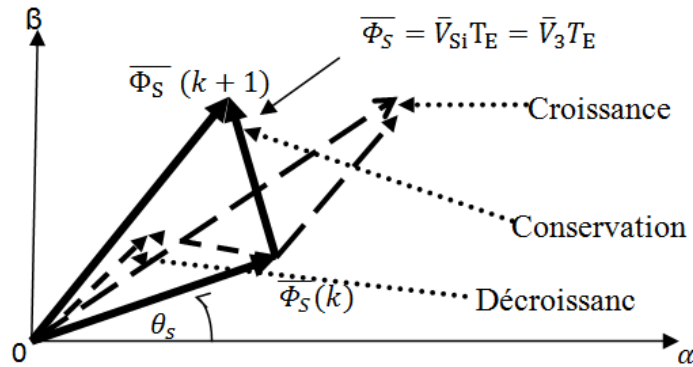


Fig.III.3.Evolution de flux stator dans le plan  $\alpha\beta$

D'après la figure ci- dessous on voit aisément que l'on peut augmenter le flux en appliquant la séquence V1, ou le garder constant en appliquant la séquence V3, ou encore le faire diminuer en appliquant la séquence V4.

Le module de la vitesse de déplacement du flux est donnée par la norme de sa dérivée telle que :

$$\left\| \frac{d\overline{\Phi}_S}{dt} \right\| \approx \left\| \frac{\overline{\Phi}_S}{T_E} \right\| \approx \sqrt{\frac{2}{3}} U_C = Cste \quad (III.25)$$

La direction du déplacement est donnée par la direction du vecteur séquence appliquée.

Garder le flux constant signifie que  $\forall k \|\overline{\Phi}_S(k)\| \approx \|\overline{\Phi}_S(k+1)\| \cong \Phi_{Som} = Cste$ ,

Cela implique que le vecteur de la vitesse de déplacement doit être perpendiculaire au flux et donc tangent au cercle réalisé par le flux dans le plan  $\alpha\beta$ . A noter que l'application d'une séquence de tension perpendiculairement au flux fait varier brutalement la phase et elle est considérée comme un déplacement maximal et peut avoir un effet notable. La diminution ou l'augmentation du flux revient à orienter son déplacement selon les séquences de tension comme le montre la figure III.3. [7] [9] [10]

### III.4.2.2. Règle du contrôle du couple

L'expression du couple(III.21) telle que donnée précédemment peut être réécrite comme:

$$C_e = p \frac{M}{\sigma L_S L_R} \|\overline{\Phi_S}\| \cdot \|\overline{\Phi_R}\| \cdot \sin(\overline{\Phi_S} \overline{\Phi_R}) \quad (\text{III.26})$$

En posant :  $K = p \frac{M}{\sigma L_S L_R}$  l'expression du couple devient :

$$C_e = K \|\overline{\Phi_S}\| \cdot \|\overline{\Phi_R}\| \cdot \sin(\delta) \quad (\text{III.27})$$

Le module du flux statorique est maintenu constant, réellement piégé dans une couronne circulaire de largeur de bande assez étroite, le module du flux rotorique le sera également après un temps suffisamment faible caractérisé par la constante de temps  $T_{\sigma R}$  telle que :

$$T_{\sigma R} = \frac{\sigma L_R}{R_R} \ll T_R = \frac{L_R}{R_R}$$

En vertu de l'équation précédente, le couple sera contrôlé par l'angle  $\delta$  entre les deux flux. [9]

## III.5. Algorithme DTC au sens Takahashi

Cet algorithme est donné comme suit:

1. Echantillonnage du domaine temporel avec  $T_E$  réduite.
2. A chaque échantillonnage  $T_E$ , on mesure les courants de ligne et les tensions de phases. Eventuellement, ces tensions peuvent être reconstituées à partir du bus continu ( $U_c$ ) et les séquences de commutation.
3. Estimation du flux et du couple à partir des mesures précédentes.
4. L'erreur enregistrée entre le flux réel (estimé) et le flux de référence est introduite dans un régulateur à hystérésis à deux niveaux. Son signe engendre une variable binaire  $\Phi$  tels que:

$$\varepsilon_\Phi = \|\overline{\Phi_{Sref}}\| - \|\overline{\Phi_S}\| > 0 \rightarrow \Phi = 1$$

$$\varepsilon_\Phi = \|\overline{\Phi_{Sref}}\| - \|\overline{\Phi_S}\| < 0 \rightarrow \Phi = 0$$

5. De même, l'erreur enregistrée entre le couple réel (estimé) et le couple de référence est introduite dans un régulateur à trois niveaux (éventuellement à 2 niveaux). Son signe engendre une variable binaire  $c$  tels que: [6] [7] [8]

$$\varepsilon_c = C_{eref} - C_e > 0 \rightarrow c = 1$$

$$\varepsilon_c = C_{eref} - C_e = 0 \rightarrow c = 0 \quad \left. \begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix} \right\} 2 \text{ niveaux} \quad \left. \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ -1 \end{matrix} \right\} 3 \text{ niveaux}$$

$$\varepsilon_c = C_{eref} - C_e < 0 \rightarrow c = -1$$

6. Sélection de la séquence de l'onduleur de  $V_0$  à  $V_7$  selon la localisation du vecteur flux dans le plan  $\alpha\beta$  et les états logiques des variables binaires  $\Phi$  et  $c$ . La localisation du flux est repérée dans les six secteurs angulaires à  $60^\circ$  du plan  $\alpha\beta$ . A chaque secteur angulaire correspond une séquence  $V_{si}$ , donnée conformément par l'étoile à six cotés, selon que l'on a une augmentation du flux (sa diminution) et une augmentation du couple (diminution). Ce qui permet de dégager la table de vérité que l'on présentera au tableau III.3.

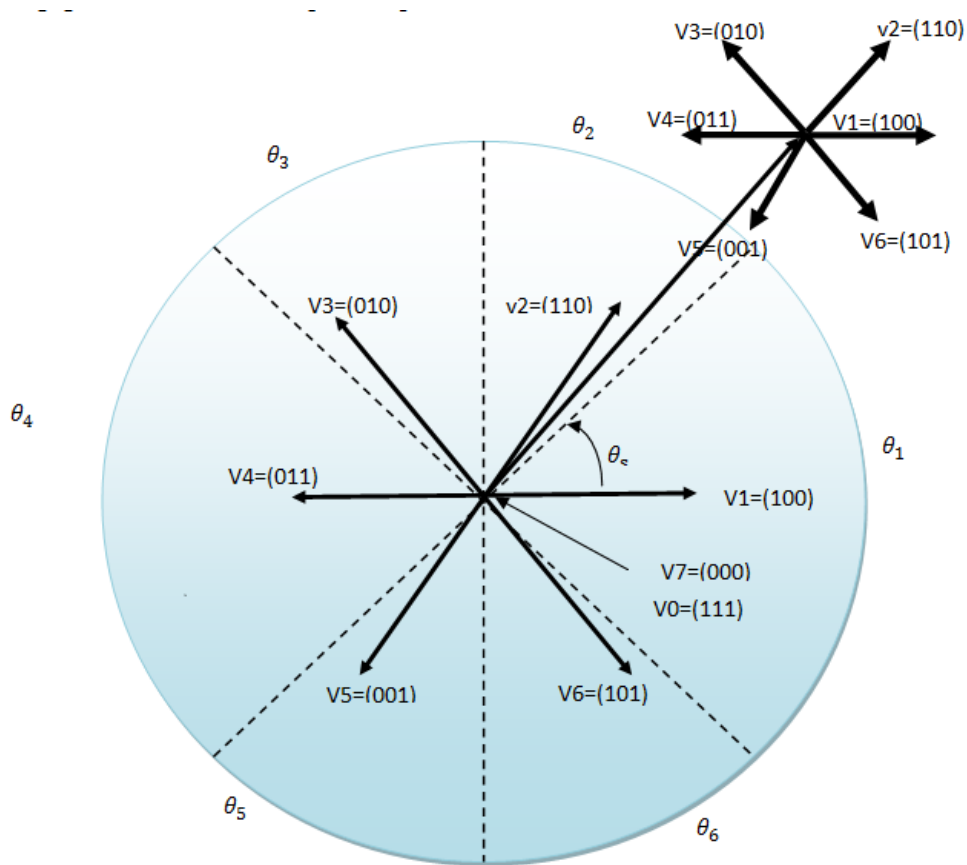


Fig. III.4.L'étoile  $V_1$ - $V_6$  et les 6 secteurs de la DTC—classique

Dans le secteur angulaire  $\theta_2$ , par exemple, on peut voir que l'application de

application	Flux	Couple
$V_1$	Augmentation	Diminution
$V_2$	Augmentation	Augmentation
$V_3$	Augmentation	Augmentation
$V_4$	Diminution	Augmentation
$V_5$	Diminution	Diminution
$V_6$	Diminution	Diminution

**Tableau. III.2 .Augmentation du couple et du flux selon la séquence appliquée**

En faisant déplacer parallèlement l'étoile des six vecteurs dans chaque secteur angulaire. On peut selon l'état binaire des variables logiques  $\Phi$  et  $c$  avoir la séquence de l'onduleur  $V_i$  qu'il faut, soit donc la table de vérité donnée ci-dessous. On remarque que  $V_4 = \bar{V}_1 \quad V_2 = \bar{V}_5 \quad V_3 = \bar{V}_6$

Secteur Angulaire		1	2	3	4	5	6	comparateur	
$\Phi=1$	$c=1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 niveaux	
	$c=0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$		
	$c=-1$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 niveaux	
$\Phi=0$	$c=1$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 niveaux	
	$c=0$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$		
	$c=-1$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 niveaux	
<b>Bras d'onduleur en veille ( au repose)</b>		1&4	2&5	3&6	1&4	2&5	3&6		

**Tableau. III.3 .Table de vérité tenant compte des deux cas de contrôle du couple.**

Les séquences  $V_7$  et  $V_0$ , séquences nulles, sont alternativement pour minimiser les commutations de l'onduleur. On note que dans chaque secteur, un bras de l'onduleur est mis et veille (au repos). [8]



### III.6. Structure de la commande DTC d'une MAS

#### III.6.1. Structure

La figure III.5 présente le schéma bloc d'implantation de la commande DTC d'une machine asynchrone au sens de Takahashi. [10]

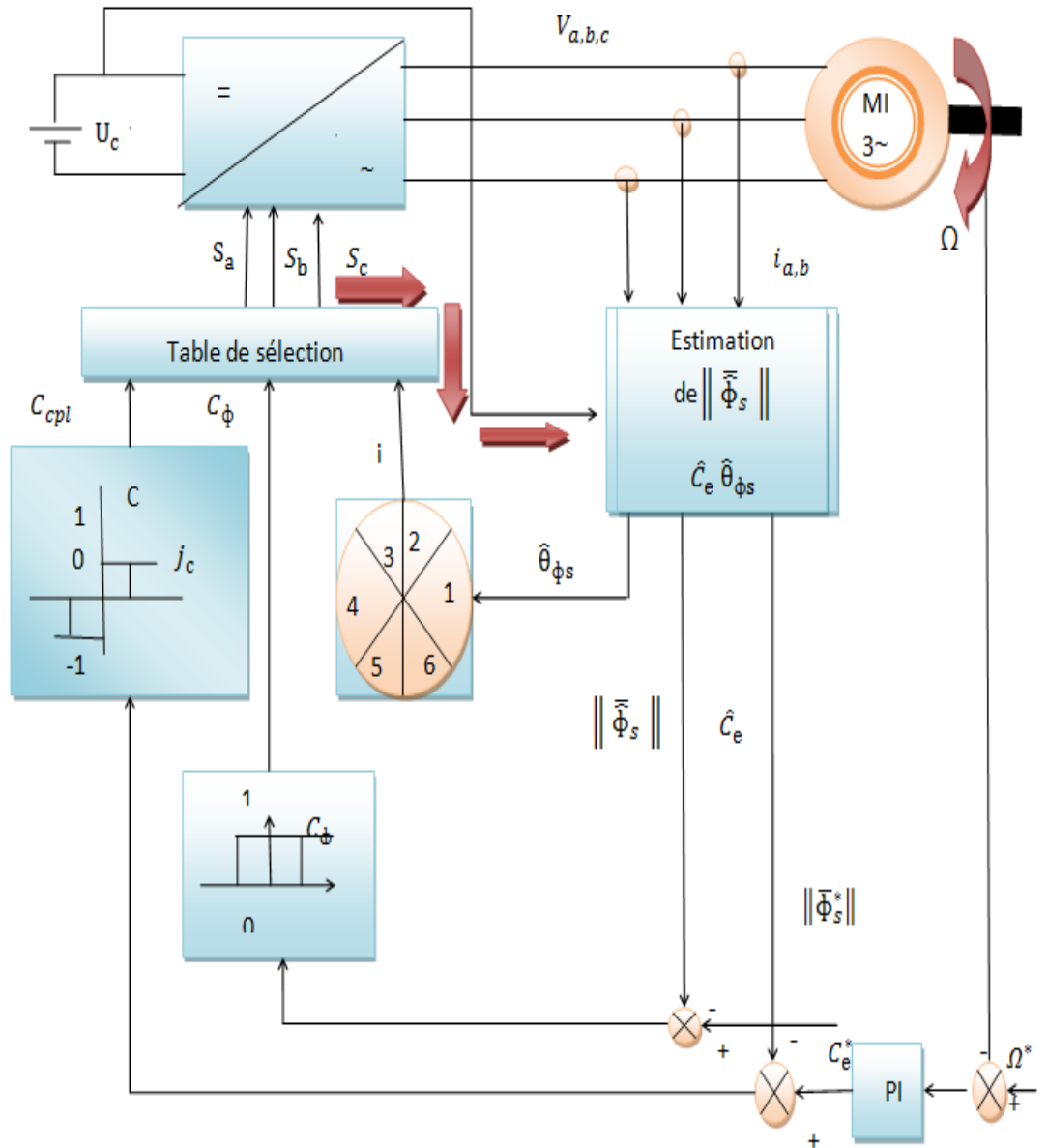


Fig. III.5. Schéma d'implantation de la commande DTC

### III.6.2. Régulateur à Hystérésis

#### a) Régulateur de flux

Le contrôle du flux est réalisé par un régulateur à hystérésis à deux niveaux pour pouvoir piéger l'extrémité de son vecteur dans une couronne circulaire, comme indiqué sur la figure III.8. Ainsi le module de  $\bar{\Phi}_S$  sera borné comme

$$\|\bar{\Phi}_S^*\| - \frac{\Delta\phi_S}{2} \leq \|\bar{\Phi}_S\| \leq \|\bar{\Phi}_S^*\| + \frac{\Delta\phi_S}{2} \quad (III.41)$$

Ou,  $\|\bar{\Phi}_S^*\|$  est la consigne du flux statorique.

$\Delta\phi_S$ : Largeur de la bande choisie selon les contraintes précision-commutation. [7] [10]

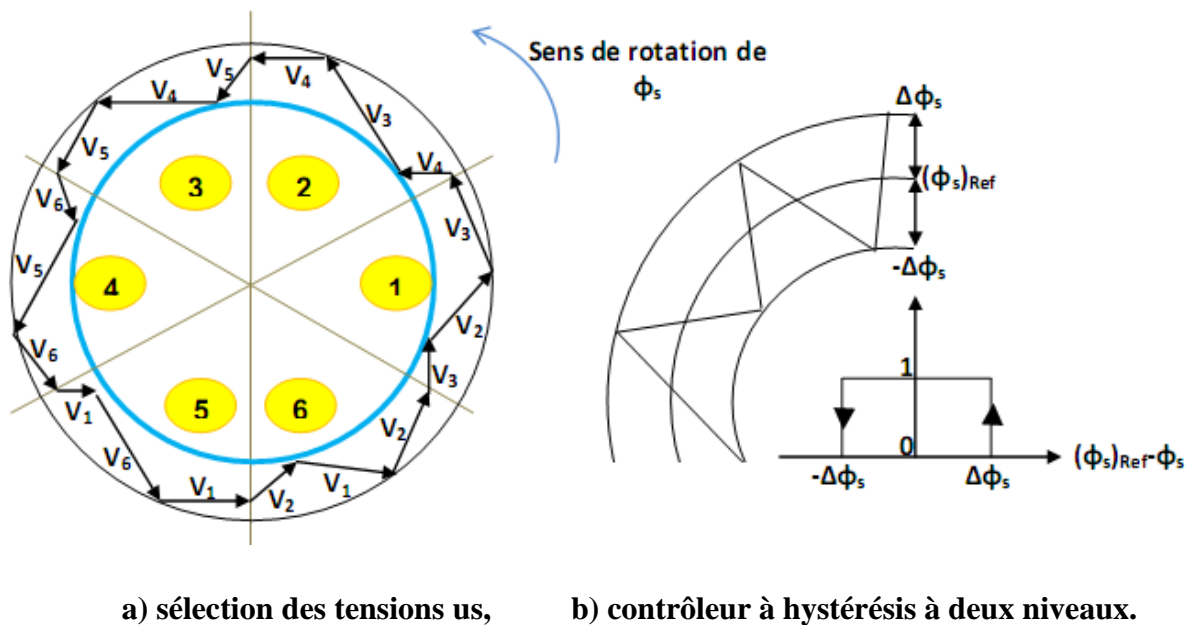
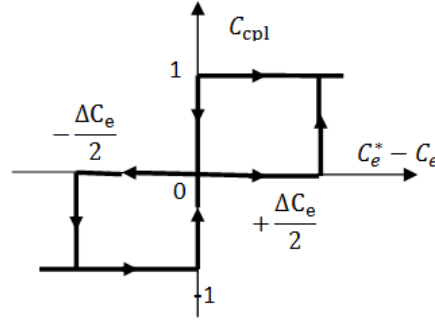


Fig. III.6. Contrôle du flux par hystérésis,

#### b) Régulateur de couple électromagnétique

Celui-ci peut être réalisé selon deux types:

1. Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux, pour un fonctionnement dans les deux sens de rotation, comme il est indiqué sur la figure III.6.
2. Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux, pour un seul sens de rotation. Pour diminuer le couple, la séquence nulle de tension est appliquée. L'inversion de la rotation de la machine est obtenue par croisement de deux phases.



**Fig. III.7. Comparateur à hystérésis à trois niveaux.**

Le choix judicieux des largeurs de bande à hystérésis des deux régulateurs de flux et du couple constitue l'essentiel pour la réalisation des performances intéressantes de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à de fortes pulsations sur la grandeur à contrôler; d'autre part, une largeur de bande assez étroite (fréquence élevée) sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, voire la machine. En outre, même si l'écart sur les grandeurs contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise, un changement de séquence ne peut avoir lieu jusqu'à ce que l'ordre se fasse détecter par le correcteur dans la prochaine période d'échantillonnage. [3] [7]

### III.6.3. Estimation du flux et du couple

En principe tout se ramène à l'estimation du flux qui reste problématique, Pour simplifier, on se restreint à l'estimateur de flux élémentaire, malgré ses inconvénients déjà signalés, qui donne par l'intégration de la relation de base (III.11), tels que  $\hat{x}$  et  $\tilde{x}$  définissant, respectivement, l'estimation et la mesure de la grandeur  $x$ . On a donc ce qui suit: [3] [10]

Pour le flux,

$$\begin{cases} \hat{\Phi}_{S\alpha} = \int (\tilde{V}_{S\alpha} - R_S \tilde{i}_{S\alpha}) dt \\ \hat{\Phi}_{S\beta} = \int (\tilde{V}_{S\beta} - R_S \tilde{i}_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.42})$$

Pour le couple,

$$\hat{C}_e = P(\hat{\Phi}_{S\alpha} \tilde{i}_{S\beta} - \hat{\Phi}_{S\beta} \tilde{i}_{S\alpha}) \quad (\text{III.43})$$

Ou le courant et la tension biphasée sont donnés à partir de la relation du phaseur (III.7):

Pour les courants:

$$\begin{cases} \tilde{i}_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \tilde{i}_{SA} \\ \tilde{i}_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\tilde{i}_{SB} - \tilde{i}_{SC}) \end{cases} \quad (III.44)$$

Pour les tensions:

$$\begin{cases} \tilde{v}_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \tilde{v}_{SA} \\ \tilde{v}_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} (\tilde{v}_{SB} - \tilde{v}_{SC}) \end{cases} \quad (III.45)$$

Sinon, par application de la relation (III.12)

$$\begin{cases} \tilde{v}_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_C \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b - S_c) \right) \\ \tilde{v}_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_C (S_b - S_c) \end{cases} \quad (III.46)$$

### III .7.Calcul du régulateur de vitesse

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulation de la vitesse est représenté par la figure (III.8)

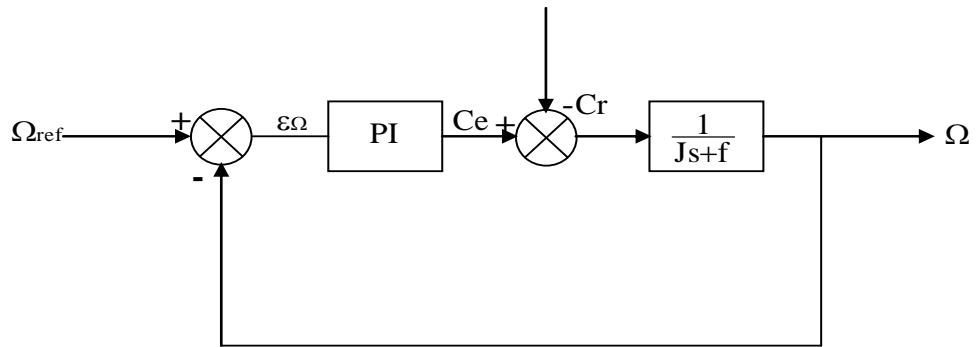


Fig. III.8.Schéma fonctionnel de la boucle de régulation de vitesse

En négligeant le coefficient de frottement f et en considérant le couple de charge comme une perturbation, la fonction de transfert en boucle ouverte est donc :

$$\frac{\Omega}{\varepsilon\Omega} = \frac{C(s)}{Js} \quad (III.47)$$

C(s) : désigne la fonction de transfert du régulateur PI qui s'exprime par :

$$C(s) = \frac{K(1+\tau s)}{\tau s} \quad (\text{III.48})$$

Compte -tenu de l'équation du régulateur PI (III.48) on obtient :

$$\frac{\Omega}{\varepsilon \Omega} = \frac{K(1+\tau s)}{J \tau s^2} \quad (\text{III.49})$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit donc :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K(1+\tau s)}{J \tau s^2 + K(1+\tau s)}$$

En divisant cette dernière équation membre à membre par K on obtient :

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1+\tau s}{1+\tau s + \frac{J}{K} \tau s^2} \quad (\text{III.50})$$

Le zéro de  $1+\tau s$  ne va pas évidemment poser de problème car il va être filtré à l'entrée comme le montre la figure (III.11) et on s'intéresse par contre aux pôles de la fonction de transfert en boucle fermée qui est équivalent à un système du second ordre. Ainsi on écrit :

$$1 + \tau s + \frac{J}{K} \tau s^2 = 1 + 2\xi \tau n s + \tau_n^2 s^2 \quad (\text{III.51})$$

Par identification membre à membre de cette dernière équation (III.51) on a :

$$\tau = 2\xi \tau n \quad (\text{III.52})$$

$$\frac{J}{K} \tau = \tau_n^2 \quad (\text{III.53})$$

La fonction de transfert peut s'écrire sous cette forme :

$$C(s) = K + \frac{K}{\tau} \frac{1}{s} \quad (\text{III.54})$$

Notons  $-K_p = K$ : le coefficient de proportionnalité

$-K_i = \frac{K}{\tau}$ : la constante d'intégration

Des équations (III.52) et (III.53) on tire :

$$K = \frac{2J\xi}{\tau n} \quad (\text{III.55})$$

D'où 
$$K_p = \frac{2J\xi}{\tau n} \text{ et } K_i = \frac{J}{\tau n^2} \quad (\text{III.56})$$

En vue d'avoir une réponse indicielle apériodique, le facteur d'amortissement  $\xi$  est pris généralement entre 0.7 et 1. Pour un facteur d'amortissement choisi  $\xi = 1$  et  $\tau_n = 0.5\tau_{m0}$  avec  $\tau_{m0}$  est la constante de temps mécanique en boucle ouverte à vide qui correspond à 63.3% de la valeur finale de la vitesse, on détermine à présent les paramètres du régulateur. [5] [7]

$$\tau = 0.3s \quad K_p = 16.4 \text{ Et } K_i = 164$$

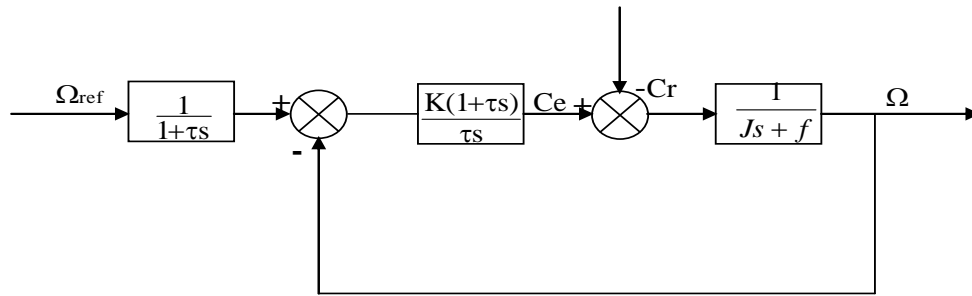
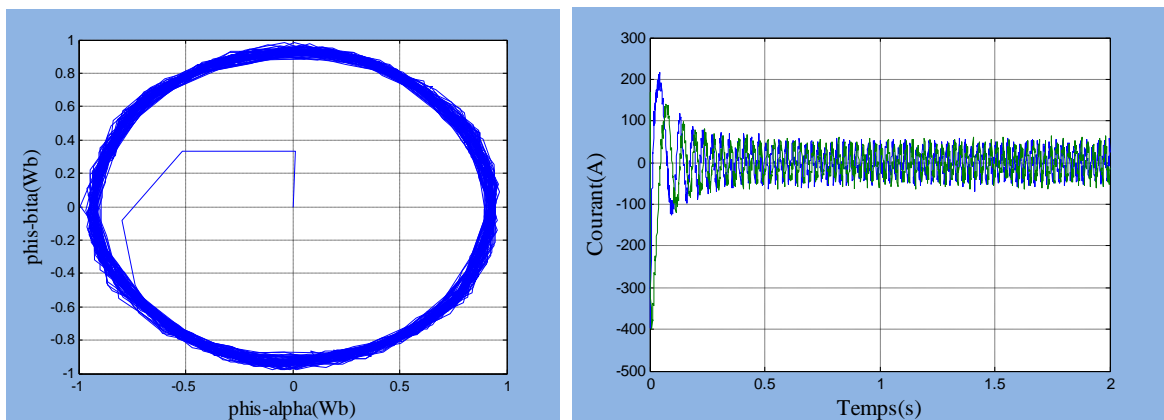


Fig .III.9. Schéma fonctionnel de la boucle de vitesse avec un régulateur PI

### III.8. Simulation et résultats de simulation

#### III.8.1. Essais a vide

$$C_r = 0 \text{ Nm} \quad R_r = R_n \quad \Delta c = 0.5 \text{ Nm} \quad \Delta \phi = 0.01 \text{ wb}$$



a- flux  $\phi_{s\beta}$  en fonction de  $\phi_{s\alpha}$

b- courant statorique

Fig. III.10. Evolution du flux statorique et du courant dans le repère  $\alpha\beta$

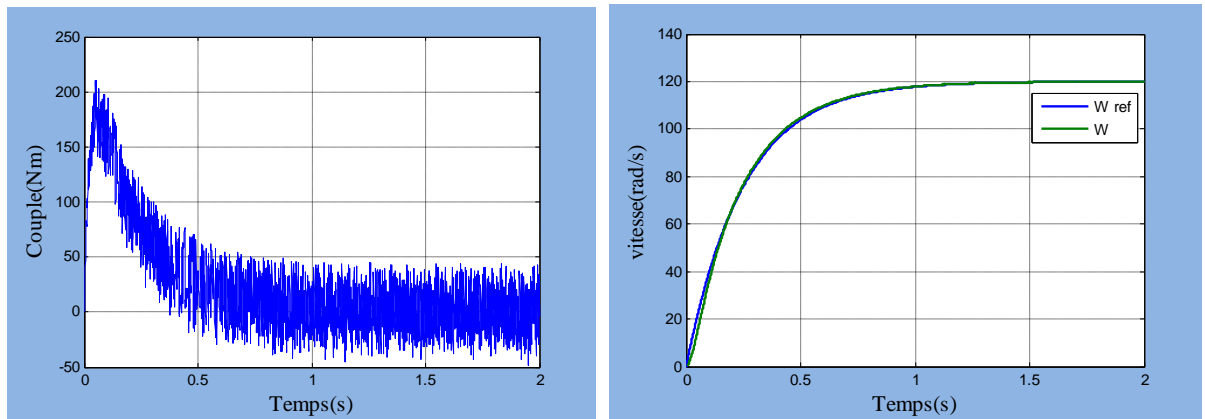


Fig. III.11. Evolution des grandeurs mécaniques

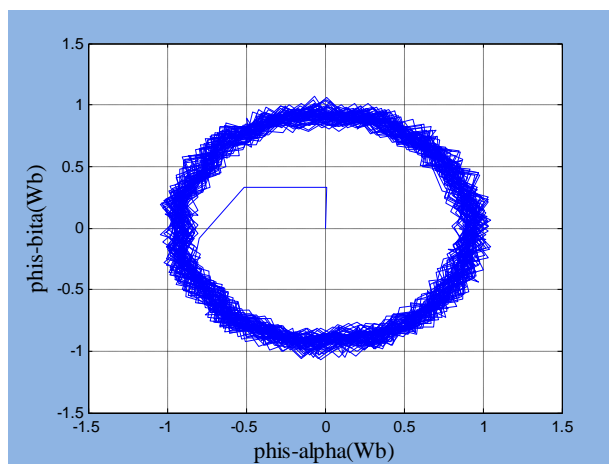


Fig. III.12. Evolution du flux  $\phi_{s\beta}$  en fonction de  $\phi_{s\alpha}$  pour  $\Delta\phi=0.1$  wb

### III.8.2. Test d'inversion de vitesse

$C_r=0$  Nm  $R_r=R_n$   $\Delta c = 0.5$  Nm  $\Delta\phi=0.01$  wb

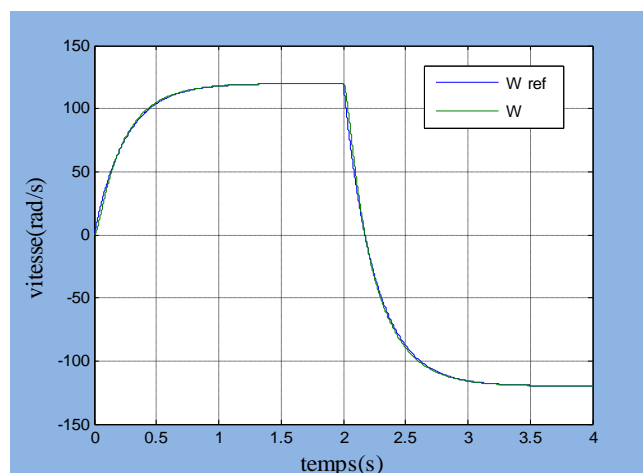


Fig. III.13. Test d'inversion de vitesse

III.8.3.Essi en charge

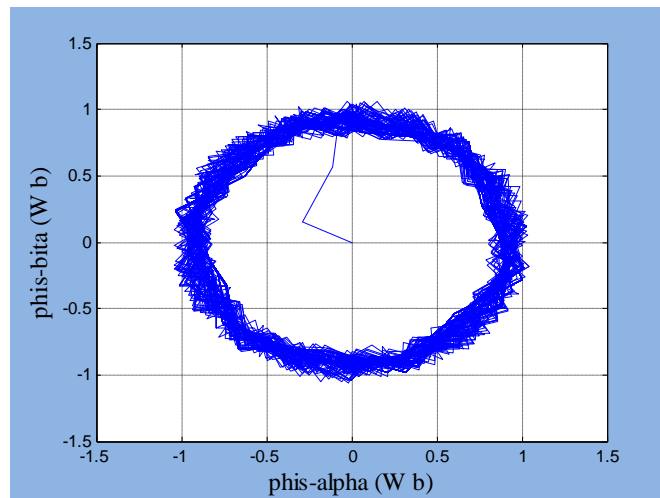


Fig.III.14. Evolution du flux  $\phi_{s\beta}$  en fonction de  $\phi_{s\alpha}$  pour  $\Delta\phi=0.1$  wb pour une charge variable

III.8.4.Test de robustesse

a- Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques ( $Cr \neq 0$ )

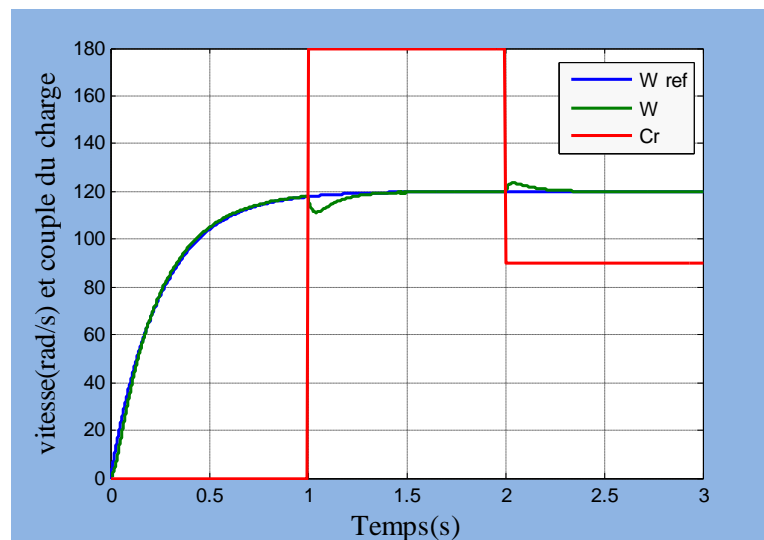
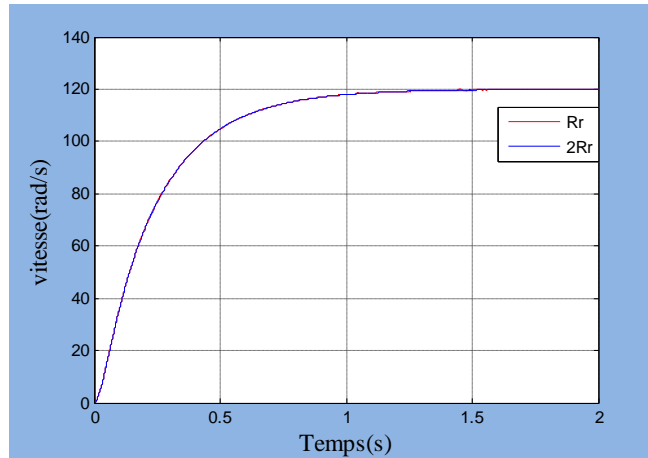


Fig. III.15. Evolution de la vitesse suite à des variations de charge



### b- Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques ( $R_r = 2R_{rn}$ )



**Fig. III.16. Evolution de la vitesse suite à une variation de résistance rotorique**

### III.9. Interprétation des résultats

On remarque d'après ces résultats de simulation :

1. Le flux est piégé dans une couronne quelque soit la charge appliquée ; ce qui montre que la constance du flux en dépit de la charge. On conclut que le couple et le flux sont découplés.
2. La commande (DTC) est robuste vis-à-vis des variations paramétriques, telle que la résistance rotorique, cependant elle semble moins robuste vis-à-vis des variations non paramétriques telle que les variations de la charge.

### III.10. Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande (DTC) en passant par la modélisation de l'onduleur aussi bien sous forme matricielle que vectorielle. Cette étude est validée par une simulation en SIMULINK dans un environnement MATLAB. La simulation a montré que la commande directe de couple offre un découplage naturel entre le couple et le flux. Cette stratégie de commande s'est montrée robuste par rapport aux variations paramétriques et un peu moins par rapport aux variations non paramétriques.

# Conclusion générale

Au vue de ces remarquables qualités de simplicité, robustesse, absence d'entretien et par conséquent son faible cout de revient, la machine asynchrone est la plus utilisée dans les entrainements à vitesse variable. Autres fois, c'était la machine à courant continu qui est utilisée surtout avec le développement de l'automatique et l'électronique de puissance. Cependant cette est abandonnée au détriment de la machine asynchrone à cause de sa limitation en puissance et en vitesse sans omettre son problème de collecteur qui nécessite un entretien fréquent. La machine synchrone est peu utilisée de nos jours à cause de son collecteur à l'inverse de son homologue à aimants permanents qui reste moins attractif pour son cout qui demeure onéreux. La machine asynchrone est désormais la plus utilisée, cependant elle présente un modèle non linéaire fortement couplé. [2]

Dans ce travail, une étude de la machine a été menée sur le plan de sa constitution et sa modélisation aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère diphasé fictif de Park. Cette modélisation a permis d'exprimer le modèle de la machine dans repère unique. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques. Elle a aussi révélé le couplage entre le flux et le couple.

Pour mieux exploiter la machine, la linéarisation de son modèle est impérative. Il existe beaucoup de techniques de commande qui ont permis cette linéarisation. On peut citer la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, cependant cette commande, en outre de la position du flux peu précise, elle se trouve fragilisée par les variations paramétriques et non paramétriques de la machine. Une alternative s'impose et consiste à utiliser d'autres commandes telles que la commande directe du couple (DTC).

La commande directe du couple est technique de commande qui s'appuie sur une approche empirique. Le principe de cette commande se base sur l'accélération ou la décélération du champ magnétique à l'intérieur de la machine. Ceci est possible grâce à l'application d'une séquence bien appropriée de tension aux bornes de l'onduleur. Le flux et le couple sont régulés par régulateurs à hystérésis. Une simulation en SIMULINK sous MATALB a été effectuée et a révélée de remarquables qualités de cette commande. La DTC offre un découplage naturel entre le flux et le couple et elle se présente comme une commande robuste vis à vis des variations paramétriques et moins robuste par rapport aux variations de la charge. [6]

### **Perspectives**

En fin ce travail pourrait être amélioré par l'association des onduleurs SVM (Space

## *Conclusion générale*

---

Vector Modulation) à la machine ou par l'insertion des interrupteurs intelligents à base des réseaux de neurones et sans capteur de vitesse.

annexes

**Paramètres d'une machine de 35kW, 50Hz ,220/380v [4]**

Rs	Résistance statorique	0.052 $\Omega$
Rr	Résistance rotorique	0.07 $\Omega$
Ls	Inductance statorique	0.0317H
Lr	Inductance rotorique	0.0323H
M	Inductance mutuelle cyclique	0.0320H
j	Moment d'inertie	0.41 Kg.m <sup>2</sup>
f	Coefficient de frottement	0 SI
p	Nombre de Paire de pôles	2
Cn	Couple nominal	248 Nm
$\Omega_n$	Vitesse nominal	141.12 rad/s
Nn	Vitesse nominal	1348.36 (tr/s)

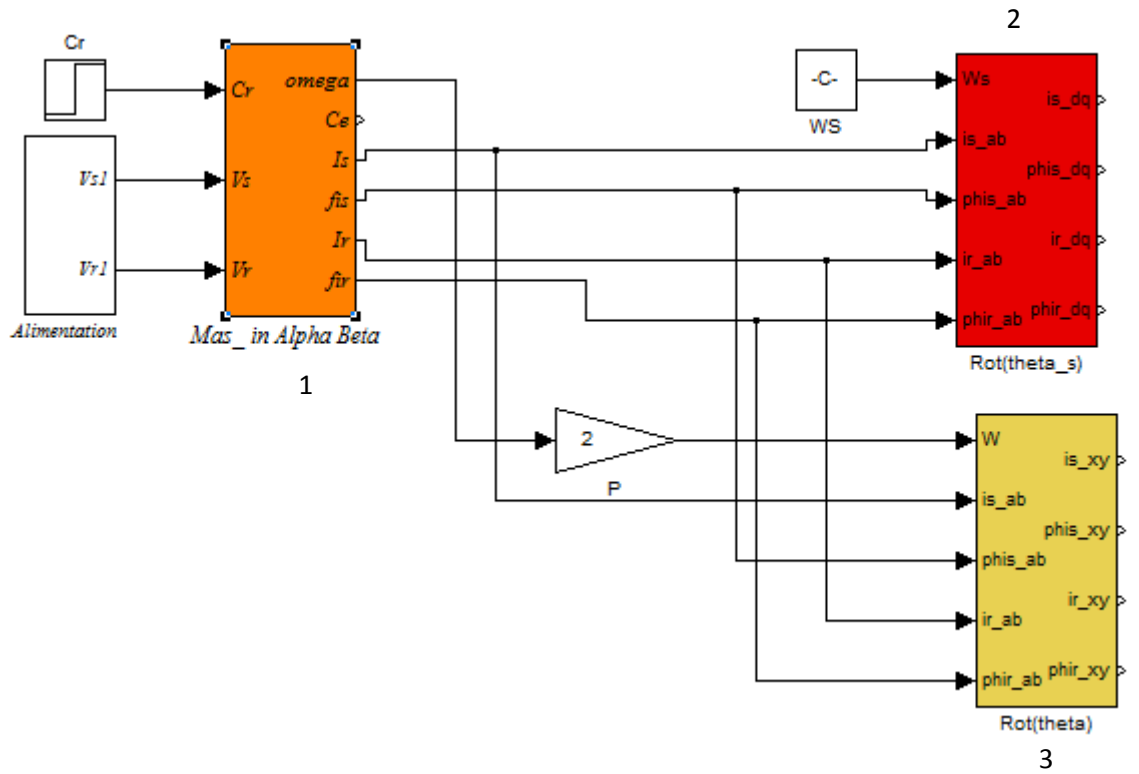


Fig.1\_annexe B : Schéma block de la modélisation d'une MAS en Simulink

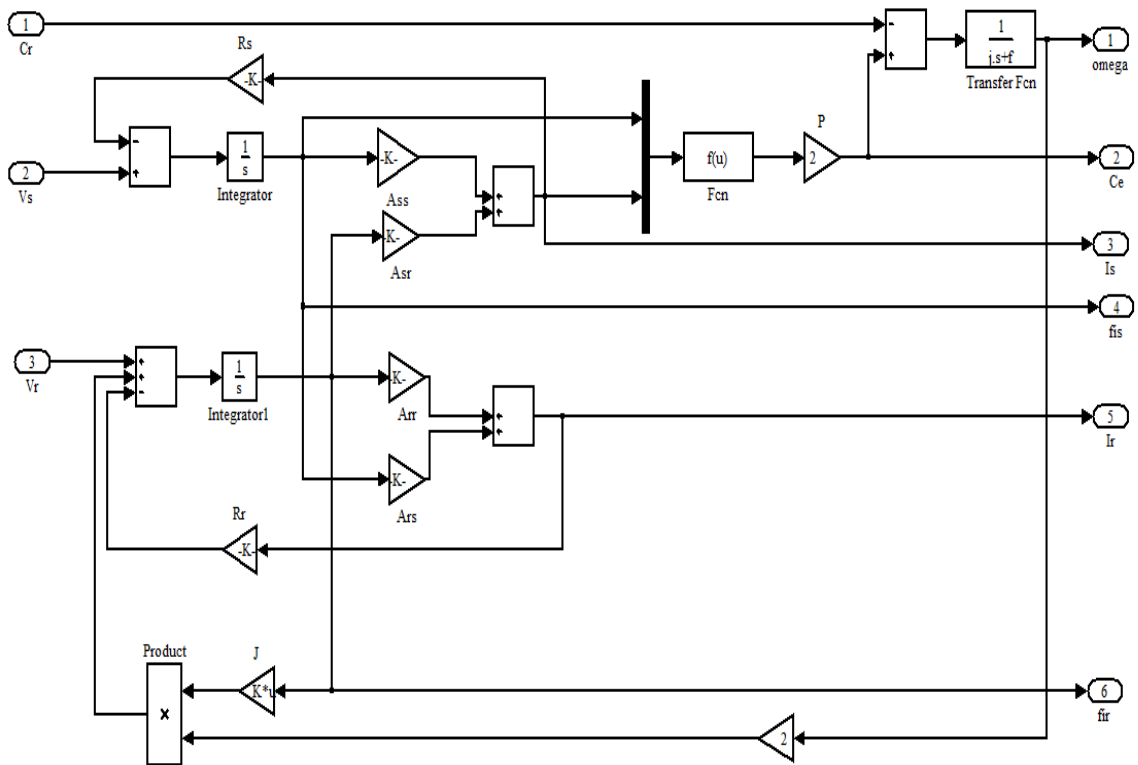


Fig.2\_annexeB : Schéma block [1]

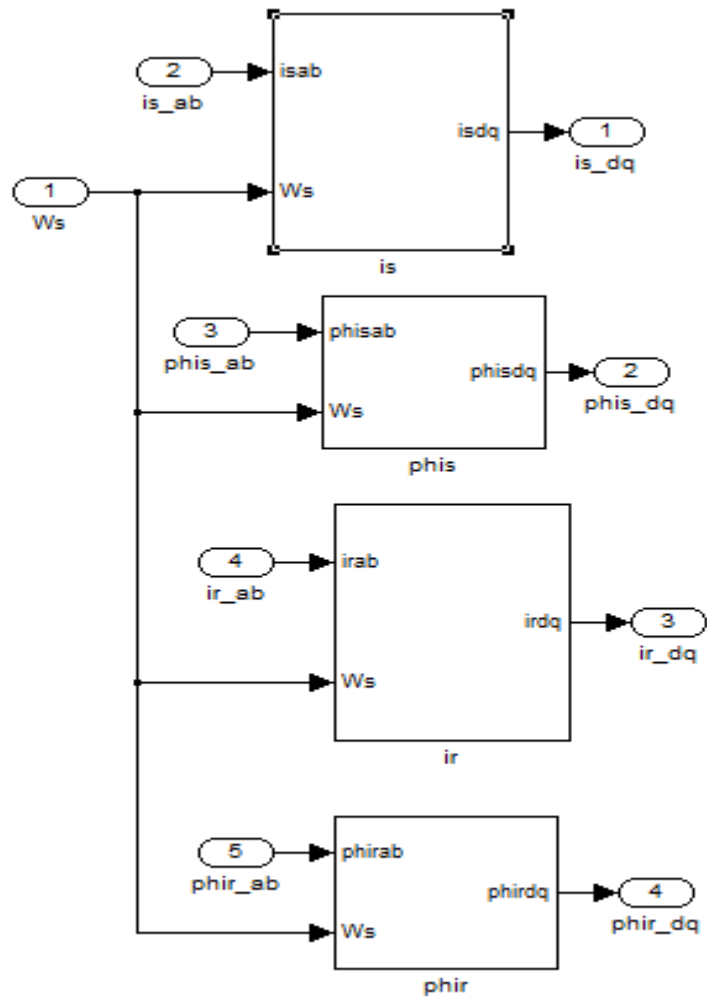


Fig.3\_annexe B: Schéma block [2]

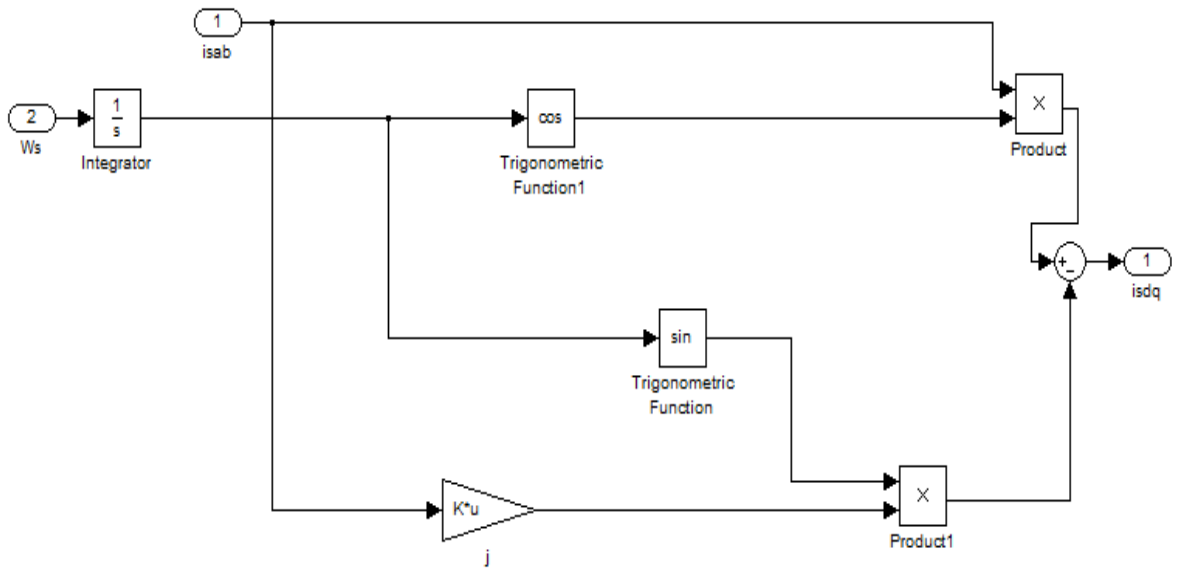


Fig.4\_annexe B: Schéma block [2] passage ab \_dq



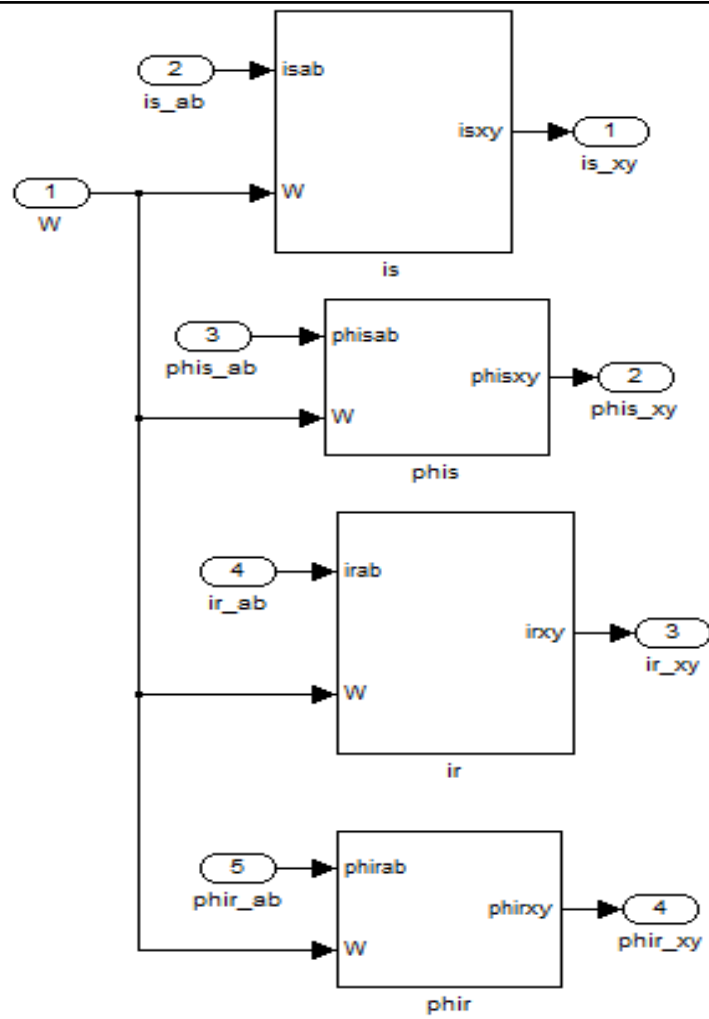


Fig.5\_annexe B: Schéma block [3]

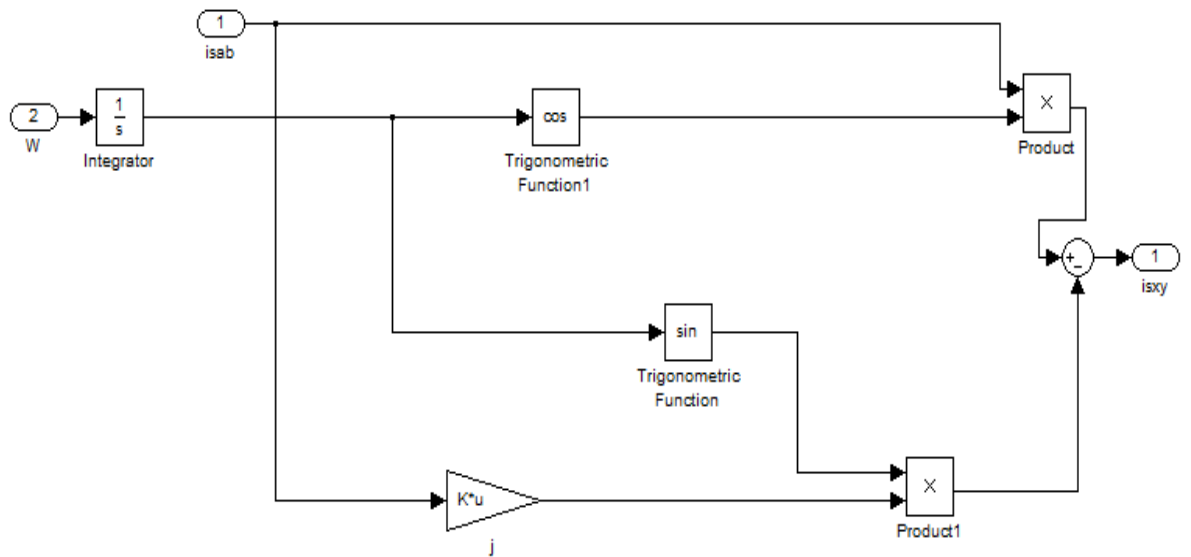


Fig.6\_annexe B: Schéma block [3] passage ab\_xy

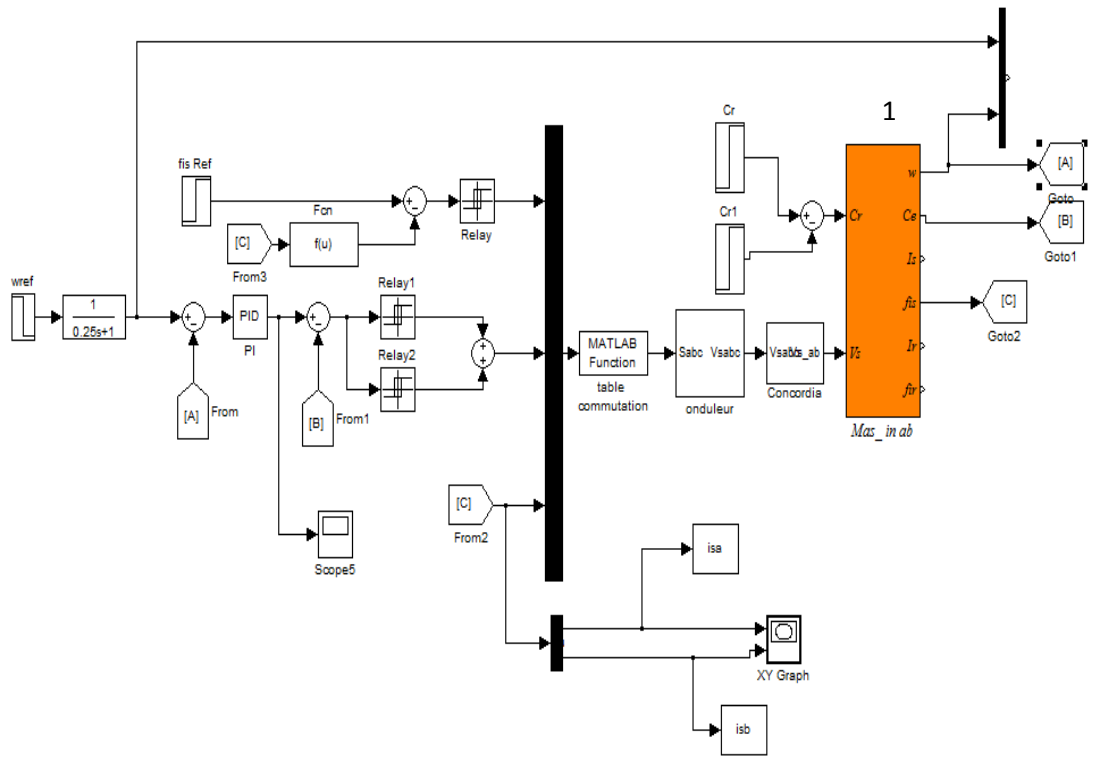


Fig.7\_annexe B : Schéma block de la commande (DTC) d'une MAS en Simulink

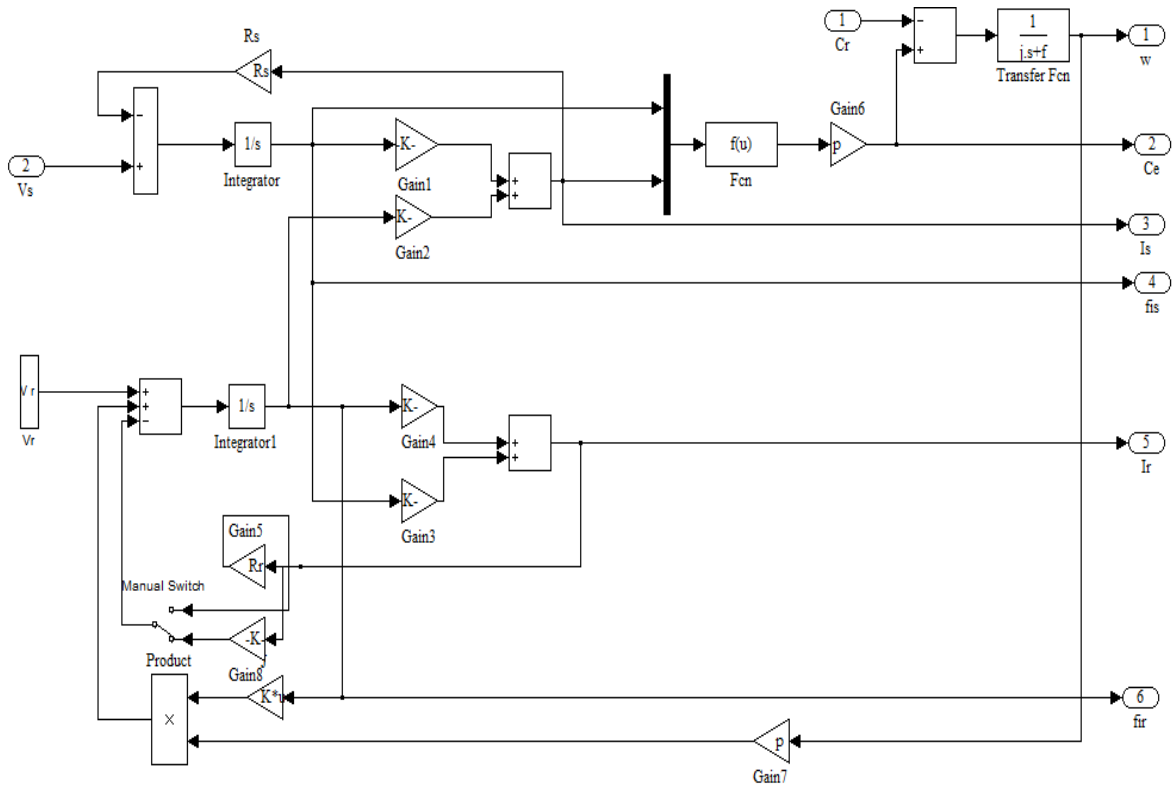


Fig.7\_annexe B: Schéma block[1]

# Références

- [1] **G.Séguier, F.Notelet**, « Electrotechnique industrielle », Editions Techniques & Documentations 3<sup>ème</sup> tirage Paris 1981.
- [2] **J.Lessenne, F.Notelet, G.Séguier** « Introduction à l'électrotechnique approfondie », Editions Techniques & Documentations, Paris 1981
- [3] **Lazhar Sahraoui** " modélisation, identification et commande d'une machine d'induction à double cage" mémoire de magistère université d'Oum el bouaghi janvier2008.
- [4] **Carlos Canudas de Wit** « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » tome 1, Editions Sciences Hermes, 2000.
- [5] **J.P.Hautier, J.P.Caron** « modélisation et commande de la machine asynchrone », Editions Technip, Paris 1995.
- [6] **Bouhafna Sebti** " Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones" mémoire de magistere université de Batna 2013.
- [7] **Malika Benaissa** " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple « DTC »" d'une machine asynchrone ; université de Batna 2012.
- [8] **Dissa Abdennour** " Contrôle direct du couple du moteur à induction sans capteur de vitesse associée à un observateur non linéaire" université de Batna. 2011
- [9] **F.Nacéri** " Commande non linéaire adaptative des machines électriques associées à des convertisseurs statiques" ; projet J0201320070006 .
- [10] **Kerrache Abdelaziz et Korichi Ahmed** " Commande DTC-SVM Prédictive d'un moteur asynchrone à cage sans capteur mécanique" mémoire master 2014.

## ملخص:

المحرك اللا تزامني بواسطة مزاياه (بساطة التصميم والصيانة، انخفاض التكلفة، وخاصة غياب مجموعة الفرش-المجمع) هو الآلة الأكثر استخداما في الصناعة ومع ذلك كان تطور النظم التي تستخدم المحركات الغير المتزامنة التي تعمل على تردد متغير ممكنا بفضل أشباه الموصلات ذات القوة العالية في الأداء التي تتكون منها المحركات السنكروتيكية التي ترتبط مع أنظمة التحكم . ان اقحام التحكم المباشر في العزم في منتصف الثمانينات فتح آفاق جديدة في مجال التحكم , غير انه في هذا النوع الكلاسيكي من التحكم فإن تردد المحول السنكروتيكي يتغير مما ينتج تذبذبات غير مرغوب فيها في العزم والتدفق . يركز العمل المطروح في هذه المذكرة على دراسة التحكم المباشر في العزم لمحرك لا تزامني حيث عملنا على تحسين هذا النوع من التحكم للحد من التذبذبات في العزم والتدفق . ولتحقيق هذا الهدف قمنا بتطوير طريقة DTC التي تستند إلى اتباع نهج عملي.

**الكلمات المفتاحية:** النهج التجريبي, DTC, المحرك اللا تزامني. التحكم، التخلفية، التبديل، العاكس،

## Résumé :

Le moteur asynchrone de par ses avantages incontestés (simplicité de conception et d'entretien, faible coût, et surtout absence de l'ensemble balais-collecteur), est de loin le moteur le plus utilisé en industrie. Toutefois le développement des systèmes utilisant les moteurs asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances, qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. L'introduction de la commande directe du couple DTC au milieu des années quatre-vingt a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande. Cependant, dans la commande DTC classique, la fréquence de l'onduleur change et ceci conduit à des oscillations de couple et de flux indésirables. Le travail proposé dans ce mémoire porte sur la commande directe du couple du Moteur Asynchrone. Nous attacherons à améliorer ce type de commande afin, de réduire les oscillations du couple et du flux. Pour accomplir cet objectif une commande DTC basée une approche empirique est proposée.

**Mots Clés :** Approche empirique, DTC, MAS, Régulateur ,Hystérisis, Commutation, Onduleur,

## Abstract:

The asynchronous motor by its undisputed advantages (simplicity of design and maintenance, low cost and especially together brooms – manifold), the motor is by far the most used in industry. However the development of systems using asynchronous motors operating at variable frequency was possible thanks to semi –conductor power of high performance, which constitute the static converters associated with control systems. The introduction of DTC control in the eighties mid has opened a new horizon in the field of control. However, in the classical DTC control leads to oscillations in torque and flux. The work proposed in this thesis focuses on the direct torque control of Asynchronous Motor. We will strive to improve this type of control to reduce the oscillations of torque and flux. To accomplish this goal a DTC based empirical approach is proposed.

**Keywords:** Empirical approach. DTC, Asynchronous Motor. Control . Hysteresis, Switching, Inverter,