

République Algérienne Démocratique et Populaire  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique  
Université Mentouri de Constantine  
Faculté des Sciences de l'Ingénieur  
Département d'Electrotechnique

N° d'ordre : .....  
Série : .....



جامعة منتوري - قسنطينة -

## MÉMOIRE

Pour l'obtention du Diplôme de

### MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option:

**Modélisation Et Commande Des Machines Electriques**

Présenté par :

**REZGUI SALAH EDDINE**

THÈME :

**COMMANDE DE MACHINE ELECTRIQUE EN ENVIRONNEMENT**

Matlab/Simulink et Temps Réel

**Application à la machine asynchrone:**

**Commande Vectorielle Sans Capteurs Mécaniques**

**SVPWM, Mode Glissant, MRAS**

Soutenu publiquement le / / 2009 devant le jury composé de :

<b>Président :</b>	<b>BENTOUNSI A.</b>	<b>Maître de Conférence (U. Constantine)</b>
<b>Rapporteur :</b>	<b>BENALLA H.</b>	<b>Professeur (U. Constantine)</b>
<b>Examineurs :</b>	<b>BOUZID A.</b>	<b>Professeur (U. Constantine)</b>
	<b>CHENNI R.</b>	<b>Maître de Conférence (U. Constantine)</b>

الحمد لله رب العالمين  
و  
الصلاة والسلام على رسول الله

«وقل رب زدني علما»  
طه " 114 "

*A ma mère et mon père*  
*A mon épouse*  
*A mon frère et mes sœurs*  
*A mes enfants et mon neveu*  
*A toute ma famille*  
*A mes amis et collègues*

## **Remerciements**

*Les travaux présentés dans ce mémoire ont été effectués au sein du laboratoire d'électrotechnique de Constantine (LEC).*

*Ainsi, je tiens à exprimer mes vifs remerciements à Monsieur **BENALLA H.**, professeur à l'Université de Mentouri Constantine, pour avoir dirigé ce travail, et pour la confiance et l'intérêt qu'il a témoigné tout au long de la réalisation de ce travail.*

*Mes remerciements distingués vont à Monsieur **BENTOUNSI A.**, Maître de Conférence à l'Université de Mentouri Constantine, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury.*

*Je remercie vivement Monsieur **BOUZID A.**, professeur à l'Université de Mentouri Constantine, chef du département d'électrotechnique, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.*

*Mes vifs remerciements vont aussi à monsieur **CHENNI R.** Maître de conférence au département d'électrotechnique de l'université de Mentouri Constantine pour avoir accepté d'examiner ce travail en me faisant l'honneur de participer à ce jury.*

*Je tiens à remercier tous les enseignants du département d'électrotechniques, et spécialement mes professeurs en poste graduation Messieurs: **LATRECHE, KHEZZAR, BELLAHRECHE, BOUCHERMA, MEHASNI, et NEMMOUR.***

*Je n'oublierai pas Mr **CHORFIA MOHAMED** pour son soutien et ses encouragements.*

*Je remercie tous mes collègues du laboratoire d'électrotechnique, notamment Messieurs: **BORNI A., ZAROOUR L., TOUFOUTI R., ABED Kh., NABTI Kh., BOULAHIA A.**, qui ont sûrement contribué à ce modeste travail.*

*Enfin je remercie tous ceux qui de près ou de loin ont participé à l'élaboration de ce travail.*

# *Sommaire*

## *Sommaire*

Dédicaces .....	i
Remerciements .....	iii
Sommaire.....	iv
Notations et symboles.....	viii
Introduction générale.....	01

### *Chapitre I*

#### *Etat de l'art et modélisation de la MAS et de l'onduleur*

##### *I.1 Etat de l'art*

I.1.1 Introduction.....	04
I.1.2 Commande scalaire .....	04
I.1.3 Commande vectorielle à flux orienté ( <i>FOC</i> ).....	05
I.1.4 Commande directe du couple ( <i>DTC</i> ).....	06
I.1.5 Comparaison entre <i>FOC</i> et <i>DTC</i> .....	07
I.1.6 Commande sans capteur de vitesse.....	07

##### *I.2 Modélisation de la MAS*

I.2.1 Introduction.....	09
I.2.2 Hypothèses simplificatrices.....	09
I.2.3 Modèle mathématique de la <i>MAS</i> .....	10
I.2.3.1 Equations en triphasée.....	10
I.2.3.2 Equations en diphasée.....	12
I.2.3.2.1 Choix du repère <i>dq</i> .....	14
I.2.3.2.2 Référentiel lié au champ tournant.....	14
I.2.3.2.3 Expression en modèle d'état.....	16
I.2.3.2.4 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$ ).....	17
I.2.3.2.5 Passage entre les repères <i>dq</i> et $\alpha\beta$ .....	19
I.2.4 Résultats de simulation.....	19

##### *I.3 Modélisation de l'onduleur de tension*

I.3.1 Introduction.....	22
I.3.2 Les composants de l'électronique de puissance.....	22
I.3.2.1 Choix des interrupteurs.....	23
I.3.2.2 Conclusion.....	26

I.3.3	Modèle mathématique de l'onduleur de tension.....	27
I.3.4	La technique de modulation "Sinus-Triangle" (STPWM).....	29
I.3.5	La technique de modulation vectorielle (SVPWM).....	31
I.3.6	Conclusion.....	39

## *Chapitre II*

### *Etude et description des principales commandes industrielles*

#### *II.1 Commande scalaire de la MAS*

II.1.1	Introduction.....	40
II.1.2	Principe de la méthode.....	40
II.1.3	Conclusion.....	42

#### *II.2 Commande vectorielle de la MAS*

II.2.1	Introduction.....	43
II.2.2	Principe de la commande vectorielle.....	43
II.2.3	La commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC).....	44
II.2.3.1	Introduction.....	44
II.2.3.2	Mise en équation de la commande IRFOC .....	44
II.2.3.3	Estimation de $\omega_S$ et de $\theta_S$ .....	45
II.2.3.4	Expression du couple électromagnétique.....	46
II.2.3.5	Découplage.....	47
II.2.3.5.1	Découplage par compensation.....	47
II.2.3.6	Calculs des régulateurs.....	48
II.2.3.7	Résultats de simulation avec onduleur à commande STPWM .....	49
II.2.3.8	Résultats de simulation avec onduleur à commande SVPWM .....	51
II.2.3.9	Comparaison entre les résultats obtenus par STPWM et SVPWM.....	52
II.2.3.10	Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ ).....	53
II.2.3.11	Conclusion.....	54

#### *II.3 Commande directe du couple de la MAS*

II.3.1	Introduction.....	55
II.3.2	Principe de la commande DTC .....	55
II.3.2.1	Règle d'évolution du flux statorique .....	55
II.3.2.2	Règle d'évolution du couple électromagnétique .....	58
II.3.2.3	Conclusion.....	59
II.3.3	Elaboration de la commande directe du couple.....	60

II.3.3.1 Régulation du flux statorique.....	60
II.3.3.2 Régulation du couple électromagnétique.....	61
II.3.3.3 Elaboration de la table de commande.....	61
II.3.3.4 Estimation du flux statorique et du couple.....	63
II.3.3.4.1 Modèle en tension .....	63
II.3.3.5 Schéma de la commande.....	64
II.3.4 Résultats de simulation.....	65
II.3.4.1 Résultats de la <i>DTC</i> .....	65
II.3.4.2 Effet de la variation de la résistance statorique.....	66
II.3.4.3 Effet de la bande d'hystérésis des régulateurs.....	67
II.3.4.4 Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de flux statorique.....	67
II.3.4.5 Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de couple.....	69
II.3.5 Comparaison entre les commandes <i>IRFOC</i> et <i>DTC</i> .....	71
II.3.6 Conclusion.....	72

### *Chapitre III*

#### *Commande à structure variable par mode glissant de la MAS*

III.1 Introduction.....	73
III.2 Principe du contrôleur à mode glissant.....	73
III.3 Bases théoriques de la commande par mode glissant.....	74
III.3.1 Choix de la surface de glissement .....	74
III.3.1.1 Condition d'existence du mode glissant.....	75
III.3.2 Détermination de la loi de commande.....	76
III.3.2.1 La Commande equivalente.....	76
III.4 Commande de la <i>MAS</i> par régulateurs à mode glissant.....	79
III.4.1 Régulation en cascade pour l'asservissement de la vitesse.....	80
III.4.1.1 Définition de la surface de régulation de la vitesse.....	80
III.4.1.2 Observateur de <i>Luenberger</i> .....	81
III.4.1.3 Définition des surfaces de régulations des courants.....	82
III.4.2 Résultats de simulation de la commande <i>VSC</i> .....	83
III.4.2.1 Résultats pour une commande discontinue de type « <i>sign</i> ».....	83
III.4.2.2 Résultats pour une commande adoucie de type « <i>sat</i> ».....	85
III.4.3 Application d'une autre variante de surface.....	86
III.4.4 Application d'une structure mixte ( <i>IP/VSC</i> ).....	89
III.4.5 Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ ).....	91
III.5 Conclusion.....	92



## Chapitre IV

### Commande sans capteur de vitesse par la méthode MRAS

IV.1 Introduction.....	94
IV.2 Le système adaptatif à modèle de référence (MRAS).....	94
IV.2.1 Modèle basé sur le flux Rotorique.....	95
IV.2.2 Modèle basé sur la force contre électromotrice (fcém).....	95
IV.3 La Méthode MRAS basé sur la puissance réactive.....	96
IV.3.1 Calcul de la puissance réactive.....	96
IV.3.2 Mécanisme d'adaptation.....	98
IV.3.2.1 Description générale.....	98
IV.3.2.2 Application à la commande vectorielle.....	99
IV.4 Schéma globale de la commande IRFOC sans capteurs.....	99
IV.5 Résultats de simulation.....	100
IV.6 Conclusion.....	103
 <i>Conclusion générale et perspectives</i> .....	 104
<i>Annexes</i> .....	106
<u>Annexe A</u> : Les paramètres de la machine asynchrone étudiée.....	106
<u>Annexe B</u> : L'index de modulation.....	106
<u>Annexe C</u> :	
C.1 Régulateur de vitesse.....	108
C.1.1 Régulateur PI.....	108
C.1.2 Régulateur IP.....	109
C.2 Régulateurs de courants.....	110
C.2.1 Régulateur du $i_{sd}$ .....	110
C.2.2 Régulateur du courant $i_{sq}$ .....	110
<u>Annexe D</u> :	
D.1 Observateur de Luenberger du couple de charge.....	111
D.2 Etude de stabilité de la méthode décrite dans (III.4.3).....	112
<u>Annexe E</u> : Etude de stabilité de la méthode proposée.....	113
<u>Annexe F</u> : Comparaison de la commande proposée avec des articles.....	114
 <i>Références bibliographiques</i> .....	 120

## Notation et Symboles

<i>DTC</i>	: <i>Commande Directe du Couple</i>
<i>fcém</i>	: <i>force contre électromotrice</i>
<i>FOC</i>	: <i>Commande Vectorielle à Flux Orienté</i>
<i>IRFOC</i>	: <i>Commande Vectorielle Indirecte à Flux Rotorique Orienté</i>
<i>MAS</i>	: <i>Machine Asynchrone</i>
<i>MRAS</i>	: <i>Système Adaptatif à Modèle de Référence</i>
<i>MCC</i>	: <i>Machine à Courant Continue</i>
<i>PI</i>	: <i>régulateur proportionnel intégrale</i>
<i>SMC</i>	: <i>commande par mode glissant</i>
<i>VSC</i>	: <i>commande à structure variable</i>
$[L_{ss}]$	: <i>matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques</i>
$[L_{rr}]$	: <i>matrice des inductances propres et mutuelles entre phases rotoriques</i>
$[L_{msr}]$	: <i>matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques</i>
$l_{ms}$	: <i>inductance mutuelle entre enroulements statoriques</i>
$l_{mr}$	: <i>inductance mutuelle entre enroulements rotoriques</i>
$l_m$	: <i>maximum de l'inductance mutuelle entre phase statorique et rotorique</i>
$L_s$	: <i>Inductance cyclique statorique</i>
$L_r$	: <i>Inductance cyclique rotorique</i>
$L_m$	: <i>Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor</i>
$\omega_s, \omega, \omega_{sl}$	: <i>pulsations statorique, rotorique, et de glissement</i>
$\Omega$	: <i>la vitesse mécanique (<math>\omega = p \Omega</math>)</i>
$\theta_s, \theta, \theta_{sl}$	: <i>angles électriques statorique, rotorique, et du glissement</i>
$\mathbf{x}_i, \mathbf{x}_i^*$	: <i>vecteur d'espace et conjugué</i>
$\underline{X}$	: <i>grandeur complexe</i>
$X$	: <i>module</i>
$dq$	: <i>axes correspondants au référentiel lié au champ tournant</i>
$x_d, x_q$	: <i>composantes des vecteurs dans le repère dq</i>
$\alpha\beta$	: <i>axes correspondant au référentiel lié au stator</i>
$x_\alpha, x_\beta$	: <i>composantes des vecteurs dans le repère <math>\alpha\beta</math></i>
$x^*, x_{ref}$	: <i>valeur et grandeur de référence</i>
$\tilde{x}$	: <i>valeur et grandeur observée</i>
$\psi$	: <i>flux total</i>
$v$	: <i>tension</i>
$i$	: <i>courant</i>
$Q$	: <i>puissance réactive</i>
$R_s, R_r$	: <i>résistances d'enroulements statorique et rotorique par phase</i>
$T_e$	: <i>couple électromagnétique</i>
$T_L$	: <i>couple résistant</i>
$f_v$	: <i>coefficient de frottement visqueux</i>
$J$	: <i>moment d'inertie</i>
$p$	: <i>nombre de paires de pôles</i>

$C$	: capacité du filtre
$K_p, K_i$	: gains des régulateurs PI
$K_x$	: gains des grandeurs de commande
$\min$	: minute
$n$	: degré relatif
$s$	: opérateur de Laplace
$S(x), S$	: surface de glissement de la variable $x$
$t$	: temps
$tr$	: tours
$T_r$	: constante de temps rotorique
$T_s$	: constante de temps statorique
$T_z$	: période d'échantillonnage
$\sigma$	: coefficient de dispersion de Blondel
$u$	: grandeur de commande
$x^*, x_{ref}$	: grandeur et valeur de référence
$x_{eq}$	: la grandeur de commande équivalente
$x_n$	: la grandeur de commande discontinue

# *Introduction générale*

## Introduction générale

Les machines à courant continu (*MCC*) ont été largement utilisées dans les domaines nécessitant des entraînements à vitesse et position variables, grâce à la simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit.

La machine asynchrone (*MAS*), de par sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par *N. TESLA*, quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, c'est pourquoi elle a été utilisée depuis longtemps dans les entraînements à vitesse constante. La machine asynchrone est actuellement la machine électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Ses principaux avantages résident dans l'absence de bobinage rotorique (machine à cage), structure simple, robuste et facile à construire. Son domaine de puissance va de quelques *watts* à plusieurs *mégawatts*, reliée directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, elle tourne à vitesse peu inférieure de la vitesse de synchronisme on dit alors qu'il y a glissement.

Grâce à l'évolution technologique de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, le domaine d'entraînement électrique à vitesse variable, a connu ces dernières années un essor considérable. Cet avantage a joué en faveur de la *MAS*, car actuellement elle est utilisée pour la réalisation de la majorité des entraînements à vitesse variable.

En effet, la première commande qui a été introduite dans l'industrie était la commande scalaire, très répandue pour sa simplicité et son coût réduit, elle a occupée une grande partie des applications industrielles à vitesses variables. Seulement, les demandes aux applications plus performantes ont ouvert les voix aux chercheurs pour réaliser des commandes appropriées qui répondent aux exigences industrielles.

La commande vectorielle (*FOC*) constitue actuellement un domaine de recherche particulièrement intéressant, sa plage s'étend des petites puissances jusqu'aux entraînements de grandes puissances. Elle est l'évolution du contrôle scalaire tout en maintenant ses performances en régimes transitoires. La grande différence entre ces deux stratégies de commande, réside dans le fait que pour un contrôle vectoriel les paramètres de la machine doivent être connus assez précisément, la dynamique du contrôle devient de plus en plus efficace avec une bonne connaissance paramétrique.

Mais cette évolution de réglage et l'augmentation des performances en dynamique, se payent chères. Le fait qui a conduit d'autres chercheurs à trouver des commandes aussi performante et moins coûteuse, ces efforts en étaient récompensés par l'introduction de la commande directe du couple (*DTC*), conçue essentiellement pour concurrencer sa précédente, elle a fait ses preuves mais qui n'était pas sans inconvénients.

Grâce aux évolutions actuelles, beaucoup de travaux de recherches visent à développer les performances de ces deux grandes méthodes.

L'objectif de ce travail est d'effectuer un développement complet d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté d'une machine asynchrone (*IRFOC*). Avec une tentative d'amélioration de cette commande. En partant par l'onduleur de tension, passant par les régulateurs, et achevant par des techniques pour supprimer les capteurs.

La disponibilité et l'accessibilité directes des résultats, à partir de simulateurs sont nécessaires dans tous les travaux de recherche modernes. Ainsi, dans le cadre de cette étude nous avons choisit de travailler sous environnement **Matlab/Simulink**.

Ainsi donc ce mémoire est organisé comme suit:

Dans **le premier chapitre**, nous débuterons par un état de l'art sur les principales méthodes de commandes qui existent industriellement, notamment la commande scalaire, vectorielle (*FOC*), et la commande directe du couple (*DTC*), où l'on présentera les avancées en matières d'améliorations de chaque stratégie de commande. Nous poursuivrons ensuite par la modélisation du moteur asynchrone en tri et diphasé ainsi qu'à sa représentation dans les différents repères, chose qui s'avère indispensable pour étudier la dynamique et le comportement de la machine tant aux régimes transitoires qu'au régime permanent. Puis on procédera à l'étude de l'onduleur de tension dans laquelle on discutera des différentes méthodes de modulation (*MLI*) en se concentrant sur la *MLI* vectorielle ou *SVPWM*. Cette dernière a fait l'objet de plusieurs études et mises en œuvres dans la commande des machines, et elle est devenue très intéressante surtout qu'elle est implémentée industriellement.

Dans **le deuxième chapitre** on étudiera les différentes méthodes de commandes citées précédemment. Les techniques présentées sont les formes de bases, et en vue d'améliorer la commande *IRFOC*, dans la première partie la technique *SVPWM* est appliqué à l'onduleur de tension, on analysera les résultats obtenus par simulation, avec une analyse comparative entre la *DTC* et la *IRFOC* en terme de variations paramétriques et réponse dynamique, avec le choix d'une méthode à élaborer.

Dans **le troisième chapitre**, et par souci de robustesse de la commande *IRFOC* choisie on introduira des régulateurs à mode glissant en cascade, une étude théorique sera consacré aux concepts de base des systèmes à mode glissant, après on procédera à la simulation et à l'analyse des résultats. Enfin, on tentera d'associer les régulateurs à mode glissant aux régulateurs classiques proportionnelles intégrales (*PI*), et tirer les conclusions après simulation.

Dans **le quatrième chapitre**, et vu les inconvénients inhérents à l'utilisation des capteurs mécaniques, beaucoup de travaux ont porté l'intérêt sur la suppression de ces derniers, cela nous a incité à améliorer notre commande en choisissant une des meilleures techniques qui existent à cet objectif, qui est la *MRAS (Model Reference Adaptive System)*. En première partie on procédera a l'étude théorique de la technique *MRAS*, 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.

# *Chapitre I*

*Etat de l'art*

*et*

*modélisation de la MAS*

*et*

*de l'onduleur*



## I.1 Etat de l'art

### I.1.1 Introduction

La machine 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 la machine la plus utilisée en industrie, les chercheurs ne se lassent d'améliorer ses performances tant à la machine elle-même ( *MAS* multi phases et à double étoile, *MAS* à double cage, et à cage profonde, *MAS* doublement alimentée, *MAS* utilisés en génératrices ...), qu'à sa commande, autant que permettent les progrès en matières de composants électroniques et matériaux industriels. Par contre le contrôle de la *MAS* se heurte à une grande complexité physique liée au couplage électromagnétique entre le stator et le rotor. La machine asynchrone a donc été utilisée essentiellement à vitesse constante.

Toutefois le développement des systèmes utilisant les machines asynchrones fonctionnant à fréquence variable a été possible grâce d'une part, au développement des calculateurs puissants tel que les *DSP*, et les microcontrôleurs facilitant ainsi l'implantation d'algorithmes complexes temps réel dans les systèmes d'informatiques industriels actuels, et d'autre part aux semi-conducteurs de puissance de hautes performances qui constituent les convertisseurs statiques associés aux systèmes de commande. Les problèmes d'alimentations et de calculs étant réglés, de diverses commandes ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes permettant ainsi d'étendre la gamme de puissance d'utilisation de la *MAS* dans les commandes à vitesse variable et supplanté la machine à courant continu longtemps utilisée.

Les commandes les plus fréquentes sont la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple.

**R-q:** Notons en premier lieu que les travaux cités sont à titre non exhaustif.

### I.1.2 Commande scalaire

La commande scalaire, permet de contrôler le couple en régime permanent avec le maintien du flux dans la machine à une valeur fixe. Ce type de contrôle convient surtout à des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone.

Cette commande est ce, nonobstant ses inconvénients vis-à-vis ses performances, beaucoup utilisé dans l'industrie car elle est favorisée par sa simplicité et son coût plutôt bon marché. Mais néanmoins il existe dans la littérature des travaux qui visent à son amélioration en utilisant des techniques modernes tel que l'optimisation des régulateurs par logique floue, ou par l'adjonction d'algorithme stabilisant, tout en restant simples à mettre en œuvre [1][2].

### I.1.3 Commande vectorielle à flux orienté (*FOC*)

Quand à la commande vectorielle abrégé *FOC*, avec ses deux formes, directe *DFOC* et indirecte *IRFOC*, elle dépasse largement par ses capacités la précédente lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par *Hasse (IRFOC)* et *Blaschke (DFOC)*, elle est toujours mise à jour avec les nouvelles techniques qui se présentent.

Le principe de la *FOC* repose sur le fait que le couple et le flux de la machine sont contrôlés indépendamment, comme dans une machine à courant continu à excitation séparée. Les courants instantanés statoriques sont transformés dans un repère tournant aligné au vecteur du flux rotorique, statorique, ou ce de l'entre-fer, afin de produire deux composantes du courant, selon l'axe *d* (composante qui contrôle le flux), et celle de l'axe *q* (composante qui contrôle le couple).

Le problème majeur de la technique *FOC* à régulateurs proportionnel intégral (*PI*) est qu'elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine, surtout les constantes de temps rotorique  $T_r$  et statorique  $T_s$  [3], sur ce fait tous les chercheurs qui ont suivi les formes de bases de la *FOC* ont eu pour soucis de la désensibiliser en la rendant robuste et fiable vis-à-vis des variations paramétriques malheureusement inévitables. D'innombrables travaux ont été mis en œuvre, parmi eux ce qui ont proposé l'identification en-ligne (on-line) de la constante de temps statorique  $T_s$ , et rotorique  $T_r$  pour le calcul juste de la vitesse angulaire du glissement, et du fait ont contribué énormément à la l'amélioration de la réponse dynamique du couple et de la vitesse [4][5].

En terme de robustesse envers les incertitudes dont les variations paramétriques et les perturbations externes, [6] a introduit l'application des régulateurs à mode de glissement pour la commande de la *MAS*, méthode qui a fait ses preuves, et depuis, plusieurs travaux ont suivi [7][8], mais qui avaient le problème du phénomène de broutement (*chattering*) dû à la discontinuité de la commande, toutefois ce phénomène est parfaitement maîtrisé par l'introduction de commande douce, intégrale ou par l'utilisation de techniques à base de logique floue [9][10][11].

Il est intéressant de mentionner qu'il y a des travaux qui associent dans la même commande des régulateurs à mode glissant et des régulateurs proportionnels intégrales *PI*, et en introduisant la technique de modulation de largeur d'impulsion vectorielle *SVPWM* [12][13][14]. Les résultats obtenus sont satisfaisants car la technique *SVPWM* réduit les harmoniques des courants statoriques, et améliore en régime permanent le problème d'ondulations du couple, flux et courants, tandis que le contrôleur à mode glissant contribue à la robustesse de la commande.

### I.1.4 Commande directe du couple (*DTC*)

Dans les années récentes beaucoup d'études ont été développées afin de trouver des solutions pour la commande de la machine à induction ayant pour but d'avoir une réponse précise et rapide du couple, et réduire la complexité de la commande vectorielle à flux orienté. L'introduction de la commande directe du couple et du flux abrégé *DTC* par *Takahashi (DTC)* et *Depenbrook (DSC)* au milieu des années quatre-vingt a été reconnue en tant que solution viable pour réaliser ces conditions. La *DTC* a ouvert un nouvel horizon dans le domaine de la commande, en effet le principe de cette méthode est de contrôler le couple et le flux de la machine directement, cela est réalisé à travers des comparateurs à hystérésis qui comparent les valeurs de références avec celles estimées, puis commande directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs de couple et de flux dans les limites de la bande d'hystérésis. Sans passer par des calculs rigoureux de transformation entre repères, et moins de régulateurs jugés trop sensibles aux variations des paramètres ni le besoin de générateur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) ou (*PWM* en anglais). Ce qui conduit à une réponse dynamique beaucoup plus intéressante comparée avec la technique *FOC* [15] [16]. Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée, ceci est la cause du principal inconvénient de la *DTC* qui est l'ondulation que présente le couple, le flux, et le courant en régime permanent, ceux-ci sont reflétés sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus [17].

Comme la *FOC*, plusieurs voir même beaucoup de travaux sont issus des deux formes de base proposées par *Takahashi* et *Depenbrook* afin de pallier à ces problèmes persistants. Il y a ce qui ont utilisé l'onduleur multi niveaux [18], solution qui s'avère complexe et coûteuse, et d'autres qui ont utilisé la technique *SVM (space vector modulation)*, son principe est d'imposer le vecteur de tension approprié par modulation vectorielle d'espace [19], les ondulations sont réduites considérablement mais à fréquence de commutation pas tout à fait constante d'autant plus que cette méthode avait des dépendances paramétriques notamment la résistance statorique et exigeait de grands calculs en ligne. Dans [20] les auteurs ont remplacé la table de vérité par plusieurs en appliquant un nombre de vecteurs plus grand que ceux appliqués en *DTC* classique en utilisant des comparateurs à cinq niveaux, cette technique est appelée *DSVM (discrete space vector modulation)*, la méthode a été implémentée en simulation et réalisée expérimentalement, les résultats obtenus ont montré l'efficacité de cette méthode vis-à-vis des ondulations sans augmenter la complexité de la *DTC* originale. Récemment d'autres études ont utilisé la logique floue; soit pour adapter la bande d'hystérésis [16] et ont obtenus des résultats satisfaisants même en basse vitesse, soit pour optimiser la table de vérité [21] avec de bon performance du couple et du flux en régime permanent, d'autres ont utilisé la

technique qui associe *SVM* avec logique floue *FLDTC* [22], les ondulations ont été remarquablement minimisées à fréquence de commutation quasi constante.

### I.1.5 Comparaison entre *FOC* et *DTC*

Des études comparatives entre la *FOC* et la *DTC* ont eu lieu afin de montrer les avantages et inconvénients de chacune, dans [23] les auteurs ont conclu après une étude expérimentale que la *DTC* avait les mérites par rapport à la *FOC*, pas de nécessité de régulateurs de courants ni de transformation de coordonnées, pas sensible aux paramètres de la machine mis à part la résistance statorique et pas besoin de capteur de vitesse pour l'implémenter. Mais l'article a omis la comparaison en termes d'ondulations du couple et du flux. Par contre dans [24] les auteurs ont mis en œuvre une comparaison assez juste des deux techniques de base *DTC* et *DFOC* car ils ont en commun d'être intrinsèquement sans capteur de vitesse, les résultats ont montrés clairement qu'en régime permanent et pour de différentes valeurs de la vitesse et du couple de charge, les courants dans la *DFOC* sont nettement moins ondulés par rapport à ceux de la *DTC*, qui en plus présentent un spectre riche en harmoniques de faibles amplitudes mais qui s'étale sur toute la plage de fréquence à l'inverse de la *DFOC*. Aussi en grande vitesse, l'amplitude des ondulations du couple dans la *DTC* été légèrement plus grande que celle en *DFOC* qui avait une forme plus régulière et uniforme. Par suite et en régime transitoire, les performances de chaque commande ont été testé suite à la réponse à un échelon de couple de charge pour différentes valeurs de vitesse, les résultats ont montrés que la *DTC* était meilleur en terme temps de réponse, ceci est dû à la présence des régulateurs *PI* dans la *DFOC* qui retarde la réponse du couple. Aussi les auteurs ont remarqué que dans les basses vitesses la *DTC* été moins stable dû à l'effet de la résistance statorique. La conclusion de l'article est que les performances des deux techniques sont comparables, et peuvent être amélioré pour éviter ainsi les inconvénients que présente chacune d'elle.

La meilleur technique sera donc celle qui sera améliorée en terme de robustesse en vers les incertitudes internes et externes et en terme de réponse dynamique, toute en restant moins compliquer à l'implémentation industrielle.

### I.1.6 Commandes sans capteur de vitesse

L'utilisation des commandes développées pour la machine asynchrone lui confère beaucoup d'avantages, mais l'utilisation de capteurs mécaniques (tel que des génératrices tachymétriques, résolvers, ou codeurs incrémentaux) pour la vitesse nuit à la robustesse et la fiabilité des commandes pour de multiples raisons. D'abord placé sur l'arbre de la machine le capteur augmente le volume et le coût global du système, en effet dans les machines à petites puissances ( 2 à 5 kW ) le coût du capteur est environ semblable à celle de la machine, aussi pour les machines à 50 kW, le

coût est de 20 à 30% par rapport au coût de la machine elle-même [25]. En plus, le placement du capteur nécessite de modification sur l'arbre de la machine et demande un montage délicat et une attention spéciale aux bruits de mesure.

Afin de palier ces inconvénients inhérents, beaucoup de travaux ont été proposés pour la commande vectorielle de la machine asynchrone sans capteur mécanique, Ces méthodes se favorisent selon, leurs sensibilités aux variations paramétriques, leurs simplicité à l'adaptation et à l'implantation.

Il y a celles qui sont basées sur l'exploitation de l'anisotropie spatiale (saillance) du circuit magnétique tel que les encoches rotorique [26].

D'autres techniques que sont les observateurs, utilisent le modèle de la machine telle que l'observateur de *Luenberger* [27], et le filtre de *Kalman* [28], bien que ces méthodes sont en mesure de palier les variations importantes de la résistance rotorique, malheureusement l'implantation du filtre de *Kalman* en temps réel est difficile à cause du nombre d'opérations nécessaire à chaque période d'échantillonnage pour réactualiser les estimations. Dans [29] qui a utilisé un observateur à mode glissant, il a augmenté la robustesse du système et a étendu la plage de vitesse de zéro aux grandes vitesses, mais le phénomène du *chattering* reste l'inconvénient majeur de ces techniques. La méthode basée sur le système adaptatif à modèle de référence abrégé *MRAS* a prouvé que c'est l'une des meilleurs techniques proposées par les chercheurs, grâce aux grandes performances qu'elle présente en termes de fiabilité, stabilité, et moins d'efforts de calculs [30]. Depuis son introduction par [31], les chercheurs ne cessent d'améliorer et d'exploiter les avantages qu'offre cette technique [32][33][34][35]. Cette dernière se base sur deux modèles de la machine asynchrone, le modèle dit de référence et le modèle adaptatif, qui se basent sur le flux, la contre force électromotrice ( $f_{cém}$ ), ou la puissance réactive, ces deux modèles sont comparés et leur différence est introduite dans un mécanisme d'adaptation (régulateur *PI*) dont la sortie est la vitesse désirée. Cette dernière technique sera adoptée dans la suite de ce travail.

## ***I.2 Modélisation de la MAS***

### **I.2.1 Introduction**

La machine asynchrone, souvent appelée moteur à induction comprend un stator et un rotor, constitués d'empilement de tôles d'acier au silicium et comportant des encoches dans lesquelles sont placées les enroulements. Le stator est fixe ; on y trouve les enroulements reliés à la source, l'objectif étant d'obtenir une répartition des forces magnétomotrices et du flux la plus sinusoïdale possible dans l'entrefer. Le rotor est monté sur un axe de rotation. Selon que les enroulements du rotor sont accessibles de l'extérieur ou sont fermés sur eux mêmes en permanence, sont définis deux types de rotor : bobiné ou à cage d'écureuil, toutefois, la dernière structure est souvent prise lors des modélisations comme électriquement équivalente à celle d'un rotor bobiné dont les enroulements sont en court-circuit [36].

L'objectif de ce chapitre est de présenter mathématiquement la modélisation de la machine asynchrone sous forme de différents modèles d'état selon le choix du repère, ces modèles sont définis dans un référentiel diphasé, soit tournant ( $dq$ ), soit fixé au stator ( $\alpha\beta$ ), ces derniers sont déterminés à partir du référentiel triphasé conventionnel de la machine asynchrone à l'aide de transformations mathématiques adéquates.

Ensuite, on procèdera à la modélisation de l'alimentation de la machine, qui est l'onduleur de tension à deux niveaux, avec une description de méthodes de commandes rapprochées à *MLI* sinus-triangle (*STPWM*), et une attention particulière à la *MLI* vectorielle qui sera notée *SVPWM*, très appréciée par ses avantages lorsqu'elle est associée à la commande des machines électriques.

### **I.2.2 Hypothèses simplificatrices**

La modélisation est une phase primordiale sur le chemin de la simulation et la réalisation. Le modèle adopté 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.

Seulement les machines électriques sont des systèmes très complexes, pour en tenir compte dans leurs modélisations de tous les phénomènes physiques qu'elles contiennent. Il est alors essentiel d'admettre quelques hypothèses simplificatrices conventionnelles, qui tout de même n'altèrent point l'authenticité du modèle de la machine dans le cadre de ce travail [37].

Les hypothèses simplificatrices adoptées dans ce travail sont présentées comme suit:

- Répartition spatiale sinusoïdale de l'induction magnétique à travers l'entrefer, ce qui se traduit par une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre le stator et le rotor, cela implique une variation nulle de la perméance magnétique due aux encoches.
- Les courants induits dans le circuit magnétique (courants de Foucault) sont supposés négligeables, ainsi qu'aux phénomènes de l'hystérésis et l'effet de peau.
- La saturation magnétique ne sera pas prise en compte, ce qui permettra d'écrire les flux propres de la machine comme des fonctions linéaires des courants.
- Les Résistances des enroulements sont considérés comme constantes.

## I.2.3 Modèle mathématique de la MAS

### I.2.3.1 Equations en triphasée

Le stator est constitué de trois enroulements répartis dans l'espace, et séparés d'un angle électrique de  $120^\circ$ , les même propos s'appliquent au rotor qu'il soit à cage d'écureuil ou formé de trois bobines.

La figure I.1 illustre la disposition des enroulements statoriques et rotoriques:

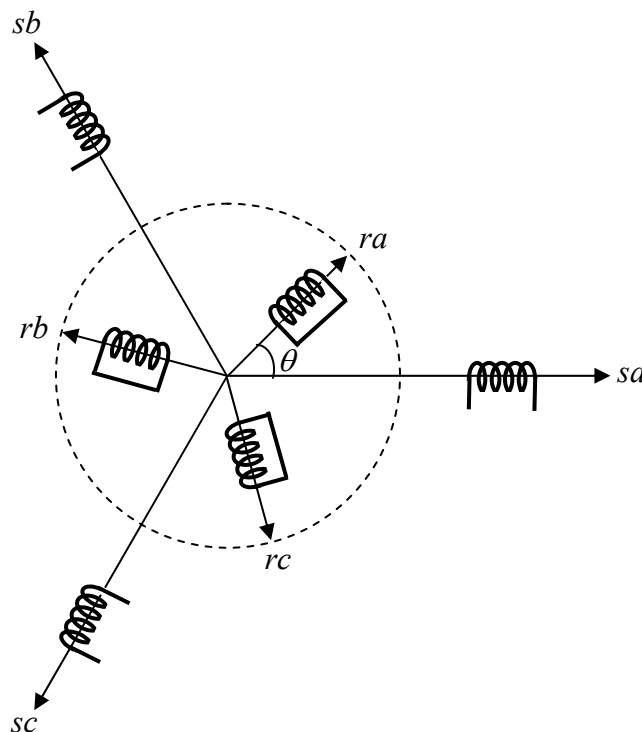


Fig.I.1: Représentation spatial des enroulements de la MAS

Dans le repère triphasé, les trois vecteurs  $sa$ ,  $sb$ ,  $sc$ , sont orientés selon les axes des trois enroulements statoriques de la machine. Il est de même pour le rotor.

L'axe  $sa$  est souvent considéré comme référence, et l'angle  $\theta$  définit la position du rotor par rapport au stator.

En tenant compte des hypothèses mentionnées précédemment les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques peuvent s'écrire sous forme matricielle en appliquant la loi d'Ohm comme suit:

$$\text{au stator :} \quad [V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d[\psi_{sabc}]}{dt} \quad (I-1)$$

$$\text{au rotor :} \quad [V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d[\psi_{rabc}]}{dt} \quad (I-2)$$

Les grandeurs,  $[V_{sabc}]$ ,  $[I_{sabc}]$ ,  $[\psi_{sabc}]$ , sont des vecteurs de dimension 3x1 définis comme suit:

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}; [I_{sabc}] = \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix}; [\psi_{sabc}] = \begin{bmatrix} \psi_{sa} \\ \psi_{sb} \\ \psi_{sc} \end{bmatrix} \quad (I-3)$$

Celles du rotor sont:

$$[V_{rabc}] = \begin{bmatrix} v_{ra} = 0 \\ v_{rb} = 0 \\ v_{rc} = 0 \end{bmatrix}; [I_{rabc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [\psi_{rabc}] = \begin{bmatrix} \psi_{ra} \\ \psi_{rb} \\ \psi_{rc} \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

Les matrices des résistances des enroulements statoriques et rotoriques sont définies comme suit:

$$[R_s] = R_s \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; [R_r] = R_r \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

Les flux totaux de la machine sont en relation avec les courants par l'intermédiaire des équations suivantes:

$$[\psi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [L_{msr}][I_{rabc}] \quad (I-6)$$

$$[\psi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [L_{mrs}][I_{sabc}] \quad (I-7)$$

avec:

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} l_s & l_{ms} & l_{ms} \\ l_{ms} & l_s & l_{ms} \\ l_{ms} & l_{ms} & l_s \end{bmatrix} \quad (I-8)$$



$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} l_r & l_{mr} & l_{mr} \\ l_{mr} & l_r & l_{mr} \\ l_{mr} & l_{mr} & l_r \end{bmatrix} \quad (I-9)$$

$$[L_{msr}] = l_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (I-10)$$

où:

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

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

$[L_{msr}]$ : Matrice des inductances mutuelles entre phases statoriques et rotoriques.

$l_{ms}$  : Inductance mutuelle entre enroulements statorique.

$l_{mr}$  : Inductance mutuelle entre enroulement rotorique.

$l_m$  : Maximum de l'inductance mutuelle entre une phase du stator et une phase de rotor.

Notons que, la matrice des inductances mutuelles rotoriques n'est d'autre que la transposée de celle des inductances mutuelles statoriques;  $[L_{mrs}] = [L_{msr}]^t$ .

### I.2.3.2 Equations en diphasée

Le modèle diphasé de la MAS s'effectue par une transformation du repère triphasé en un repère diphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit a des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de *Park* (1929) [38]. La figure I.2 met en relief l'axe direct  $d$  du référentiel de *Park*, et l'axe en quadrature d'indice  $q$ .

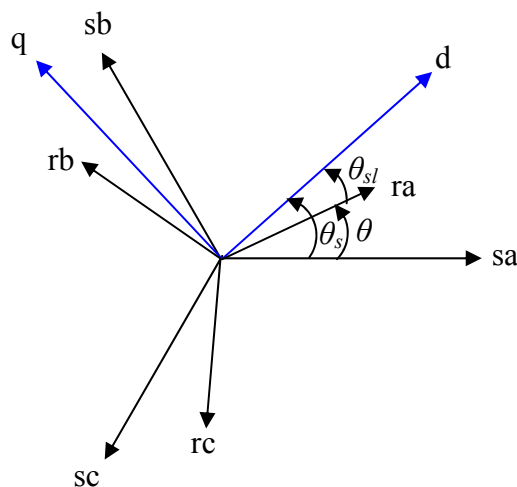


Fig.I.2: Position des axes  $dq$  par rapport aux axes de la machine

Pour simplifier les équations, les repères de *Park* des grandeurs statoriques et rotoriques doivent coïncider, ceci est possible grâce à la relation suivante:

$$\theta_s = \theta_{sl} + \theta \quad (I-11)$$

La matrice de transformation de *Park*  $[T]$  est défini comme suit:

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

On a choisi  $(2/3)$ , pour les valeurs inchangées des amplitudes des tensions, courants, et flux.  $\theta_i$  est l'angle entre l'axe  $d$  et l'axe de référence dans le système triphasé.

La transformation directe est alors:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_i) & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-13)$$

Où,  $x$  représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux. La variable  $x_0$  représente la composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le neutre n'est pas branché.

La transformée de *Park* inverse est nécessaire afin de revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{2\pi}{3}) \\ 1 & \cos(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_i - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

### I.2.3.2.1 Choix du repère $dq$

Ce qui rend la transformation de *Park* attrayante, est que l'orientation du repère  $dq$  peut être quelconque. Il existe trois choix importants, le repère  $dq$  peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application [39] [40]:

- Repère d'axes  $dq$  fixe lié au stator ou repère stationnaire ( $\theta_s = 0$ ). Les grandeurs électriques évoluent en régime permanent électrique à la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette méthode sera retenue très souvent dans l'étude des observateurs.
- Repère d'axes  $dq$  lié au rotor ( $\theta_{sl} = 0$ ) . Les grandeurs évoluent en régime permanent électrique à la pulsation des courants rotoriques  $\omega_{sl}$ . Elles sont de faible fréquence (fréquence de glissement).
- Repère d'axes  $dq$  lié à l'un des flux de la machine. Le modèle est simplifié par l'utilisation d'équations plus simples. En régime permanent électrique les grandeurs du modèle sont continues. Cette méthode est souvent utilisée dans l'étude de la commande.

### I.2.3.2.2 Référentiel lié au champ tournant

Symbolisé par le vecteur flux statorique, le champ tournant est le champ créé par le bobinage statorique et qui tourne, en régime permanent, à la vitesse de synchronisme. Si on choisit de fixer le repère  $dq$  au champ tournant alors on a:

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \Rightarrow \omega_{sl} = \omega_s - \omega = \omega_s - p\Omega \quad (I-15)$$

où :  $\omega_s$  : est la pulsation statorique

$\omega$  : est la pulsation rotorique

$\omega_{sl}$  : est la pulsation du glissement

$\Omega$  : la vitesse mécanique, elle est reliée à la pulsation rotorique par :  $\omega = p \Omega$

#### • Equations électriques

Les équations électriques de la *MAS* dans un repère de *Park* lié au champ tournant sont:

$$\text{au stator:} \quad \begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (I-16)$$

$$\text{au rotor: } \begin{cases} v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \psi_{rq} \\ v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (I-17)$$

ceux des flux totaux ayant pour valeur:

$$\text{pour le stator: } \begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \end{cases} \quad (I-18)$$

$$\text{pour le rotor: } \begin{cases} \psi_{rd} = L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \psi_{rq} = L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{cases} \quad (I-19)$$

où:

$L_s = L_{as} - l_{ms}$  : Inductance cyclique statorique.

$L_r = L_{ar} - l_{mr}$  : Inductance cyclique rotorique.

$L_m = \frac{3}{2} l_m$  : Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.

### • Equations mécaniques

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

Le couple électromagnétique  $T_e$  peut se mettre sous plusieurs formes:

$$\begin{cases} T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) \\ T_e = \frac{3}{2} p (\psi_{rq} i_{rd} - \psi_{rd} i_{rq}) \\ T_e = \frac{3}{2} p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \end{cases} \quad (I-20)$$

$$T_e = K_t (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (I-21)$$

où:

$p$  : le nombre de paire de pole.

$$K_t = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r}$$

Notons que c'est la relation (I-21) qui sera retenue, car elle dépend des variables d'état adoptées.

La vitesse de rotation mécanique se déduit de la loi fondamentale de la mécanique générale (la somme des couples à l'arbre est équivalente au couple inertiel), elle s'écrit donc:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \quad (I-22)$$

où:

$J$  : est l'inertie de toute les masses tournantes ramenées à l'arbre de la machine.

$T_L$  : le couple de charge.

$f_v$  : Coefficient du frottement visqueux.

### I.2.3.2.3 Expression en modèle d'état

Maintenant on va réécrire les équations de la machine en modèle d'état en vue de sa commande, en prenant les courants statoriques  $i_{sd}$ ,  $i_{sq}$  et les flux rotoriques  $\psi_{rd}$ ,  $\psi_{rq}$  comme variables d'états.

D'abord remplaçons les courants rotoriques et les flux statoriques à partir de (I-18), (I-19) :

$$\text{pour les courants rotoriques:} \quad \begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_r} \psi_{rd} - \frac{L_m}{L_r} i_{sd} \\ i_{rq} = \frac{1}{L_r} \psi_{rq} - \frac{L_m}{L_r} i_{sq} \end{cases} \quad (I-23)$$

$$\text{pour les flux statoriques:} \quad \begin{cases} \psi_{sd} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \psi_{sq} = (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rq} \end{cases} \quad (I-24)$$

En rapportant ces dernières relations dans (I-16) et (I-17), on aboutira aux système d'équations d'états suivant:

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{R_r L_m}{L_r^2}) \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2}) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{L_m}{L_r}) \omega \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} (\frac{R_r L_m}{L_r^2}) \psi_{rq} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} + \omega_{sl} \psi_{rq} \\ \frac{d\psi_{rq}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sq} - \omega_{sl} \psi_{rd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rq} \end{cases} \quad (I-25)$$

où :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  est le Coefficient de dispersion.

En identifiant le système (I-25) à la forme :  $\frac{dX}{dt} = A X + B U$ , on aura:

le vecteur d'états  $X = [i_{sd} \ i_{sq} \ \psi_{rd} \ \psi_{rq}]^t$ ,  $A$  la matrice dynamique du système, le vecteur de commande  $U = [v_{sd} \ v_{sq}]^t$ , et  $B$  la matrice d'application de commande, donc:

$$X = \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \psi_{rd} \\ \psi_{rq} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-26)$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & \omega_s & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ -\omega_s & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_s - \omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & -(\omega_s - \omega) & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-27)$$

où :  $T_r = \frac{L_r}{R_r}$  est la constante de temps rotorique.

#### I.2.3.2.4 Référentiel lié au stator (repère stationnaire $\alpha\beta$ )

Cette transformation est appelée aussi transformation de *Clarke*, qui est en fait un cas particulier de la transformation de *Park*, elle est obtenue quand le repère  $dq$  est confondu avec le repère  $\alpha\beta$  (figure I.3), ç-à-d en prenant  $\theta_s = 0$ , la transformation directe se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_o \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (I-28)$$

où,  $x$  représente les tensions, courants ou flux.

La transformée inverse est de la forme:

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & 1 & 0 \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_o \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I-29)$$

à partir des définitions précédentes, les équations électriques de la machine sont réécrites comme suit:

$$\text{au stator: } \begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (I-30)$$

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \end{cases} \quad (I-31)$$

$$\text{au rotor: } \begin{cases} v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega \psi_{r\beta} \\ v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega \psi_{r\alpha} \end{cases} \quad (I-32)$$

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = L_r i_{r\alpha} + L_m i_{s\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_r i_{r\beta} + L_m i_{s\beta} \end{cases} \quad (I-33)$$

En suivant les mêmes démarches prises dans le référentiel précédent afin d'écrire le système d'équations sous la forme :  $\frac{dX}{dt} = A X + B U$ , on aura:

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{1}{T_r} \frac{L_m^2}{L_r} \right) & -\frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega & \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \frac{1}{T_r} \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{L_m}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix} \quad (I-34)$$

$$X = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \end{bmatrix}; \quad U = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}; \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I-35)$$

L'expression du couple électromagnétique exprimé dans le repère  $\alpha\beta$  peut être donnée par :

$$T_e = K_t (\psi_{r\alpha} i_{s\beta} - \psi_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (I-36)$$

L'équation de la vitesse restant inchangée.

### I.2.3.2.5 Passage entre les repères $dq$ et $\alpha\beta$

Dans la commande, il est souvent pratique de passer d'un repère à l'autre, cela se fait à l'aide de la matrice de rotation d'angle  $\delta$ :  $[P(\delta)]$ , comme le montre la figure I.3.

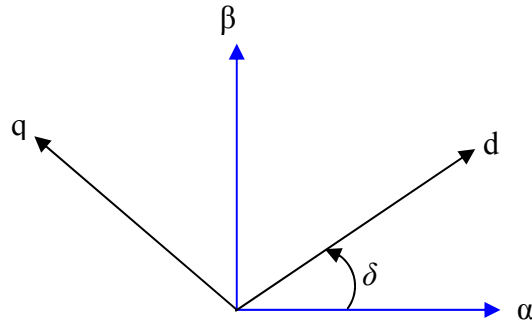


Fig.I.3: position des repères  $dq$  et  $\alpha\beta$

La transformation se fait alors comme suit:

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = [P(\delta)] \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (I-37)$$

et inversement:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = [P(-\delta)] \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (I-38)$$

avec :

$$P(\delta) = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} \quad (I-39)$$

## I.2.4 Résultats de simulation

Avant d'entamer toute réalisation, la simulation est devenue une tâche primordiale pour les chercheurs, on a choisi le logiciel Matlab/Simulink très connu pour sa puissance de calcul.

Le but de cette simulation est de valider le modèle adopté de la machine asynchrone, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée directement par le réseau standard, et puis à travers l'onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion *STPWM* qui sera considéré par la suite.



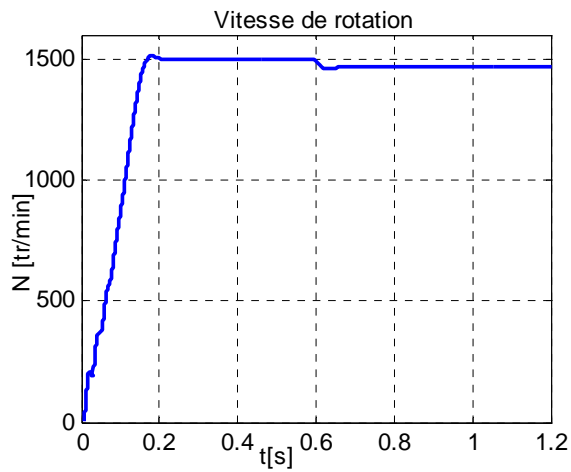


Fig.I.4.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=0.6s$ , Machine alimentée par le réseau

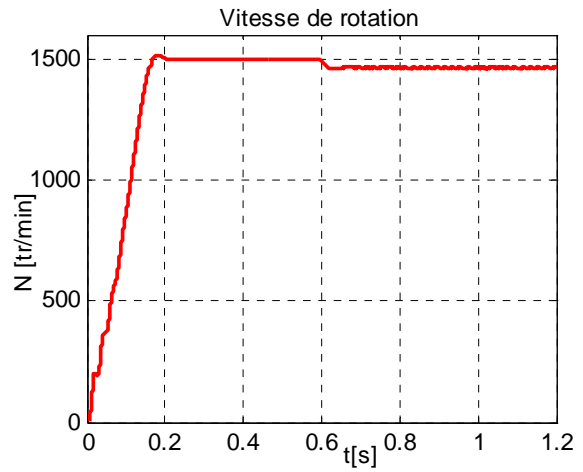


Fig.I.4.b : Vitesse de rotation Machine alimentée par l'onduleur

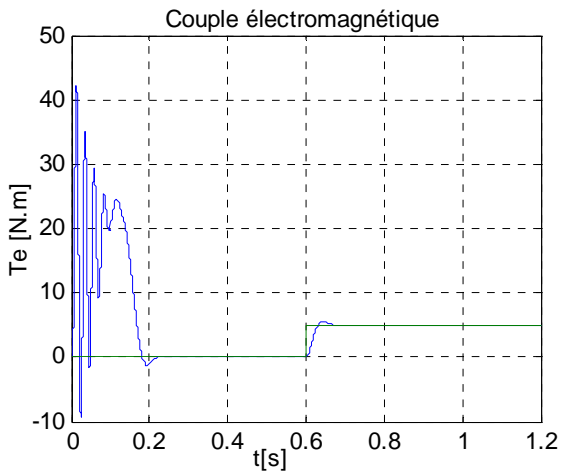


Fig.I.5.a : Réponse du couple électromagnétique Machine alimentée par le réseau

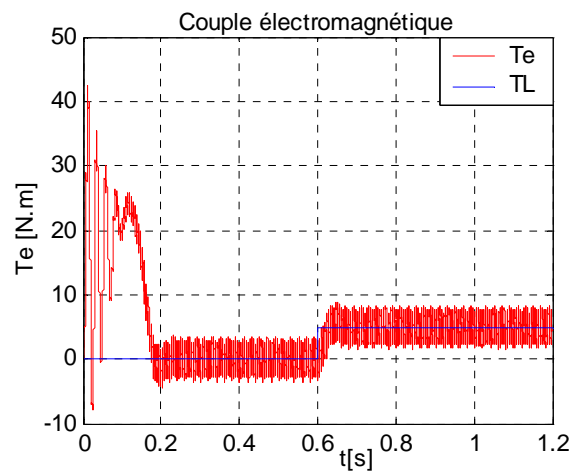


Fig.I.5.b : Réponse du couple électromagnétique Machine alimentée par l'onduleur

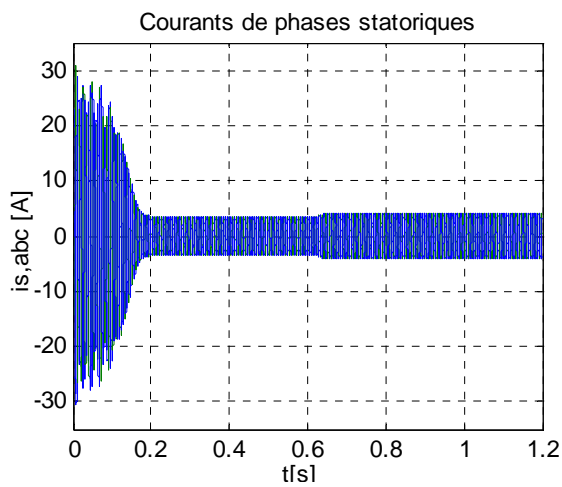


Fig.I.6.a : Les Courants de phases statoriques Machine alimentée par le réseau

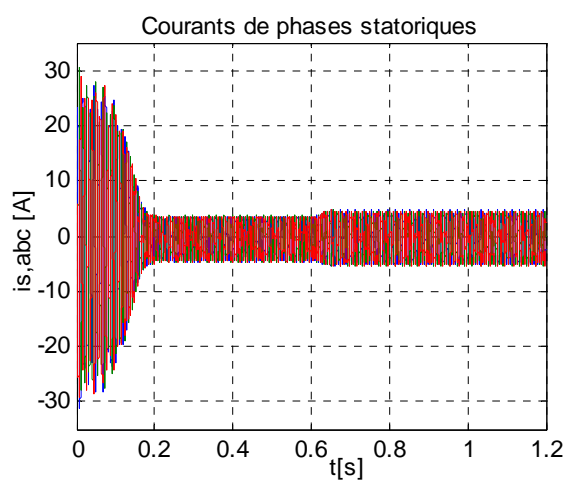


Fig.I.6.b : Les Courants de phases statoriques Machine alimentée par l'onduleur

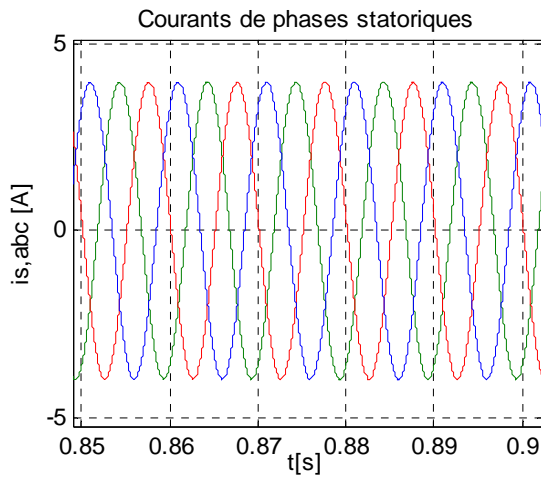


Fig.I.6.c : Les Courants de phases statoriques  
Machine alimentée par le réseau (Zoom)

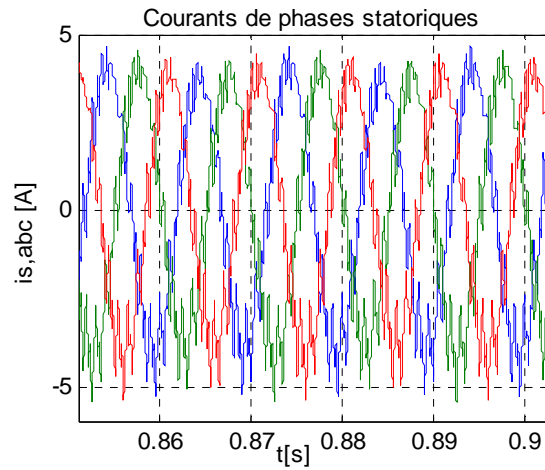


Fig.I.6.d : Les Courants de phases statoriques  
Machine alimentée par l'onduleur (Zoom)

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage, la vitesse atteinte est proche de  $1500 \text{ tr/min}$  (vitesse de synchronisme), le moteur étant à vide. Lors de l'application d'un couple de charge de  $5 \text{ Nm}$  à  $t = 0.6 \text{ s}$ , une diminution permanente de la vitesse apparaît, ceci est dû au fait qu'il n'y pas de régulation.

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension pendant une courte durée. Ainsi le couple monte à  $40 \text{ Nm}$  alors que le couple nominal du moteur est de l'ordre de  $20 \text{ Nm}$ . On remarque aussi le classique appel de courant lors de la mise sous tension du moteur.

Les courbes des deux simulations de la machine alimentée par le réseau et par l'onduleur de tension sont presque identiques aux oscillations près qui se distinguent dans les courbes de la machine alimentée par l'onduleur dues à la fréquence de commutation des interrupteurs.

## ***1.3 Modélisation de l'onduleur de tension***

### **1.3.1 Introduction**

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (*DC/AC*). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique aujourd'hui.

L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (*MLI*) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. L'onduleur de tension à *MLI* permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau standard *230/400V, 50Hz*.

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (*AC/DC*) connecté au réseau, contrôlé ou pas [41]. Après redressement, la tension (étage continu) est filtrée par des composants passifs *C* ou *LC*, pour être finalement appliquée à l'onduleur.

L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en anti-parallèle. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la *MAS* une fois les interrupteurs sont ouverts.

À noter qu'un temps de retard doit exister pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continu.

L'onduleur est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsion (*MLI*), appelée en anglais (*Pulse Width Modulation PWM*). Il existe plusieurs techniques *PWM*, dont deux seront mentionnées, la *PWM* dite sinus-triangle (*STPWM*), et la *MLI* vectorielle ou (*space vector PWM*) abrégée (*SVPWM*), devenue très sollicitée par les industriels et chercheurs en commande des machines électriques [42].

Avant d'entamer la modélisation de l'onduleur, on a jugé intéressant de faire un descriptif sur les l'interrupteurs statiques en semi-conducteurs utilisés en électronique de puissance qui existent actuellement, car l'élément clé de la conversion d'énergie est l'interrupteur statique qui va permettre, en interrompant ou non le transfert d'énergie entre les divers éléments du circuit, et de gérer les valeurs moyennes des courants et tensions.

### **1.3.2 Les Composants de l'électronique de puissance**

Les composants de l'électronique de puissance, doivent répondre à une commande qui exige l'état passant ou bloqué, ce changement de conductivité est possible grâce aux structures spéciales des semi-conducteurs qui contrôlent les porteurs de charges mobiles, trois différents types sont définis :

- **semi-conducteurs non contrôlés** : diodes de puissance: *PiN*, *SCHOTTKY*, *JBS*.
- **semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage**: *Thyristors*, *Triacs*.
- **semi-conducteurs contrôlés avec commande amorçage/blocage** :

→ Thyristors *GTO* (*Gate Turn Off*)

→ Transistors bipolaires de puissance *BJT* (*Bipolar Junction Transistor*)

→ Transistors de puissance *MOSFET* (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)

→ *IGBT* (*Insulated Gate Bipolar Transistor*)

→ *GCT* et *IGCT* (*Integrated Gate Commutated Turn-off Thyristor*)

→ *MCT* (*Mos Controlled Thyristor*)

→ *SIT* (*Static Induction Transistor*)

→ *SITH* (*Static Induction thyristor*)

Un nouvel horizon, qui est l'intégration en électronique de puissance, évolue vers une intégration de systèmes de puissance, comprenant les composants de conversion de l'énergie, des composants passifs, des éléments de commande et de protection. Deux technologies distinctes sont définies, la technologie **hybride** ou **monolithique** qui se divisent elle-même en:

- Circuits intégrés à haute tension *HVIC* (*High Voltage Integrated Circuits*).
- La technologie « **Smart Power** » : puissance intelligente. On entend par « intelligent », le fait que les composants puissent réagir à différentes situations sans aide extérieure, donc ils puissent avoir une certaine autonomie.

### I.3.2.1 Choix des interrupteurs

Les paramètres suivants sont importants pour un interrupteur en semi-conducteur conçu pour les applications de conversion de puissance [43]:

- > Courant maximal supporté.
- > Tension maximale bloquée.
- > Chute de tension à l'état passant et sa dépendance de la température.
- > Courant de fuite à l'état bloqué.
- > Capacité thermique.
- > Temps de transition de commutation pendant l'ouverture et la fermeture.
- > La tenue en  $\frac{dv}{dt}$  à l'état bloqué ou pendant l'ouverture.
- > La tenue en  $\frac{di}{dt}$  à l'état passant ou pendant la fermeture.
- > Capacité de résister aux courants et tensions excessifs.
- > Pertes de commutation.
- > La puissance contrôlée.

De manière générale, la constitution des semi-conducteurs de puissance est différente de leurs équivalents de courant faible. Des modifications sont faites sur les structures de bases afin de les adapter aux hautes tensions et aux forts courants.

En électronique de puissance, la diode bipolaire est souvent appelée diode *PiN* où *i* désigne une région peu dopée de type *N*, ainsi, le profil du champ électrique en régime inverse et les tenues en tensions seront augmentées par rapport à la diode *PN* standard [44].

La jonction *MS* (*metal-semiconductor*) est couramment connue sous la diode *Barrière-Schottky*, les principales caractéristiques d'une diode *Schottky* sont, la capacité à travailler en haute fréquence, ses faibles pertes (chute de tension très réduite) en polarisation directe. Elle est employée intensivement dans le domaine de l'électronique de puissance, en particulier en basses tensions et fort courants [45].

La diode *JBS* est un composant hybride issu d'un croisement entre une diode *PiN* et une diode *Schottky*. L'intérêt d'une telle structure est d'obtenir une chute de tension directe plus faible qu'une diode bipolaire, tout en ayant un courant de fuite inverse plus faible qu'une diode *Schottky* [46].

La technologie des *thyristors* est intrinsèquement plus performante que celle des transistors pour les valeurs de tension de blocage supérieures à 2,5 kV, elle offre un meilleur compromis entre la tension à l'état passant et la tension de blocage. L'ajout de la fonction d'extinction de gâchette impose plusieurs restrictions aux *GTO*. En effet La technologie de commande standard des *GTO*, largement répandue, provoquait des transitoires de commutations non homogènes, imposant l'utilisation de coûteux circuits amortisseurs de  $\frac{dv}{dt}$  et  $\frac{di}{dt}$ , et de circuits de gâchette encombrants. Toutefois, elle a trouvé des domaines d'application intéressants pour les puissances entre 1 et 20 MVA, principalement dans les entraînements électriques à vitesse variable et dans la traction ferroviaire. Ces interrupteurs fonctionnent à des fréquences de commutations relativement basses [44] [47].

Les transistors bipolaires *BJT* sont utilisés dans les applications allant jusqu'à plusieurs centaines de kilowatts et à des fréquences allant jusqu'à 10 kHz. Les plus utilisés généralement dans les convertisseurs de puissances sont de type *NPN*, car ils possèdent, une chute de potentielle plus faible à l'état passant que le *PNP*, et ils ont une fréquence de commutation plus élevée (les électrons circulent plus vite que les trous) [48]. Pour la raison de son temps de commutation relativement grand, les pertes de commutation sont d'autant plus grandes que la fréquence augmente. Pour éliminer le besoin de grand courant de base, la configuration *Darlington* est généralement utilisée [44]. Aussi pour conserver l'état passant le courant de base doit être présent en permanence, et un fort courant inverse et requit pour commuter à l'état ouvert rapidement, de ce fait le circuit de commande de la base devient complexe et coûteux [49].

Toutes ces limitations ont conduit au développement des transistors **MOSFET**, ces derniers ont permis d'obtenir des fréquences de commutations très élevées voisines de 1 MHz, avec une commande en tension qui nécessite une énergie pratiquement négligeable. Cependant, les **MOSFET** présentent de chutes de potentiels dus à la résistance à l'état passant, et donc des pertes en conduction d'autant plus importantes que la tension est grande par rapport aux **BJT** de même puissance. Ce qui limite leurs applications en haute tension à environ 1,2 kV [48].

Le transistor **IGBT** est l'un des composants de puissance le plus utilisé actuellement. Sa structure associe en sortie celle d'un transistor bipolaire **BJT** et celle d'un **MOSFET** en entrée. Donc l'**IGBT** regroupe les avantages en conduction du transistor bipolaire **BJT**, et les avantages en commutation et simplicité de commande du transistor **MOSFET**. Il est largement utilisé pour les applications de moyenne et dans certaines applications de haute tension, avec des tensions d'alimentation comprises entre 600V et 6.5kV, et des fréquences de l'ordre de 130 kHz [50] [51].

Les dispositifs « **Smart Power** » et **HVIC**, sont réalisés à partir de filières technologiques de type circuits intégrés. Des associations plus ou moins complexes sont envisageables, allant du simple interrupteur formé d'un **IGBT** avec sa diode en antiparallèle, le bras de pont, les ponts en *H*, ou triphasé (*six-pack*), ou même du hacheur (*seven-pack*), pour s'acheminer vers le module de puissance complet, baptisé **PIM** (*power integrated module*), réunissant dans un même boîtier : un pont redresseur à diodes, un hacheur de freinage, ainsi que les six **IGBT** de l'onduleur avec leurs diodes de roue libre. Quant aux modules dits « intelligents » ou **IPM** (*intelligent power module*), ils incluent en sus le *driver* et différents capteurs chargés de mettre en évidence un échauffement de température excessif, une surcharge ou un court-circuit. Ils sont conçus spécialement pour la commande des moteurs [52].

L'**IGCT** ou **GCT** (**IGCT** est un produit de *ABB*, **GCT** est un produit de *Mitsubishi*, mais le concept est le même), est un **GTO** optimisé et muni d'un circuit de commande de gâchette à faible inductance (constitué principalement de substrat, **MOSFETs**, et capacités), afin de réduire considérablement la limitation due au  $\frac{di}{dt}$ , et permettre un fonctionnement sans circuit limiteur de  $\frac{dv}{dt}$  (*snubber*), qui sont les principaux inconvénients des **GTO**, en plus de la fréquence de commutation assez lente. De ce fait il exploite de manière optimale la technologie des thyristors (pertes faibles et haut niveau de fiabilité) ainsi que l'extinction commandée sans circuit amortisseur (plus économique) pour les applications aux puissances de 0,5 MVA à plusieurs centaines de MVA à des fréquences allant jusqu'à plusieurs kHz [47].

Le thyristor *MCT* est une amélioration du thyristor (*GTO*) classique, où deux *MOSFET* sont intégrés afin de pouvoir forcer le composant au blocage et à l'amorçage. Ces thyristors offrent une solution intéressante pour la réalisation de convertisseurs, ils ne nécessitent pas d'impulsion d'extinction. Le *MCT* possède deux principaux avantages vis à vis du *GTO*, une commande plus simple pour commuter de l'état passant à l'état bloqué (un fort courant négatif n'est pas nécessaire) et des temps de commutation plus brefs (de l'ordre de quelques microsecondes). Le *MCT* est un composant commandé en tension comme l'*IGBT* ou le *MOSFET*, et la même énergie est nécessaire pour commuter un *MCT*, un *IGBT* ou un *MOSFET*. Les *MCT* présentent également de plus faibles tensions à l'état passant comparé aux *IGBT* ayant des caractéristiques similaires [43] [53].

On parlera maintenant des deux éléments de puissance le *SIT* et le *SITH*, tous deux très semblables dans la structure de base avec une légère modification au niveau des couches semi-conductrices. Leurs principes de fonctionnement sont identiques au transistor *JFET*, qui peut s'assimiler à celui d'un barreau de semi-conducteur pour lequel on vient modifier sa résistance par l'application d'une tension négative sur la grille. Pour le *SIT* et le *SITH*, Le courant principal circule entre le drain et la source, et son passage est limité par la résistance de la région *N* faiblement dopée, une grille, constituée de petits domaines de type  $P^+$ , permet de modifier la conduction du substrat par effet d'induction. Les transistors statiques à induction *SIT* peuvent fonctionner à une puissance  $100\text{ kW}$  à  $100\text{ kHz}$  ou  $10\text{ W}$  à  $10\text{ GHz}$  [48].

Avant de fermer cette brèche, notons que tous les composants cités sont au *Silicium*, les recherches actuelles s'orientent vers un nouveau matériau semi-conducteur, on parle du *Carbure de Silicium* (*Silicon Carbide*) *SiC*. Le *SiC* est en mesure de bloquer une tension nettement plus élevée que le *Silicium*, cet avantage significatif hisse le *SiC* parmi les meilleurs candidats pour les hautes tensions dans les dispositifs de l'électronique de puissance. Le nombre de composants de puissance réalisés sur carbure de silicium par diverses équipes augmente, la diversité des composants. On note ainsi dans la littérature des caractérisations de diodes *PiN*, *Schottky*, *JBS*, de *MOSFET* de puissance, de *thyristors* et d'*IGBT* [46]. Dans [44], une synthèse très satisfaisante est mise, des composants sus mentionnés en *SiC* avec des comparaisons de leurs homologues en *Si*.

### I.3.2.2 Conclusion

Le *MOSFET* est très bien adapté pour les convertisseurs basse tension et à fréquence élevée (inférieure à  $200\text{ V}$  et supérieure à  $50\text{ kHz}$ ) alors que l'*IGBT* est utilisé pour les tensions supérieures à  $300\text{ V}$  et des fréquences rarement supérieures à  $50\text{ kHz}$ . Les *GTOs* et *thyristors* sont dédiés aux applications haute tension ( $>1\text{ kV}$ ) fort courant ( $>1\text{ kA}$ ). Le *SIT* ne peut répondre qu'à des applications où la tension à bloquer est inférieure à  $1\text{ kV}$ . Les composants à base de thyristor, sont celle de l'avenir, Il paraît probable que le *GTO* soit supplanté par le *SITH*, et peut-être aussi l'*IGBT* par le *MCT* pour

les grandes puissances. Les modules **IGBT** ont un domaine d'application qui recouvre totalement celui des transistors bipolaires, partiellement celui des **MOSFET** et des **GTO**.

C'est pourquoi les **IGBT** qu'ils soit en modules ou discret sont les composants d'avenir dans les fortes et moyennes puissances, en effet les **IGBTs** ont trouvé leurs domaine de prédilection dans la commande industrielle des machines électriques, ils sont proposés à une très large variétés qui couvre une gamme de puissance très étendue [54].

Actuellement l'enjeu des industriels est de concevoir des dispositifs permettant de travailler dans des conditions de plus en plus difficile, augmentation de la température de fonctionnement, diminution de la taille des composants et augmentation des calibres *courant/tension*. Les compromis sont de plus en plus serrés et le silicium atteint ses limites. Aujourd'hui, le silicium répond au marché mais de nouvelles applications apparaissent pour lesquelles de nouveaux composants sont développés sur des nouveaux matériaux tels que le **SiC**.

### I.3.3 Modèle mathématique de l'onduleur de tension

L'état des interrupteurs, supposés parfaits peuvent être défini par trois grandeurs booléennes de commande  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ):

- $S_i = 1$  le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert, (voir figure.I.10 plus bas).
- $S_i = 0$  le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions  $v_{io}$  en fonction des signaux de commande  $S_i$  et en tenant compte du point fictif "o" représenté sur la figure.I.7:

$$v_{io} = V_{dc} \left( S_i - \frac{1}{2} \right) \quad (I-40)$$

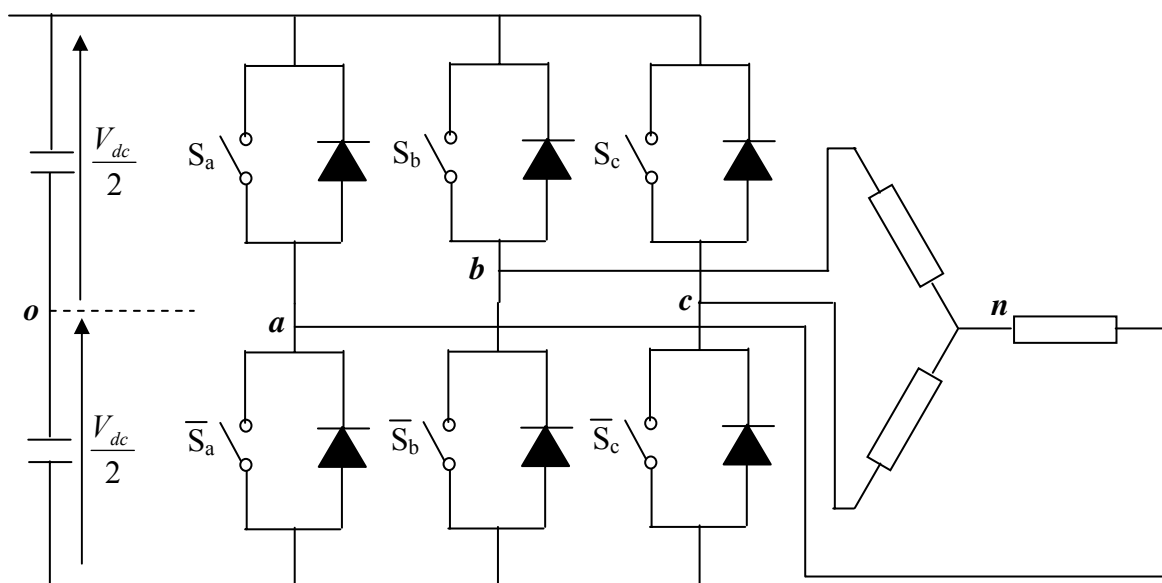


Fig.I.7: l'onduleur de tension associé à la MAS



Soit ' $n$ ' le point neutre du coté alternatif ( $MAS$ ), alors les trois tensions composées :  $v_{ab}$ ,  $v_{bc}$ , et  $v_{ca}$  sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (I-41)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ( $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ ), on aura donc:

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) \end{cases} \quad (I-42)$$

en faisant apparaître le point " $o$ ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire:

$$\begin{cases} v_{ab} = v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} = v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} = v_{co} - v_{ao} \end{cases} \quad (I-43)$$

en remplaçant (I-43) dans (I-42) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (I-44)$$

des relations suivantes:

$$\begin{cases} v_{ao} = v_{an} + v_{no} \\ v_{bo} = v_{bn} + v_{no} \\ v_{co} = v_{cn} + v_{no} \end{cases} \quad (I-45)$$

on peut déduire le potentiel entre les points  $n$  et  $o$  :

$$v_{no} = \frac{1}{3} (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (I-46)$$

L'utilisation de l'expression (I-40) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I-47)$$

Les techniques de *MLI* ou (*PWM*) ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes de par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend du type de machine à commander, de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques *PWM*. Ils se résument en: l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique et le spectre harmonique de courant (ou analyse *FFT* : *Fast Fourier Transformation*), l'harmoniques de couple, et les pertes à la commutation [44].

Parmi les nombreuses techniques *PWM*, deux d'entre elles sont considérées dans notre travail, la *STPWM* et la *SVPWM*.

### I.3.4 La technique de modulation "Sinus-triangle" (*STPWM*)

La *STPWM* considérée est classique : il s'agit d'une modulante sinusoïdale d'amplitude  $A_m$  et de fréquence  $f_m$ , combinée à une porteuse triangulaire d'amplitude  $A_p$  de haute fréquence  $f_p$ , les angles de commutation de la tension d'entrée d'un pont sont situés aux intersections de la porteuse et de la modulante (figure.I.8).

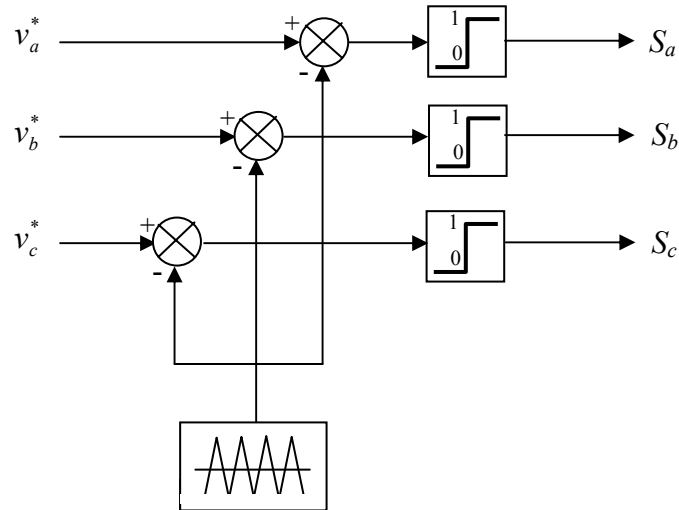


Fig.I.8: principe de la *STPWM*

L'index de modulation maximal  $m_{MAX}$  d'une *PWM* est un critère important puisqu'il montre la capacité d'une méthode à utiliser au maximum la tension du bus-continu.

Pour la *STPWM* le maximum de l'index de modulation est (voir annexe B.1):

$$m_{\max\_spwm} = 0,7854 \quad (I-48)$$

**R-q:** il existe d'autres méthodes pour améliorer cette valeur, parmi elles, celle qui consiste à injecter l'harmonique d'ordre trois, mais elles ne seront pas considérées dans se travail.

Les figures.I.9 montrent le principe de la méthode *STPWM* ainsi que des différentes grandeurs appliquées à l'onduleur.

La figure.I.9 (a), représente les signaux de références issue de la commande  $v_{aref}$ ,  $v_{bref}$ ,  $v_{cref}$  et le signal de la porteuse  $v_p$ , chaque intersection génère les signaux de commande qui seront appliqués aux interrupteurs statiques.

Les figures.I.9 (b), et (c), montrent respectivement les tensions entre phases et ceux qui seront aux bornes de la machine.

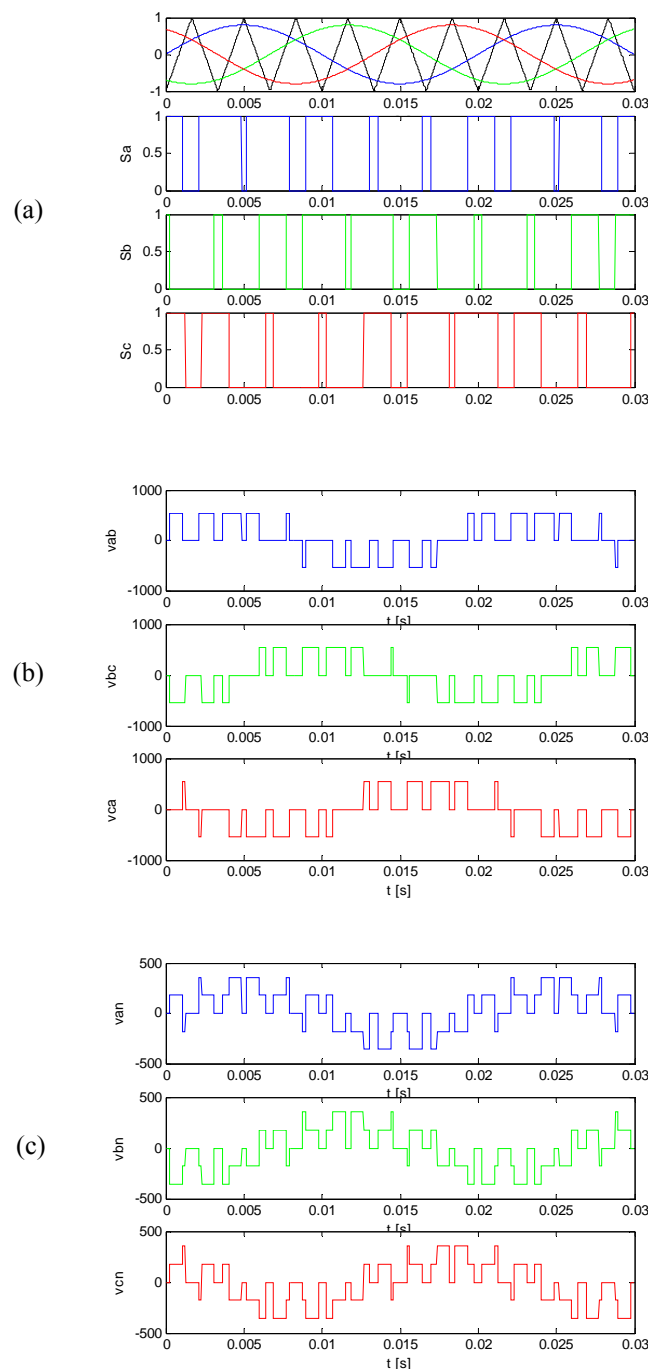


Fig.I.9: (a), (b), et (c).

### I.3.5 La technique de modulation vectorielle (SVPWM)

Cette technique est beaucoup sollicitée dans le domaine de la commande, ses effets sur les ondulations du courant et couple sont remarquables, c'est pourquoi elle est la plus utilisée par les chercheurs et industriels, elle permet de déterminer les séquences des allumages et extinctions des composants du convertisseur et de minimiser ainsi les harmoniques des tensions appliquées au moteur [42].

La technique de modulation vectorielle *SVPWM* se diffère de celle *STPWM* par le fait qu'au lieu d'employer un modulateur séparé pour chacune des trois phases, les tensions de référence sont données par un vecteur de contrôle global approximé sur une période de modulation  $T_z$ .

Elle est basée sur la représentation spatial du vecteur de tension dans le repère fixe  $\alpha\beta$ . Les huit états de commutation (figure.I.10) peuvent s'exprimer dans le plan  $\alpha\beta$ , par huit vecteurs de tension ( $\vec{V}_0, \vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6, \vec{V}_7$ ) parmi eux deux sont nuls  $\vec{V}_0$  et  $\vec{V}_7$  qui correspondent respectivement à  $S(000)$  et  $S(111)$ , les autres sont appelés états actifs.

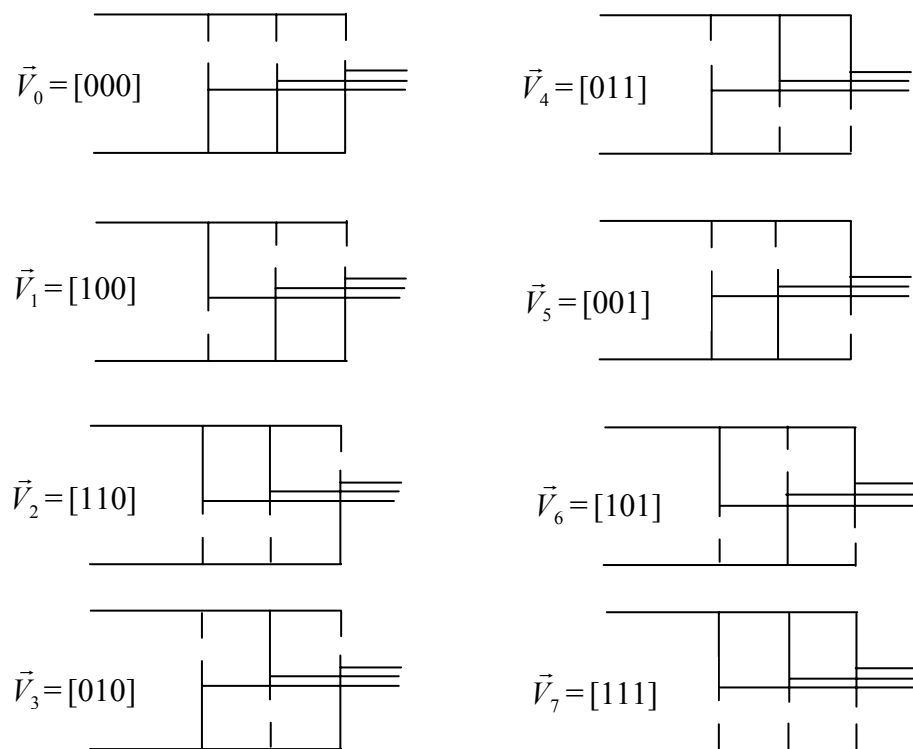


Fig.I.10: Les états de l'onduleur et les vecteurs des tensions correspondants

La représentation dans le plan  $\alpha\beta$  de ces vecteurs equi-répartis tout les  $60^\circ$ , permet de déterminer un hexagone (figure.I.11) à l'intérieur duquel le vecteur tension de référence  $\vec{V}_{ref}$  doit s'y trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande.

$$\vec{V}_{ref} = V_\alpha + jV_\beta = \frac{2}{3}(v_{a_o} + av_{b_o} + a^2v_{c_o}) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_a + aS_b + a^2S_c) \quad (I-49)$$

$$\text{avec: } a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$$

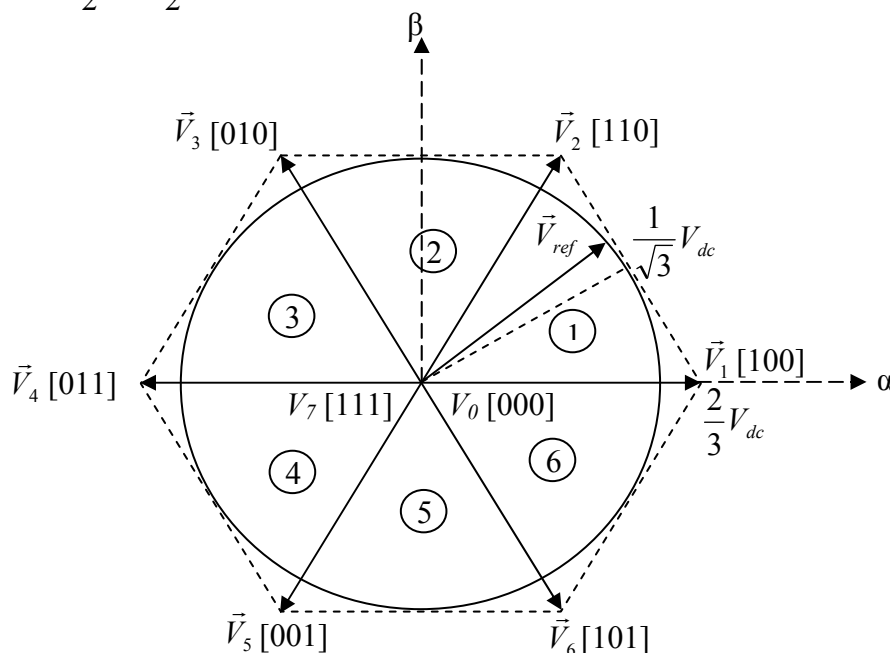


Fig.I.11: Représentation des états de l'onduleur dans le repère  $\alpha\beta$ , et les différents secteurs

Les vecteurs tensions des six états actifs, peuvent s'écrire en fonction des portions de l'hexagone appelés secteur  $k$ , où  $k = 1, \dots, 6$ :

$$\vec{V}_k = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (I-50)$$

Chaque vecteur de référence  $\vec{V}_{ref}$  dans l'hexagone peut être exprimé comme combinaison de deux vecteurs tensions actifs adjacents et de vecteurs tension d'états nuls. En se reportant à la figure.I.11, si le vecteur de référence est dans le secteur  $k$ , les vecteurs actifs adjacents sont  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  (avec  $k+1 = 1$  pour  $k = 6$ ).

De la figure.I.11 on voit bien que la tension de référence atteint les limites de l'hexagone, d'où l'index de modulation qui vaut (voir annexe B.2):

$$m_{\max\_svpwm} = 0,9069 \quad (I-51)$$

Le tableau.I.1 résume les définitions suscitées :

Notons que toutes les valeurs des tensions doivent être multipliées par  $V_{dc}$ .

Vecteurs d'état	Valeur en $\alpha\beta$	Tensions simples			Tensions composées		
		$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$\vec{V}_i (S_a S_b S_c)$	$V_i$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$
$\vec{V}_0 (000)$	0	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1 (100)$	$e^{j0}$	2/3	-1/3	-1/3	1	0	-1
$\vec{V}_2 (110)$	$e^{j\frac{2\pi}{3}}$	1/3	1/3	1/3	0	1	-1
$\vec{V}_3 (010)$	$e^{j\frac{\pi}{3}}$	-1/3	2/3	-1/3	-1	1	0
$\vec{V}_4 (011)$	$e^{j\frac{4\pi}{3}}$	-2/3	1/3	1/3	-1	0	1
$\vec{V}_5 (001)$	$e^{j\frac{5\pi}{3}}$	-1/3	-1/3	2/3	0	-1	1
$\vec{V}_6 (101)$	$e^{j\pi}$	1/3	-2/3	1/3	1	-1	0
$\vec{V}_7 (111)$	0	0	0	0	0	0	0

Tableau.I.1 Valeurs des tensions correspondantes

La méthode *SVPWM* peut être implémentée par les étapes suivantes:

- Déterminer  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ , et par conséquent  $V_{ref}$ , et l'angle  $\alpha$ .
- Déterminer les temps d'application des états de l'onduleur.
- Déterminer les séquences d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur.

❖ **Détermination de  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ ,  $V_{ref}$ , et l'angle ( $\alpha$ )**

Les tensions  $V_\alpha$ ,  $V_\beta$ , sont issues directement de la transformation de *Clarke* comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (I-52)$$

$$\Rightarrow V_{ref} = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (I-53)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) \quad (I-54)$$

où:  $V_{ref}$ , est le module du vecteur tension de référence, et  $\alpha$  son argument.

### ❖ Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.

La partie centrale de la stratégie *SVPWM* est la détermination des temps qui doivent être attribués à chaque vecteur de tension durant chaque cycle de modulation ou période d'échantillonnage  $T_z$ . À chaque période de commutation de l'onduleur le vecteur  $\vec{V}_{ref}$ , projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (figure.I.12).

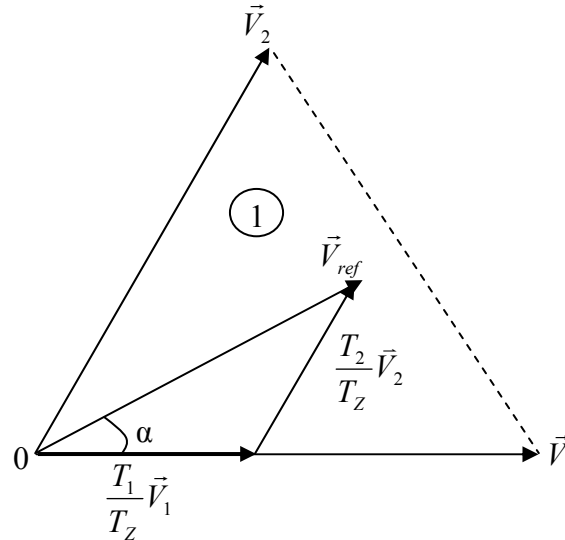


Fig.I.12: La tension de référence comme combinaison de deux vecteurs adjacents dans le secteur 1

Dans ce qui suit  $T_k$  dénote la demi période de l'application de  $\vec{V}_k$  (l'état *on*),  $T_0$  est le demi-temps de l'état-nul, la somme des temps de conduction  $T_0$ ,  $T_k$ , et  $T_{k+1}$ , doit être égale à la demi période de commutation de l'onduleur  $T_z$ , on aura alors:

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = \frac{T_z}{2} \quad (I-55)$$

$$\int_0^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_{ref} T_z = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{V}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_k} \vec{V}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k}^{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}} \vec{V}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_k+T_{k+1}}^{\frac{T_z}{2}} \vec{V}_7 dt \quad (I-56)$$

En tenant compte que  $\vec{V}_0 = \vec{V}_7 = \vec{0}$ , et que  $\vec{V}_{ref}$  est constant pendant la période de commutation, et du fait que  $\vec{V}_k$  et  $\vec{V}_{k+1}$  sont aussi constants, la relation (I-56) est réduite à ceci:

$$\vec{V}_{ref} \frac{T_z}{2} = \vec{V}_k T_k + \vec{V}_{k+1} T_{k+1} \quad (I-57)$$

En exprimant le vecteur tension  $\vec{V}_{ref}$  par ses composantes en  $\alpha\beta$  nous aurons:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \frac{T_Z}{2} = \frac{3}{2} V_{dc} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} + T_{k+1} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} \quad (I-58)$$

où:  $k$  est déterminé à partir de la relation  $\alpha$ .

Sachant que :

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{k\pi}{3} \quad (I-59)$$

La solution du système (I-58) conduit au résultat suivant:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{T_Z}{V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (I-60)$$

Le temps  $T_0$  est défini à partir de la relation (I-55) :

$$T_0 = \frac{T_Z}{2} - (T_k + T_{k+1}) \quad (I-61)$$

Sachant que,  $\vec{V}_{ref} = V_{ref} e^{j\alpha} = V_{ref} (\cos(\alpha) + j \sin(\alpha))$ , le système (I-60) devient:

$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} T_Z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I-62)$$

Avec la définition de l'index de modulation  $m$ , le calcul des temps d'application  $T_k$ ,  $T_{k+1}$ , n'exige pas la connaissance de la tension adoptée du bus-continu, mais dépend seulement de l'index modulation désiré. La substitution de cette définition dans (I-62) mène à:



$$\begin{bmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{bmatrix} = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_Z \begin{bmatrix} \sin\left(\frac{k\pi}{3}\right) & -\cos\left(\frac{k\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) & \cos\left(\frac{(k-1)\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} \quad (I-63)$$

Si par exemple,  $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$ , alors le vecteur  $\vec{V}_{ref}$  se situe au secteur **1**, donc (I-63) donne:

$$\begin{cases} T_1 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_Z \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha\right) \\ T_2 = m \frac{\sqrt{3}}{\pi} T_Z \sin(\alpha) \\ T_0 = \frac{T_Z}{2} - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (I-64)$$

❖ **Détermination des séries d'impulsions pour chaque bras de l'onduleur**

Afin d'obtenir de performance optimum en harmoniques (moins d'harmoniques en sortie), et une fréquence de commutation minimum pour chaque composants de puissance, l'ordre des états est arrangé tels que la transition d'un état au prochain est exécuté en commutant seulement un bras de l'onduleur.

Pour cela, le modèle d'impulsion symétrique ou méthode à états-nuls symétriques, est utilisée, ainsi pour les secteurs impairs ( $k = 1,3,5$ ), la séquence est la suivante:  $\vec{V}_0 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_7 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_0$ , et pour les secteurs pairs ( $k = 2,4,6$ ), la séquence est:  $\vec{V}_0 \vec{V}_{k+1} \vec{V}_k \vec{V}_7 \vec{V}_k \vec{V}_{k+1} \vec{V}_0$ , figure I.13 [55].

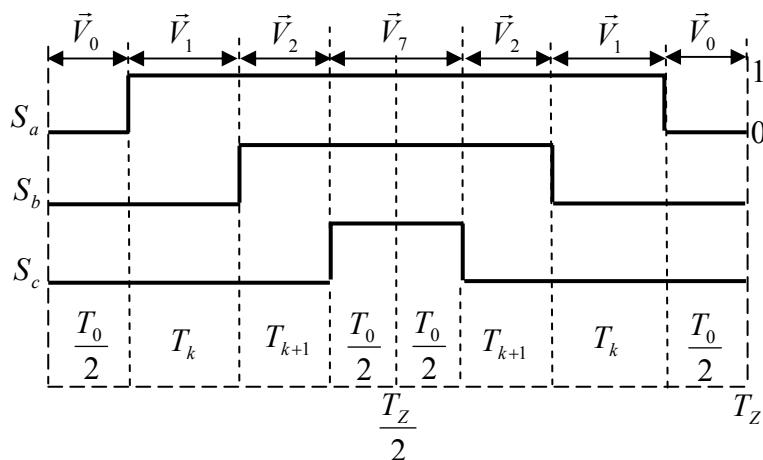


Fig.I.13: Signaux de commande dans le cas où  $\vec{V}_{ref}$  est au secteur 1

Les figure.I.14 illustrent l'analyse qui vient d'être décrit pour chaque secteur.

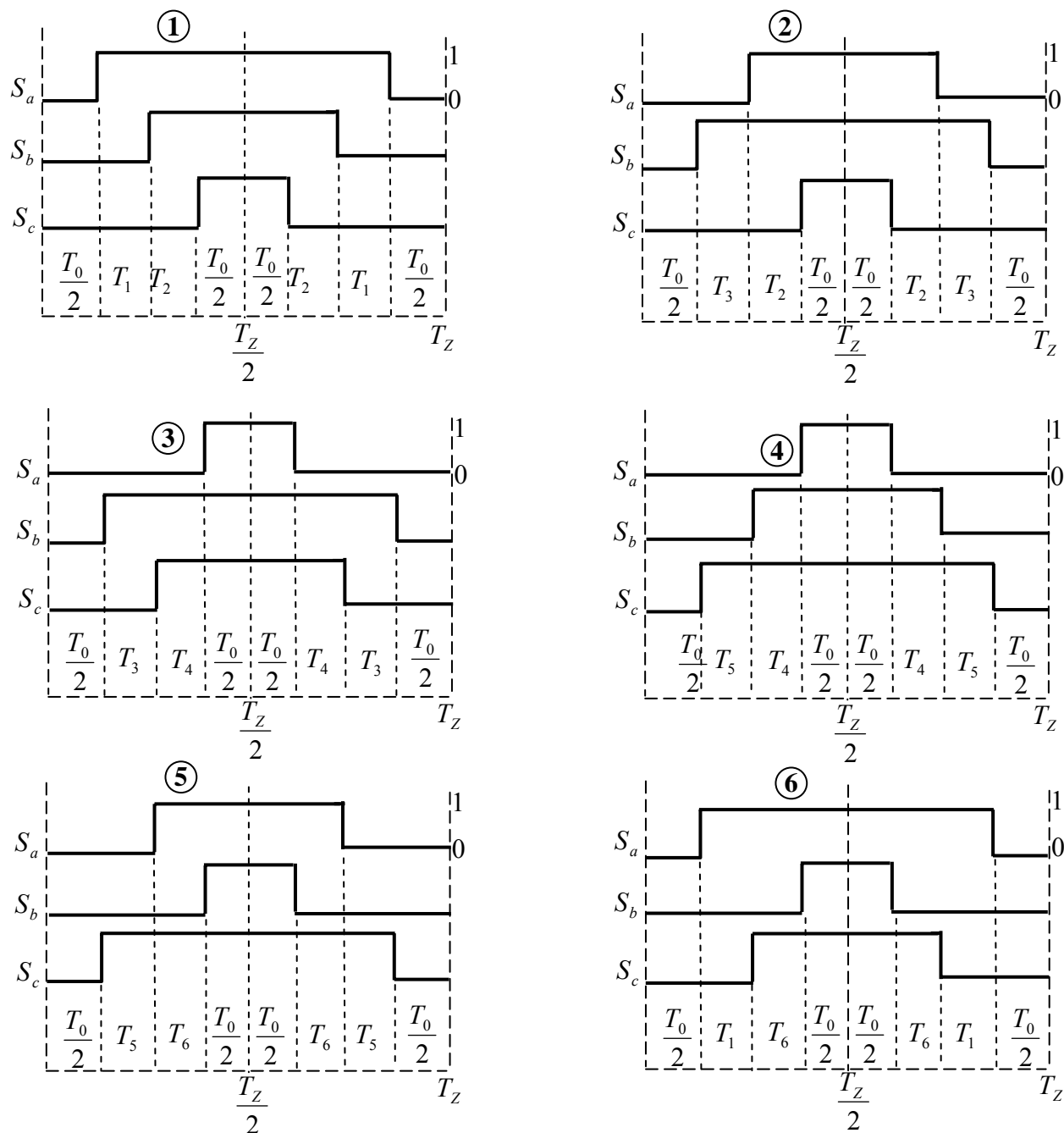


Fig.I.14: Signaux de commande pour chaque secteur

On peut apercevoir sur les figures (I.14, et I.15) que les résultats de simulations coïncident parfaitement avec l'analyse théorique étendue de la méthode *SVPWM*. Notons que se sont quasiment les mêmes résultats obtenus par [56].

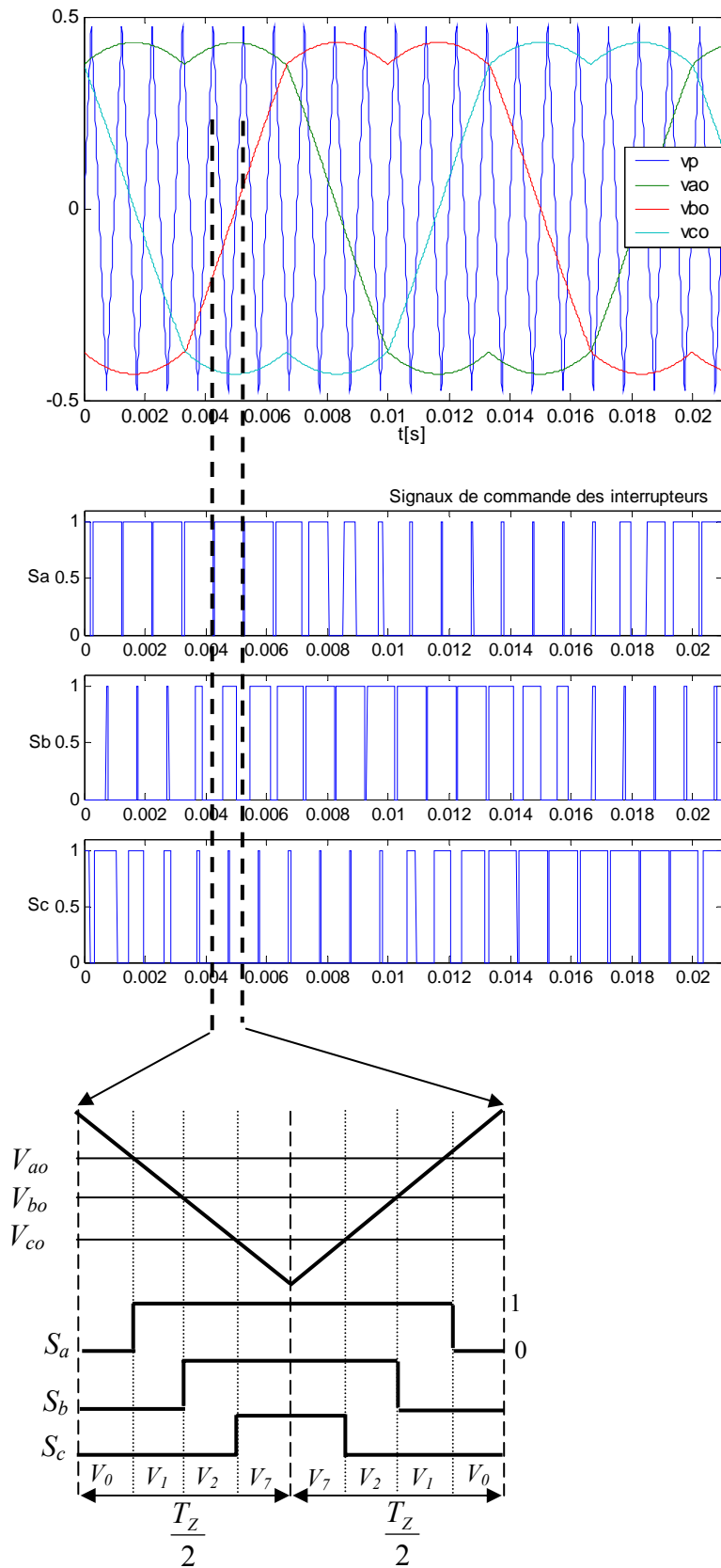


Fig.I.15: Comparaison entre théorie et simulation des signaux de commandes des interrupteurs obtenues par SVPWM.

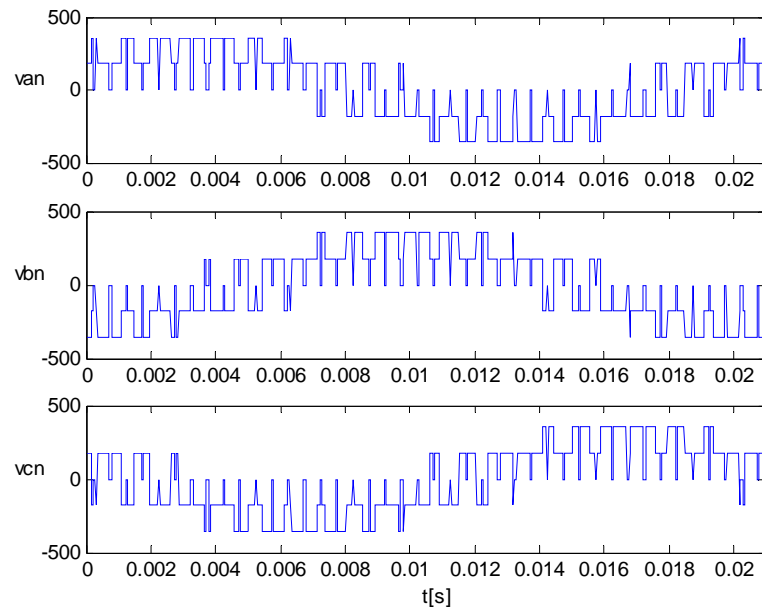


Fig.I.16: Tensions simples

### I.3.6 Conclusion

Dans ce chapitre, on a commencé par un état de l'art sur les commandes prépondérantes sur le marché actuel, notamment la commande scalaire, la *FOC* et la *DTC*, pour faire par la suite une étude comparative entre ces deux dernières qui sont très compétitives et qui attirent l'attention des chercheurs afin d'aboutir à une commande performante qui réponde aux exigences industrielles modernes.

Ensuite, on a présenté le modèle mathématique de la *MAS* en triphasée, puis on a procédé aux transformations dans les différents repères de *Park*, ce qui abouti aux modèles simplifiés.

La représentation en modèle d'état permet d'envisager la commande de la *MAS* par les techniques qui seront traitées aux chapitres suivants, notamment la technique par orientation du flux rotorique *IRFOC* et la *DTC*, et aussi pour l'étude et l'élaboration des observateurs.

Les résultats de simulation ont montrés la validité du modèle mathématique de la machine asynchrone.

La *STPWM* est la plus simple des techniques *PWM* à base de porteuse, tant du point de vue de son concept que de son implantation (analogique ou numérique). Elle souffre néanmoins d'une sous utilisation du bus continu, du fait que son index de modulation maximal est  $m_{MAX} = 0,785$ . Alors que pour la *SVPWM* il atteint  $m_{MAX} = 0,907$ , d'autant plus que les avancés technologiques récents, en matière de calculateurs digitaux (*DSP*, microprocesseurs et microcontrôleurs), ont rendu son implantation industrielle assez simple.

Une étude comparative sera faite sur ces deux méthodes, avec une analyse de leurs impacts sur la commande vectorielle sera traitée aux chapitres suivants.

## II.2 Commande vectorielle de la MAS

### II.2.1 Introduction

De multiples applications industrielles qui sollicitent un contrôle délicat du couple, vitesse et/ou position, où la commande scalaire avec ses performances modeste ne peut satisfaire.

La commande de la machine asynchrone requiert le contrôle du couple, et du flux. Cependant, la formule du couple électromagnétique est complexe, elle ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu où le découplage naturelle entre le réglage du flux et celui du couple rend sa commande aisée. C'est pourquoi, la commande vectorielle n'a été introduite qu'au début des années 70, grâce aux avancées technologiques de l'électronique de puissance et de signal, car elle nécessite des calculs de transformé de *Park*, évaluation de fonction trigonométrique, des intégrations, des régulations, ce qui demande une technologie assez puissante.

Dans ce qui suit on va développer en premier l'étude théorique de la commande vectorielle à flux rotorique orienté dans le but de l'implémenter sous *Simulink*.

### II.2.2 Principe de la commande vectorielle

Le principe dont repose la *FOC* est que le couple et le flux de la machine sont commandés séparément en similitude avec la *MCC* à excitation séparée, où les courants statoriques sont transformés dans un référentiel tournant aligné avec le vecteur de flux rotorique, statorique ou ce de l'entre-fer, pour produire des composantes selon l'axe  $d$  (control du flux) et selon l'axe  $q$  (control du couple).

La commande *FOC* est initialement proposée en *Allemagne* dans la fin des années 60 et début des années 70 par deux méthodes distinctes, l'une qui, en imposant une vitesse de glissement tirée de l'équation dynamique du flux rotorique afin d'assurer l'orientation du flux (*Hasse*) connu par *IRFOC*, et l'autre qui utilise l'estimation ou la mesure du flux pour obtenir l'amplitude et l'angle indispensable pour l'orientation du flux (*Blaschke*) connu par *DFOC*.

La technique *IRFOC* a été généralement préférée à la *DFOC* car elle a une configuration relativement simple comparée à la *DFOC* qui demande des estimateurs, ou des sondes à effet *Hall* pour la mesure du flux qui sont contrains aux conditions de travail excessives (température, vibration...etc), et encore que la mesure soit entachée de bruits dépendant de la vitesse [60][61].

Mais sans omettre que la *IRFOC* dépend des paramètres de la machine et notamment la constante de temps rotorique  $T_r$  et surtout la résistance rotorique  $R_r$  [3].

Ces deux méthodes citées s'appuient sur l'orientation du flux rotorique (en fait c'est le repère  $dq$  qui est orienté), d'autres techniques ont été introduites telle que l'orientation du flux statorique *SFOC* avec les deux formes directe et indirecte, et l'orientation du flux d'entre-fer, mais leurs performances

sont moindres par rapport aux premières, d'autant qu'elles exigent des algorithmes plus compliqués et surtout la compensation au découplage qui est très sensible aux erreurs [62].

## II.2.3 La Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRFOC)

### II.2.3.1 Introduction

Dans le cas de la commande indirecte, le flux n'est pas régulé (donc ni mesuré, ni estimé). Celui-ci est donné par la consigne et orienté à partir de l'angle  $\theta_s$  qui est obtenu à partir de la pulsation statorique  $\omega_s$ . Cette dernière est la somme de la pulsation rotorique  $\omega_{sl}$  estimée et la pulsation mécanique  $P\Omega$  mesurée. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux d'entre-fer.

### II.2.3.2 Mise en équation de la commande IRFOC

Rappelons que dans un repère lié au champ tournant, les équations des tensions statoriques et rotoriques de la MAS sont les suivantes:

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s \cdot i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ v_{sq} = R_s \cdot i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \end{cases} \quad (II-10)$$

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases} \quad (II-11)$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur l'orientation du repère tournant d'axes  $dq$ , tel que l'axe  $d$  soit confondu avec la direction de  $\psi_r$  (figure II.3).

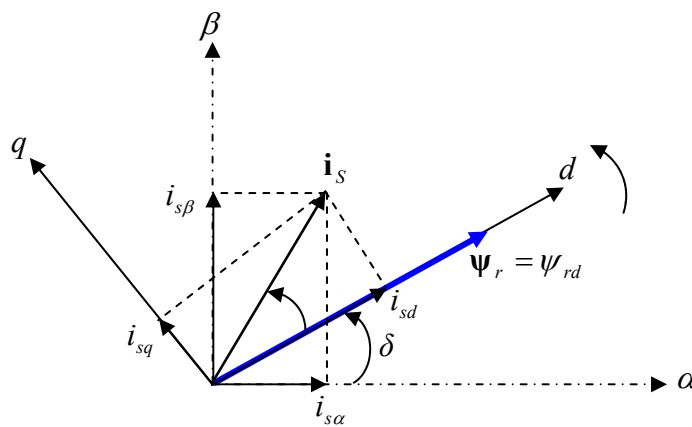


Fig.II.3: Représentation de l'orientation du repère  $dq$

L'orientation du flux magnétique selon l'axe direct conduit à l'annulation de sa composante en quadrature, on a alors:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \Psi_r \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (II-12)$$

les équations des tensions rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} 0 = R_r \cdot i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} \\ 0 = R_r \cdot i_{rq} + \omega_{sl} \psi_{rd} \end{cases} \quad (II-13)$$

celles des flux:

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s \sigma \cdot i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s \sigma \cdot i_{sq} \end{cases} \quad (II-14)$$

Nous obtenons donc les composantes des tensions statoriques :

$$\begin{cases} v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_s \sigma L_s \cdot i_{sq} \\ v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} + \omega_s \sigma L_s \cdot i_{sd} \end{cases} \quad (II-15)$$

### II.2.3.3 Estimation de $\omega_s$ et de $\theta_s$

Dans la commande *IRFOC* la pulsation statorique est déterminée indirectement depuis, la mesure de la vitesse mécanique et la relation suivante [62]:

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \quad (II-16)$$

à partir des équations (II-16) et (I-15) nous aurons :

$$\omega_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \quad (II-17)$$

Nous remarquons l'apparition de la constante de temps rotorique, qui est un paramètre influent sur les performances de cette commande.

La position  $\theta_s$ , est déterminée ensuite par l'intégration de  $\omega_s$  :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (II-18)$$

### II.2.3.4 Expression du couple électromagnétique

Il découle de l'expression du couple électromagnétique (I-21) la nouvelle relation suivante:

$$T_e = K_t \psi_{rd} i_{sq} \quad (II-19)$$

Notons que la vitesse donnée par l'expression dans (I-22) reste inchangée.

Il devient tout à fait claire qu'en fixant la valeur de  $\psi_{rd}$  à une valeur de référence  $\psi_{rd}^*$ , le couple ne dépendra que du courant statorique  $i_{sq}$  (comme dans le cas d'une MCC à excitation séparée), qui est le but de la commande vectorielle.

Les équations de la machine sont résumées dans (II-20) :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{rd} \\ v_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + \omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ \omega_s = p\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{sq}}{\psi_{rd}} \\ T_r \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = L_m i_{sd} \\ T_e = K_t \psi_{rd} i_{sq} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (II-20)$$

Finalement l'écriture en équation d'état déduite de (I-25), (en reconnaissant  $\psi_{rq} = 0$ ), conduit au système suivant:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{sd}}{dt} = -\frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sq} + \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{R_r L_m}{L_r^2} \right) \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sd} \\ \frac{di_{sq}}{dt} = -\omega_s i_{sd} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{1}{\sigma L_s} \left( \frac{L_m}{L_r} \right) \omega \psi_{rd} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{sq} \\ \frac{d\psi_{rd}}{dt} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \psi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \end{array} \right. \quad (II-21)$$

On remarque dans ces équations, que  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  dépendent à la fois des courants des deux axes choisis comme variables d'états  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$  donc ils influent sur le flux et le couple. Il est donc indispensable de procéder au découplage des termes couplés [58] [63].



### II.2.3.5 Découplage

Différentes techniques de découplage existent : découplage par retour d'état, découplage statique ou découplage par compensation, que nous allons présenter maintenant [63].

#### II.2.3.5.1 Découplage par compensation

La compensation a pour but de découpler les axes  $d$  et  $q$ . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine, et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. En considérant une dynamique longue du flux en basse vitesse

( $\frac{d\psi_{rd}}{dt} = 0$ ) par rapport aux courants [25] [65], alors les équations de tensions (II-15) sont réécrites

en introduisant l'opérateur de Laplace  $s$  de la manière suivante:

$$\begin{cases} v_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)i_{sd} - \omega_s \sigma L_s i_{sq} \\ v_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)i_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \end{cases} \quad (II-22)$$

Les nouvelles variables de commande  $v_{sd}^*$ ,  $v_{sq}^*$  s'écrivent alors comme suit :

$$\begin{cases} v_{sd}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sd} = v_{sd} + \omega_s \sigma L_s i_{sq} = v_{sd} + e_{sd} \\ v_{sq}^* = (R_s + s\sigma L_s) i_{sq} = v_{sq} - \left( \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s i_{sd} \right) = v_{sq} - e_{sq} \end{cases} \quad (II-23)$$

avec: \* désignant la variable de commande ou de référence

Ainsi donc les actions sur les axes  $d$  et  $q$  sont donc découplées comme représentés dans le schéma de la figure II.4.

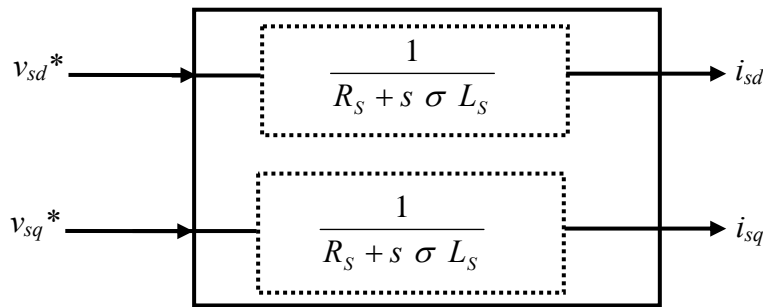


Fig.II.4: Les nouvelles commandes obtenues

Les tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$  sont alors reconstituées à partir des tensions  $v_{sd}^*$  et  $v_{sq}^*$  (figure II.5) :

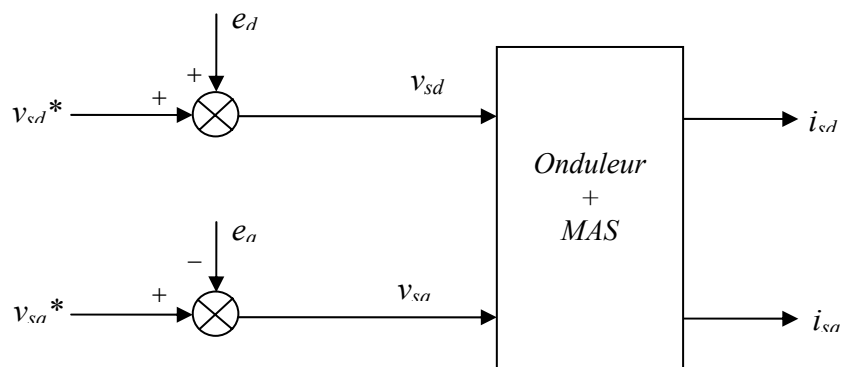


Fig.II.5 : Reconstitution des tensions  $v_{sd}$  et  $v_{sq}$

**II.2.3.6 Calculs des régulateurs**

Les régulateurs à action proportionnelle-intégrale *PI* sont très répandus dans le domaine de la commande des machines électriques, l'action du régulateur proportionnelle *P* assure la rapidité de la réponse dynamique, et l'action du régulateur intégral élimine l'erreur statique en régime permanent.

Dans notre commande il y a trois régulateurs *PI*, un pour la régulation de la vitesse et deux pour les courants  $i_{sd}$  et  $i_{sq}$ . Notons qu'une structure *IP* a été utilisée dans la boucle de régulation de la vitesse, elle est parfois bien meilleure que celle à régulateur *PI* classique [66].

Les détails des calculs des paramètres des régulateurs sont donnés en annexe C.

On aboutira finalement au système schématisé sur la figure II.6.

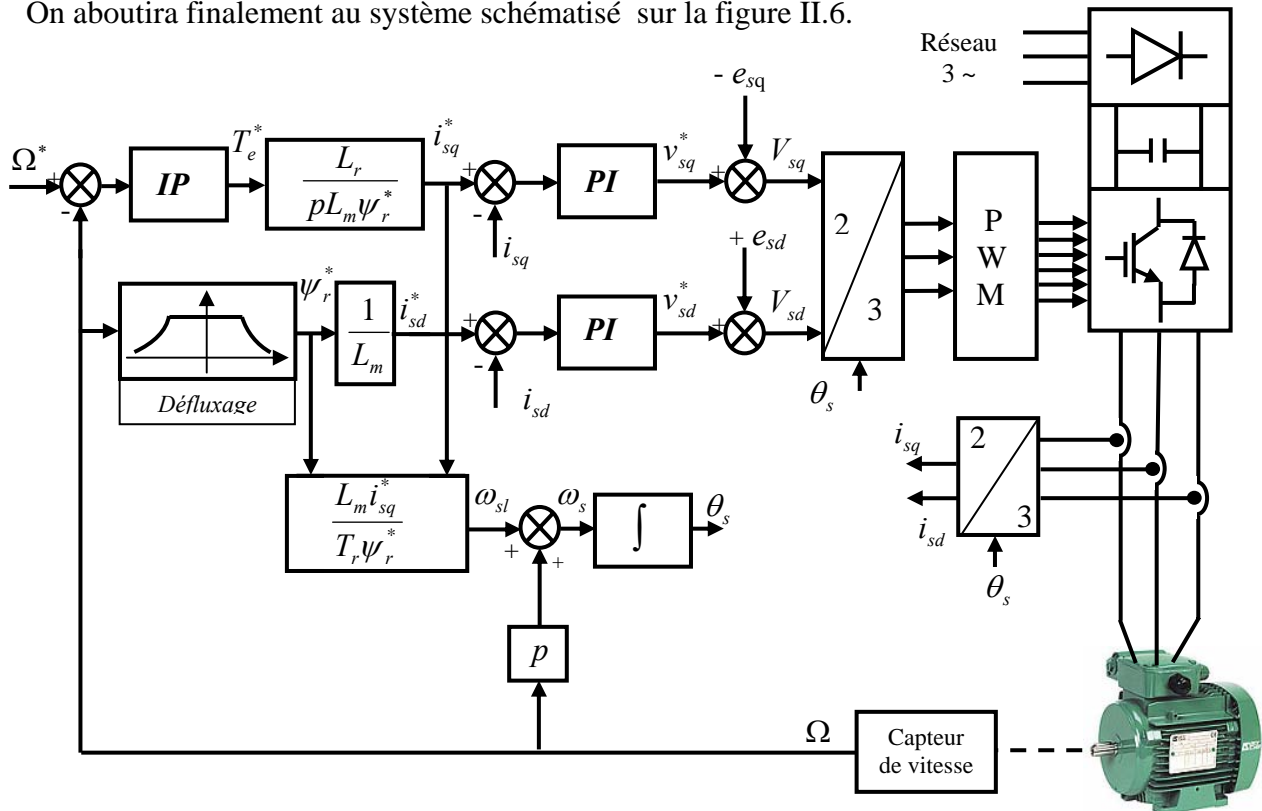


Fig.II.6: Schéma fonctionnel de la commande vectorielle IRFOC

à des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale du moteur, le flux est maintenu constant à sa valeur nominale  $\psi_{rn}$ , par contre, il faut qu'il décroît lorsque la vitesse augmente au delà de la vitesse nominale afin de limiter la tension aux bornes du moteur. Pour cela, il est utilisé le bloc de *Défluxage* qui est défini par la non linéarité suivante [58]:

$$\psi_r^* = \begin{cases} \psi_{rn} & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \frac{\Omega_n}{|\Omega|} \psi_{rn} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \tag{II-24}$$

avec :

- $\psi_r^*$  : Flux rotorique de référence.
- $\psi_{rn}$  : Flux rotorique nominal.
- $\Omega_n$  : Vitesse mécanique nominale.

### II.2.3.7 Résultats de simulation avec onduleur à commande STPWM

La machine commandée vectoriellement par orientation du flux rotorique, est mise en évidence par simulation numérique sous environnement *MATLAB/ SIMULINK*.

La commande rapprochée est réalisée par la technique *MLI Sinus-Triangle (STPWM)*.

Les figures suivantes montrent les performances de réglage lors d'un démarrage à vide suivi de l'application d'un couple de charge à  $t = 0.8 s$ , puis à l'inversion de la consigne à  $t = 2 s$ .

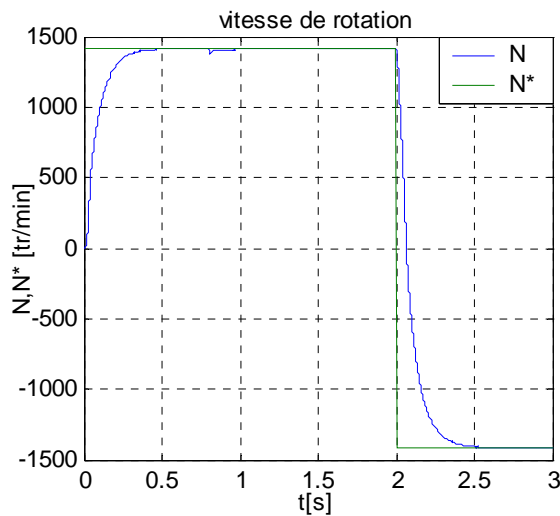


Fig.II.7.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=0.8s$  et inversion de consigne à  $t=2s$

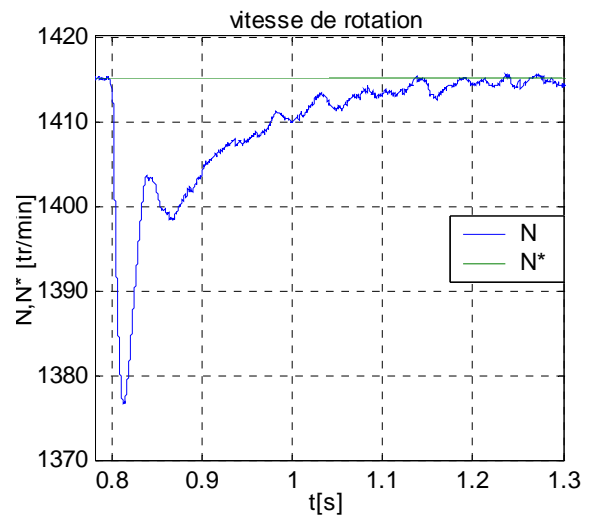


Fig.II.7.b : Zoom sur l'impact de la charge

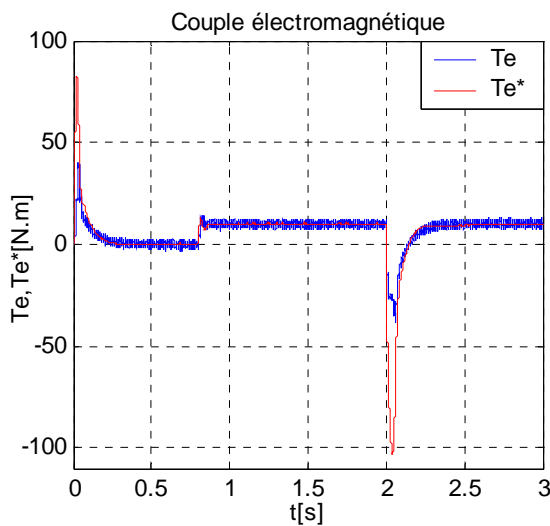


Fig.II.8.a : Réponse du couple électromagnétique

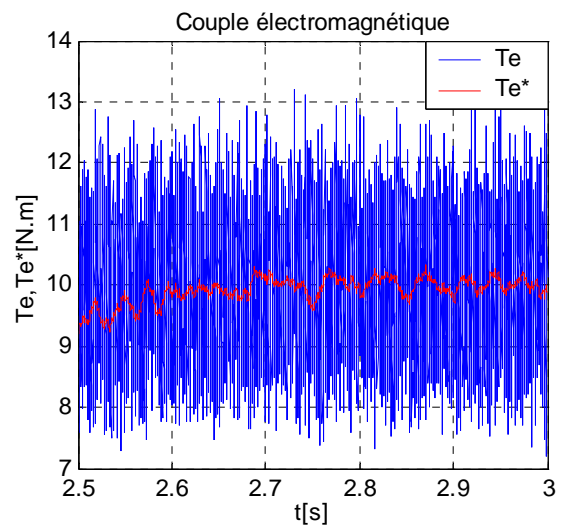


Fig.II.8.b : ondulations du couple

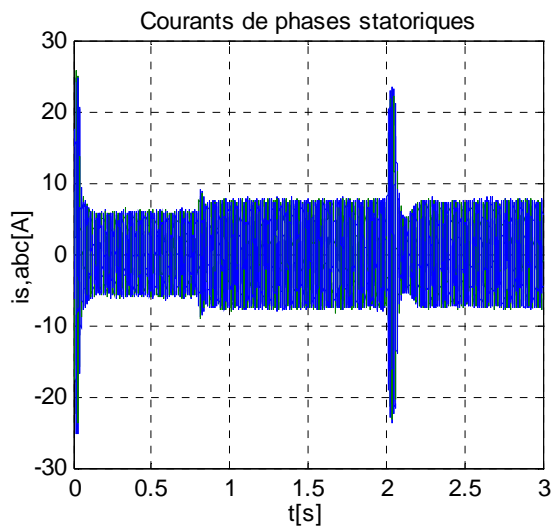


Fig.II.9.a : Les Courants statoriques de phases

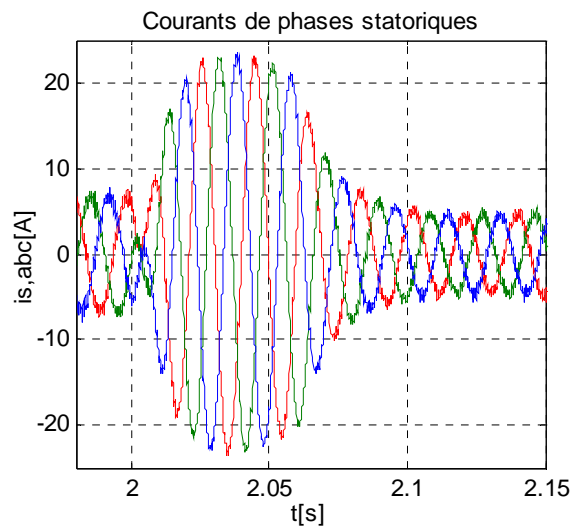


Fig.II.9.b : Zoom à l'inversion de la vitesse

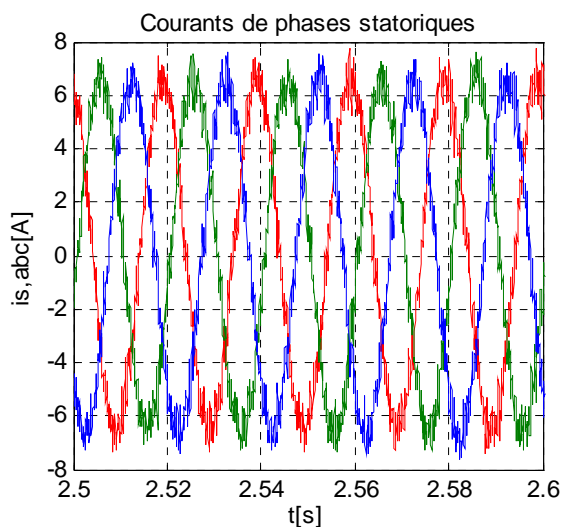
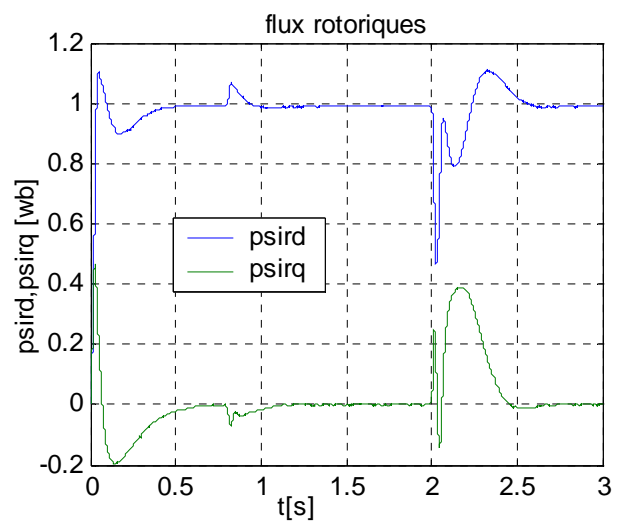


Fig.II.9.c : Forme d'onde des courants statoriques

Fig.II.10 : Composantes du flux rotorique selon les axes  $d$  et  $q$ 

Nous remarquons que cette commande présente des résultats très satisfaisants avec une bonne dynamique de poursuite ainsi qu'un rejet acceptable de la perturbation.

D'autre part on remarque que la vitesse s'établit à sa valeur nominale avec une bonne dynamique et sans erreur statique, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite (figure.II.7.b), mais elle se rétablit à nouveau sans erreur statique.

A l'application d'une consigne de  $-1415 \text{ tr/min}$ , la vitesse suit sa commande avec une bonne réponse, et les mêmes performances précédentes.

Dans les figures (II.8, II.9, et II.10) on remarque l'apparition des pics dans le couple et dans les courants statoriques de phases ainsi qu'aux flux rotoriques, lors de l'application du couple de charge et surtout lors de l'inversion de la vitesse, puis il y a stabilisation en régime permanent. On peut

remarquer aussi que, les composantes du flux rotoriques présentent un découplage réussi avec un bon contrôle du flux, et les régimes transitoires du courant et du couple sont vite maîtrisés.

On remarque dans la figure.II.9.c que la forme d'onde des courants statoriques présentent des ondulations se qui se répercutent directement sur le couple (figure.II.8.b), cependant l'atténuation des ondulations du couple est évidente, mais elles persistent toujours.

### II.2.3.8 Résultats de simulation avec onduleur à commande *SVPWM*

Nous reprenons maintenant les mêmes essais précédents, mais cette fois ci la commande rapprochée est réalisée par la technique *MLI* vectorielle (*SVPWM*).

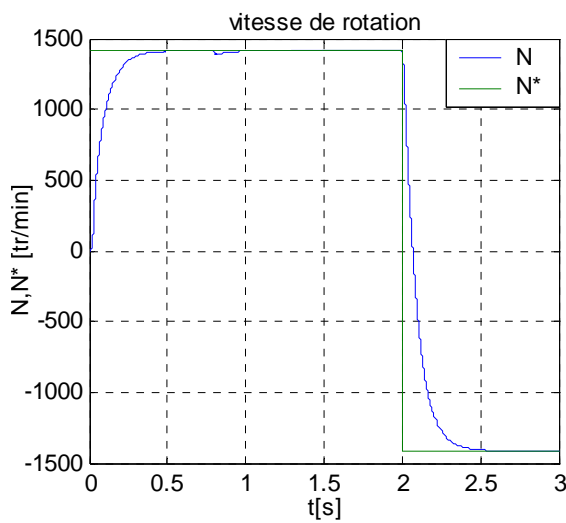


Fig.II.11.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à t=0.8s et inversion de consigne à t=2s

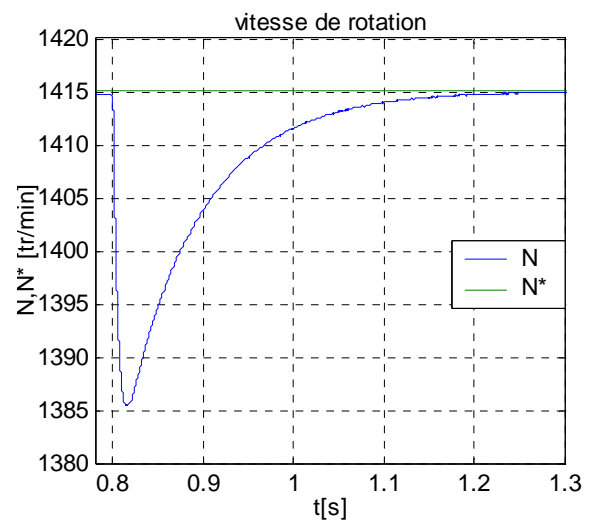


Fig.II.11.b : Zoom sur l'impact de la charge

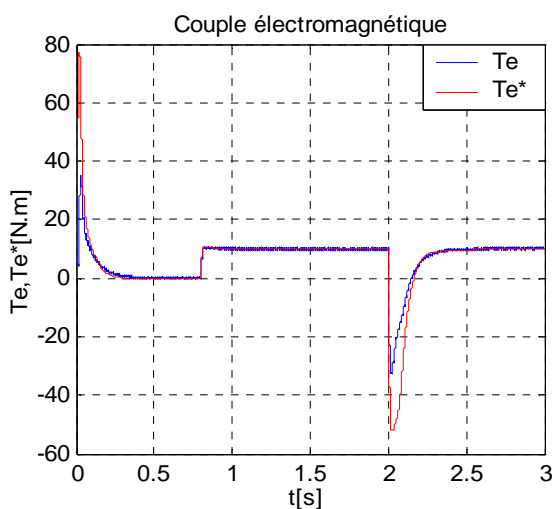


Fig.II.12.a : Réponse du couple électromagnétique

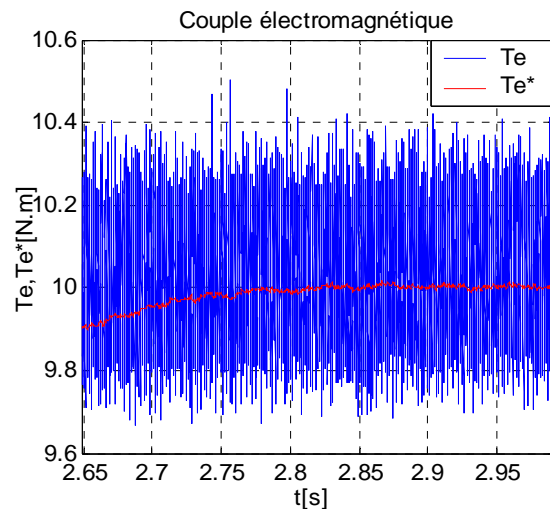


Fig.II.12.b : Zoom sur l'ondulation de Te

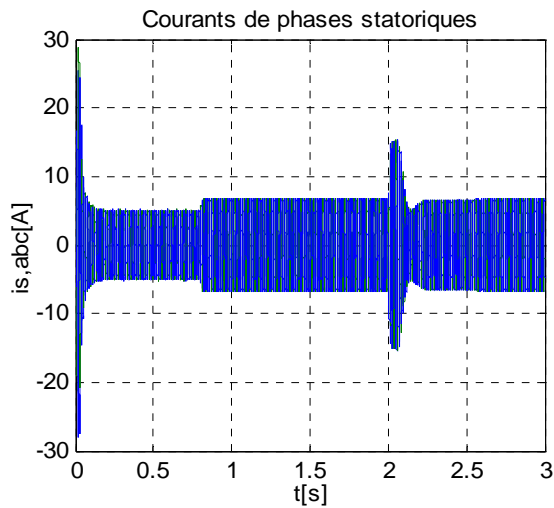


Fig.II.13.a : Les Courants statoriques des phases a,b,c

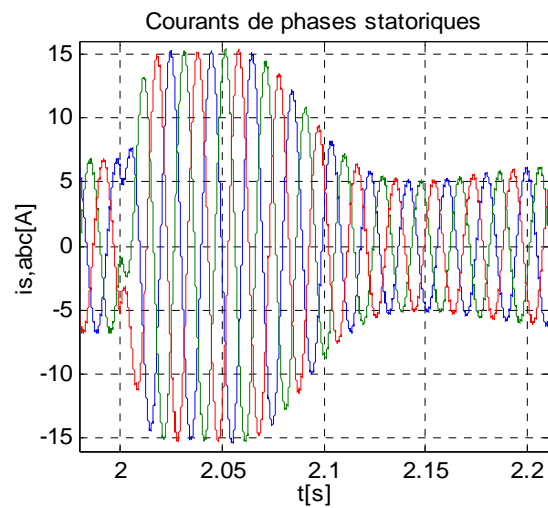


Fig.II.13.b : Zoom à l'inversion de la vitesse

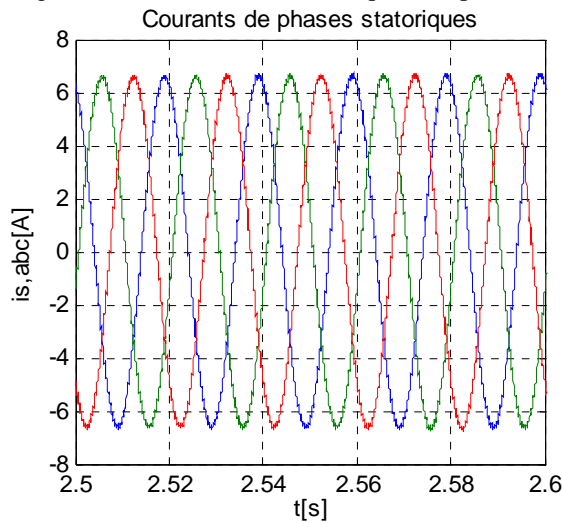
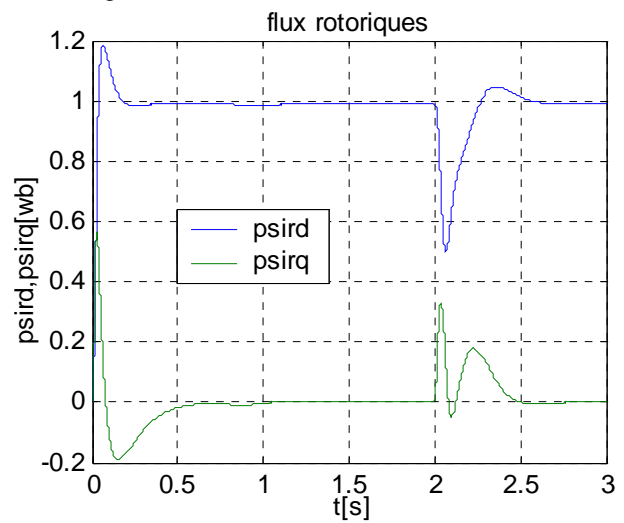


Fig.II.13.c : Forme d'onde des courants statoriques

Fig.II.14 : Composants du flux rotorique selon les axes  $d$  et  $q$ 

### II.2.3.9 Comparaison entre les résultats obtenus par *STPWM* et *SVPWM*

On remarque dès le premier coup d'œil que les performances de la commande sont nettement améliorées avec l'introduction de la modulation vectorielle *SVPWM*.

Dans la figure II.11.a, on voit que la vitesse atteint et suit la valeur de référence sans dépassement et ce dans les deux cas de consignes ( $1415, -1415$   $tr/min$ ), avec une réponse dynamique plus rapide que celle réalisée avec la *STPWM*, on aperçoit aussi (figure.II.11.b), que la chute de vitesse due à l'application du couple de charge est nettement inférieure comparée à la figure.II.7.b, et que le rejet de la perturbation est satisfaisant.

Dans la figure.II.12.a, on remarque que les pics dus à l'application du couple de charge et au changement de consigne de la vitesse sont atténués. Les ondulations du couple électromagnétique (figure.II.12.b) se sont atténuées d'une façon remarquable par rapport à ceux relevés sur la figure.II.8.b, ce qui été prévisible vu les figures des courants de phases statoriques. Dans les figures.II.13 (a et b), les courants statoriques sont plus stables (moins de fluctuations), et la forme d'onde est plus nette et présente beaucoup moins d'ondulations remarquées à la figure.II.13.c.

Sur la figure II.14, les courbes sont plus stables, après les régimes transitoires, la composante du flux rotorique de l'axe  $q$  est maintenue à zéro (principe de la commande vectorielle), et celle de l'axe  $d$  à la valeur de référence.

### II.2.3.10 Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ )

Jusque ici on a supposé que les paramètres électriques et mécaniques de la machine sont constants, mais en fait les variations de quelques uns ont un impact qui ne doit pas être négligés. Pour la *IRFOC* le paramètre influant sur la commande est la constante de temps rotorique et surtout la résistance rotorique ( $R_r$ ) dû spécialement à la température [67].

Pour commencer, la machine est testée pour une variation de la résistance rotorique de l'ordre de 65% de sa valeur nominale à l'instant  $t = 1.4s$ .

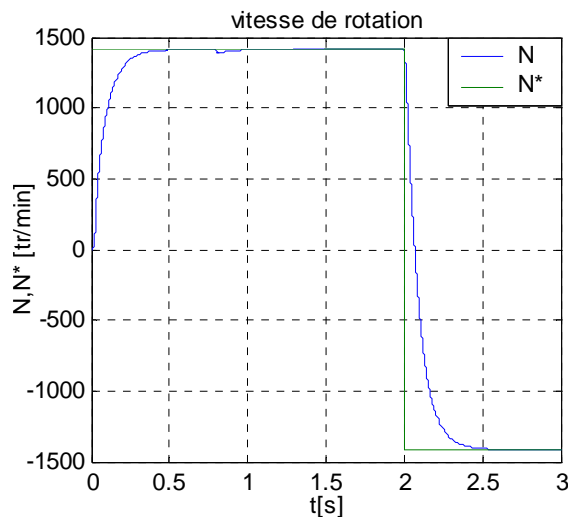


Fig.II.15.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=0.8s$  et inversion de consigne à  $t=2s$

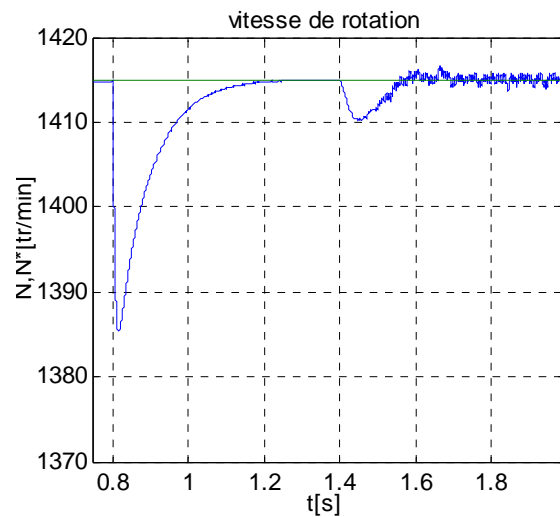


Fig.II.15.b : Zoom à l'application de la charge ( $t=0.8s$ ) et au changement de  $R_r$  à  $t=1.4s$

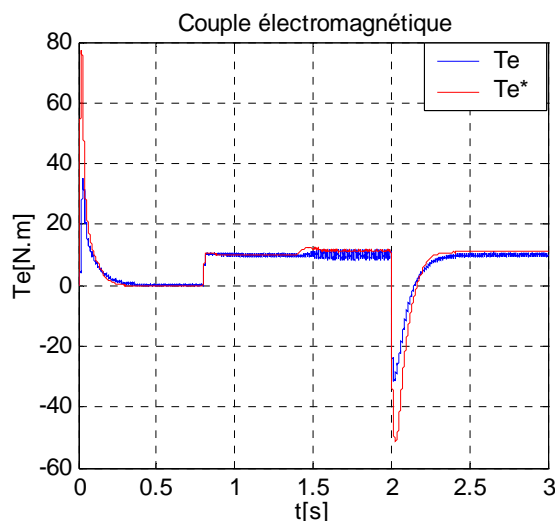


Fig.II.16.a : Réponse du couple électromagnétique

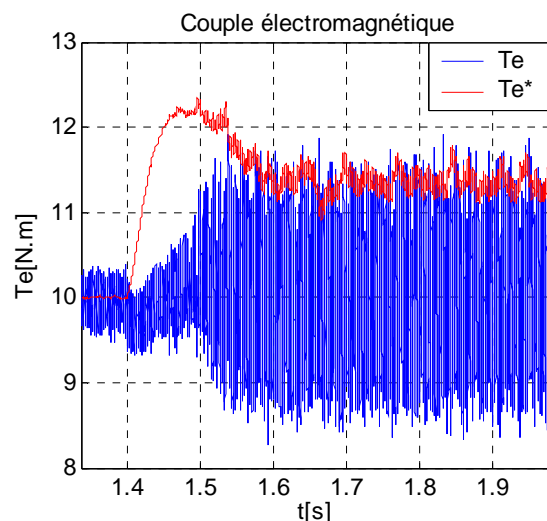


Fig.II.16.b : Zoom au changement de  $R_r$

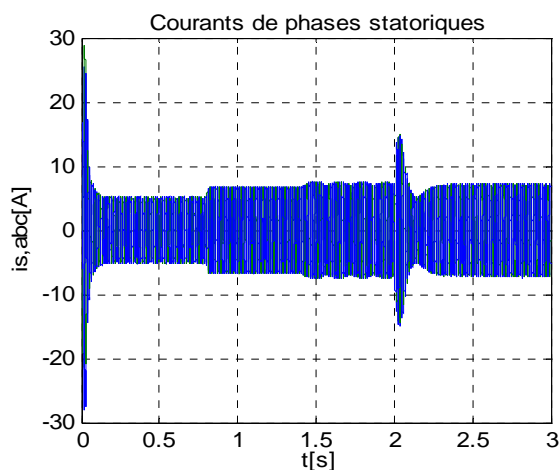
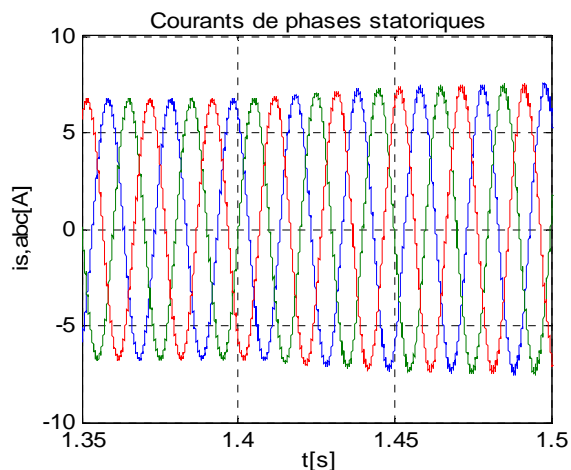
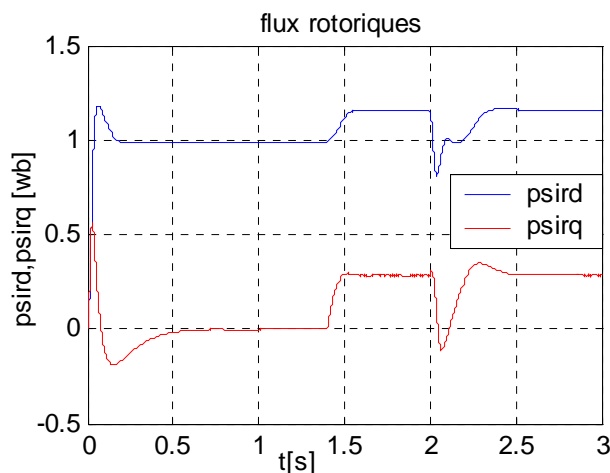


Fig.II.17.a : Les Courants statoriques de phases a,b,c

Fig.II.17.b : Zoom au changement de  $R_r$ Fig.II.18 : Composantes du flux rotorique selon les axes  $d$  et  $q$ 

Ce qui est marquant dans ces courbes, c'est que la variation de la résistance rotorique a un impact néfaste sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté, car le découplage n'est plus maintenu et le principe même de commande est détérioré, l'erreur statique de la composante du flux rotorique persiste ( $\psi_{rq} \neq 0$ ), de plus la machine est surexcitée ce qui risque de saturer le circuit magnétique.

### II.2.3.11 Conclusion

Les résultats de simulation ont permis de montrer le principe de découplage existant dans la commande vectorielle indirecte, le rejet de perturbation au niveau de vitesse est acceptable, par utilisation d'un régulateur  $IP$ . Le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de la commande  $IRFOC$  face aux variations de la vitesse. L'utilisation de la technique  $STPWM$  pour l'onduleur a présenté ses limites au niveau des ondulations des courants et du couple, d'où la nécessité d'introduire une meilleure technique qu'est la  $SVPWM$ . Les résultats ont montré que la technique  $SVPWM$  a beaucoup amélioré les performances de la  $IRFOC$  tant aux rejets des perturbations qu'aux ondulations du couple électromagnétique et des courants statoriques, et d'une manière générale a contribué à la stabilité du système. On a montré aussi que les régulateurs  $PI$  sont très sensibles aux variations de la résistance rotorique ce qui implique la détérioration de la commande vectorielle  $IRFOC$ , donc le fait d'envisager des régulateurs robustes, devient nécessaire.



# *Chapitre II*

*Etude et description*

*des*

*principales commandes industrielles*

## II.1 Commande scalaire de la MAS

### II.1.1 Introduction

D'une façon générale utilisée pour les systèmes en boucle ouverte, la commande scalaire approvisionne un grand nombre d'applications où le besoin majeur est de changer la vitesse du moteur et réaliser une commande efficace, elle est également rentable et simple à implémenter. Ce type de contrôle convient surtout pour des performances moyennes de fonctionnement de la machine asynchrone [57].

### II.1.2 Principe de la méthode

Pour faire varier la vitesse sans modifier le couple utile, il faut garder le flux de la machine constant, soit en imposant le rapport *tension/fréquence*, soit avec une commande avec auto pilotage qui asservit la fréquence et courant statorique. Dans notre cas on s'est intéressé à la commande en courant, car la commande en tension est tributaire des paramètres de machine, on utilise pour cela le modèle par phase de la machine asynchrone en régime permanent à fuites totalisées au stator [58], illustré dans la figure.II.1:

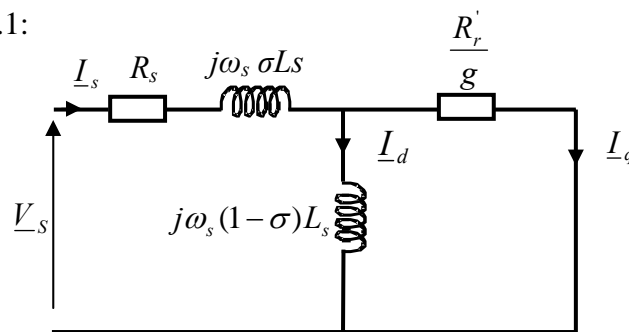


Fig.II.1: Schéma équivalent de la machine asynchrone à fuites totalisées au stator

avec :

$$R_r' = R_r (L_m / L_r)^2 \quad (II-1)$$

$$I_q = -I_r' = -(L_r / L_m) I_r \quad (II-2)$$

$I_q$  : Courant dans le circuit du rotor, analogue au courant d'induit de la MCC.

$I_d$  : Courant dans la branche magnétisante, analogue au courant d'excitation.

- **Relation du couple électromagnétique**

Partant de la relation de la puissance mécanique le couple est donné par:

$$T_e = \frac{P_{mec}}{\Omega} \quad (II-3)$$

avec:  $\Omega = \frac{\omega}{p}$  : la vitesse angulaire du rotor.

On sait que la puissance mécanique est la différence entre la puissance électromagnétique et les pertes joule, qui s'écrit en prenant les valeurs efficaces des courants par:

$$P_{mec} = P_e - \Delta P_{jr} = 3 \frac{R_r'}{g} I_q^2 - 3 R_r' I_q^2 = 3 R_r' I_q^2 \left( \frac{1}{g} - 1 \right) = 3 R_r' I_q^2 \frac{\omega}{\omega_{sl}} \quad (II-4)$$

en reconnaissant  $g = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s}$ .

le couple est donc:

$$T_e = 3p \frac{R_r'}{\omega_{sl}} I_q^2 \quad (II-5)$$

La relation du diviseur de courant permet d'écrire :

$$I_q^2 = \frac{((1-\sigma)L_s)^2}{((1-\sigma)L_s)^2 + \left(\frac{R_r'}{\omega_{sl}}\right)^2} I_s^2 \quad (II-6)$$

ce qui permet d'écrire:

$$T_e = 3p(1-\sigma)L_s^2 \frac{\frac{R_r'}{\omega_{sl}}}{((1-\sigma)L_s)^2 + \left(\frac{R_r'}{\omega_{sl}}\right)^2} I_s^2 \quad (II-7)$$

Sachant qu'en régime permanent le courant statorique et relié au flux par la relation suivante:

$$I_s = \frac{\psi_s}{L_s} \sqrt{\frac{1 + (\omega_{sl} T_r)^2}{1 + (\sigma \omega_{sl} T_r)^2}} \quad (II-8)$$

Cette équation montre que lorsque le module du flux est constant, le couple ne dépend que de  $\omega_{sl}$ .

Le schéma de la commande est illustré sur la figure II.2.

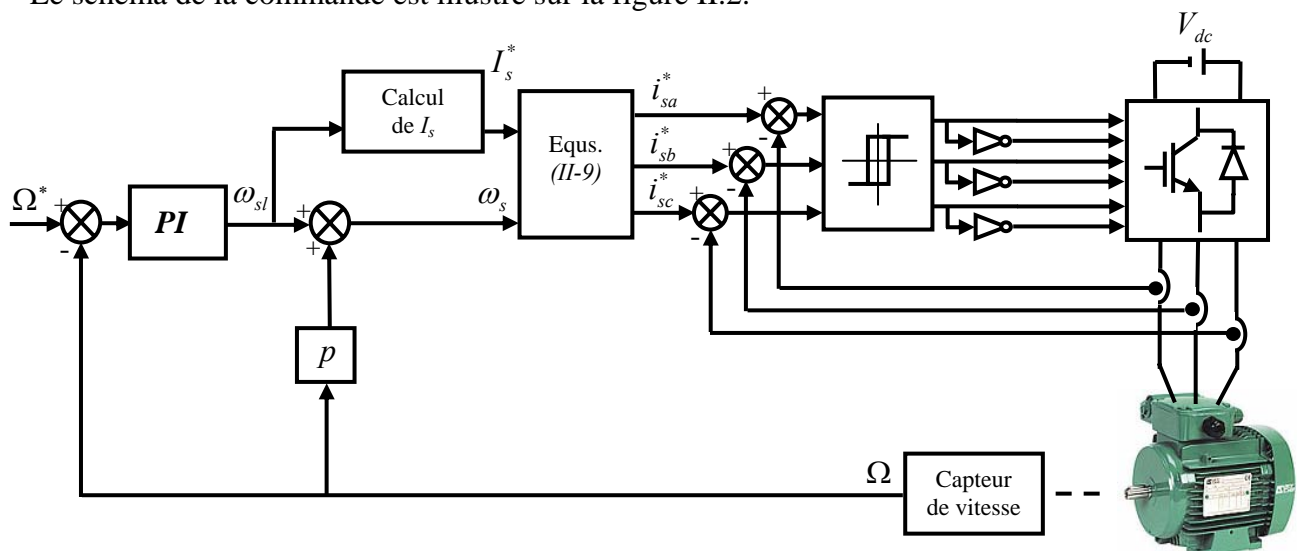


Fig.II.2: Schéma de principe de la commande scalaire en courant

La machine est alimentée à travers un onduleur contrôlé en courant. Connaissant l'amplitude du courant statorique  $I_s^*$ , les courants  $i_a^*$ ,  $i_b^*$  et  $i_c^*$  sont issues des relations (II-9), et la pulsation  $\omega_s^*$  obtenue par la loi d'autopilotage.

$$\begin{cases} i_{sa}^* = \sqrt{2}I_s^* \sin(\omega_s^* t) \\ i_{sb}^* = \sqrt{2}I_s^* \sin(\omega_s^* t - \frac{2\pi}{3}) \\ i_{sc}^* = \sqrt{2}I_s^* \sin(\omega_s^* t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \quad (II-9)$$

Après la génération des courants, ils sont comparés aux courants statoriques mesurés de la machine, la sortie de cette comparaison est l'entrée des régulateurs à hystérésis, ces derniers appliquent les impulsions de commande à l'onduleur.

### II.1.3 Conclusion

Pour la machine à induction alimentée en courant et contrôlée par la commande scalaire, le couple électromagnétique et le flux statorique sont à la fois fonction des courants et de la fréquence d'alimentation, ce qui provoque de mauvaises performances dynamiques. C'est pourquoi ce type de commande convient pour les applications où la précision sur la vitesse n'est pas importante et où le couple aux faibles vitesses est faible, telle que les ventilateurs, les compresseurs, les pompes ...etc [58][59].

Vu les limitations que présente cette méthode, il est donc évident que pour des applications exigeant plus de performances surtout durant les régimes transitoires les industriels optent pour d'autres alternatives et plus particulièrement la commande vectorielle ou la commande directe du couple.

## II.3 Commande directe du couple de la MAS

### II.3.1 Introduction

La commande directe du couple et du flux *DTFC* abrégée *DTC* a été introduite il y a plus d'une vingtaine d'année par *Takahashi* [68] et *Depenbroak* [69], différente de la commande précédente *FOC*, la *DTC* vise une exploitation directe du couple et du flux produit par la machine asynchrone alimenté par l'onduleur. Ses majeurs avantages sont, moins de paramètres de la machine utilisés dans ses équations, pas de transformation entre référentiels, pas de régulateurs de courants, pas de générateur *MLI* se qui améliore considérablement la réponse dynamique, et sans recours à des capteurs mécaniques. Ses principaux inconvénients sont : le nombre limité de vecteurs tensions disponibles engendre les ondulations du couple, flux, et des courants en régime permanent qui sont reflétées sur l'estimation de la vitesse et sa réponse, et aussi se traduisent par des bruits acoustiques accrus. Et la sensibilité aux variations de la résistance statorique. En outre, la suppression de l'étage *MLI* principale caractéristique de la *DTC* et l'introduction de contrôleurs d'hystérésis pour le couple et le flux a pour conséquence d'avoir une fréquence de commutation variable [24][70][71].

### II.3.2 Principe de la commande *DTC*

Le terme commande directe du couple et du flux vient du fait que sur la base des erreurs entre les valeurs de références et celles estimées du couple et du flux, il est possible de commander directement les états de l'onduleur afin de réduire les erreurs dans les limites de la bande de régulateurs à hystérésis prédéterminée.

#### II.3.2.1 Règle d'évolution du flux statorique

Le modèle généralement retenu à l'implantation de la *DTC* est celui à référentiel stationnaire  $\alpha\beta$ , ce modèle est donné par le système d'équations suivant [72] :

$$\begin{cases} \mathbf{v}_s = R_s \mathbf{i}_s + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} \\ 0 = R_r \mathbf{i}_r + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} - j\omega \boldsymbol{\Psi}_r \end{cases} \quad (II-25)$$

où :

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s &= v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \ , \ \mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \ , \ \boldsymbol{\Psi}_s = \psi_{s\alpha} + j\psi_{s\beta} \\ \mathbf{i}_r &= i_{r\alpha} + ji_{r\beta} \ , \ \boldsymbol{\Psi}_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta} \end{aligned}$$

à partir de (II-25) on a:

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_s}{dt} = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s \quad (II-26)$$

alors:

$$\boldsymbol{\Psi}_s = \int_0^t (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt \quad (II-27)$$

Sachant que pendant une période d'échantillonnage  $[0, T_z]$ , la séquence de commande  $(S_a S_b S_c)$  du convertisseur est fixe, la relation (II-27) peut s'écrire comme suit :

$$\boldsymbol{\Psi}_s(t) = \boldsymbol{\Psi}_{s_0} + \mathbf{v}_s T_z - R_s \int_0^t \mathbf{i}_s dt \quad (II-28)$$

ou encore:

$$\boldsymbol{\Psi}_s(t) = \frac{2}{3} V_{dc} (S_1 + a S_2 + a^2 S_3) - R_s \int_0^t \mathbf{i}_s dt + \boldsymbol{\Psi}_{s_0} \quad (II-29)$$

où  $\boldsymbol{\Psi}_{s_0}$  est le vecteur flux à  $t = 0$ , et avec l'hypothèse que la résistance  $R_s$  reste constante.

Et si on néglige, en première approximation la chute de tension due à la résistance statorique, le vecteur flux statorique à l'instant  $(t+\Delta t)$  se déduit du vecteur flux à l'instant  $t$  par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur ( $\mathbf{v}_s$  étant fixe):

$$\boldsymbol{\Psi}_s(t + \Delta t) = \boldsymbol{\Psi}_s(t) + \mathbf{v}_s \Delta t \quad (II-30)$$

La relation (II-30) peut se réduire à la relation de récurrence suivante:

$$\boldsymbol{\Psi}_s(k+1) \approx \boldsymbol{\Psi}_s(k) + \mathbf{v}_s T_z \quad (II-31)$$

où:

$\boldsymbol{\Psi}_s(k)$ : vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_k$

$\boldsymbol{\Psi}_s(k+1)$ : vecteur flux statorique à l'instant d'échantillonnage  $t_{k+1}$

La variation du flux statorique due à l'application du vecteur tension pendant une période de commande est donc :

$$\Delta \boldsymbol{\Psi}_s(k) \approx \mathbf{v}_s T_z \quad (II-32)$$

où:

$$\Delta \boldsymbol{\Psi}_s(k) \approx \boldsymbol{\Psi}_s(k+1) - \boldsymbol{\Psi}_s(k) \quad (II-33)$$

La relation (II-32) montre que la trajectoire de  $\boldsymbol{\Psi}_s$  suit la direction du vecteur tension  $\mathbf{v}_s$ , de telle sorte que, si ce dernier est non nul, l'extrémité du vecteur  $\boldsymbol{\Psi}_s$  suit la direction de  $\mathbf{v}_s$ , et si  $\mathbf{v}_s$  est une tension nulle,  $\boldsymbol{\Psi}_s$  est alors fixe.

Pour mieux illustrer le comportement du module du flux statorique, on va le représenter dans un repère tournant  $dq$  où il coïncide avec l'axe  $d$  (figure.II.19), on peut réécrire l'équation (II-26) sachant que:

$$|\Psi_s| = \sqrt{\psi_{sd}^2 + \psi_{sq}^2} \quad (II-34)$$

on obtient ainsi:

$$\frac{d|\Psi_s|}{dt} = \frac{d\psi_{sd}}{dt} = v_{sd} - R_s i_{sd} \quad (\psi_{sq} = 0) \quad (II-35)$$

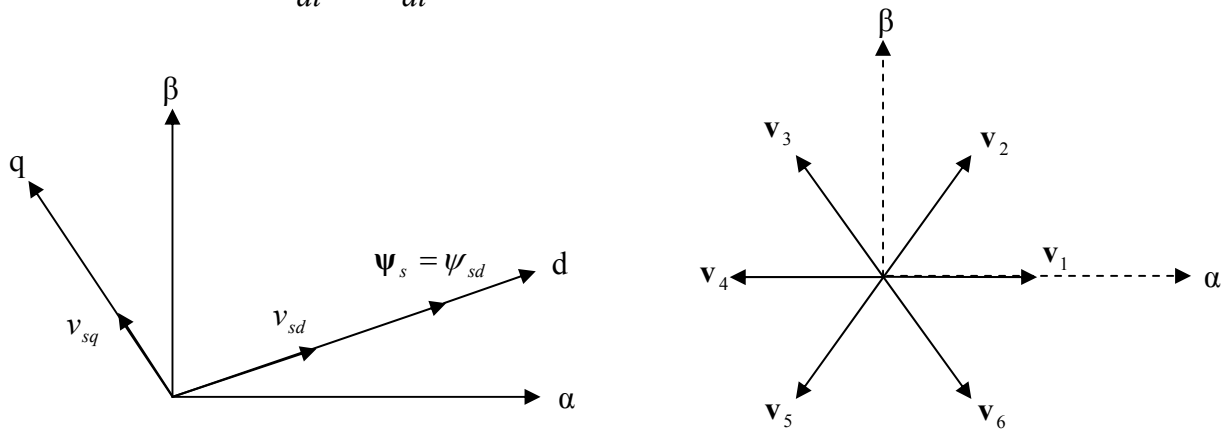


Fig.II.19: orientation de l'axe d selon la direction du flux statorique

En négligeant la chute de tension ohmique due à la résistance statorique, la variation du module du flux statorique devient:

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = v_{sd} \quad (II-36)$$

A partir de l'équation (II-36), nous constatons que la variation du module du flux statorique est proportionnelle à la composante radiale de la tension statorique, c'est-à-dire, quand un vecteur de tension actif est appliqué, c'est la projection de cette tension sur l'axe du flux qui permet de faire varier son module.

Si une séquence de tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est nulle.

$$\frac{d\psi_{sd}}{dt} = 0 \quad (II-37)$$

On aperçoit dans la figure II.17 que les vecteurs  $(\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_6)$  possèdent une composante radiale  $v_{sd}$  positive, cela signifie que ces vecteurs augmentent le module du flux statorique. D'autre part les vecteurs  $(\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5)$  ont une composante radiale  $v_{sd}$  négative ce qui a pour cause de diminuer le module du flux statorique.

Sur la figure.II.20 on représente deux situations de la variation du flux statorique lorsqu'on applique deux tensions différentes.

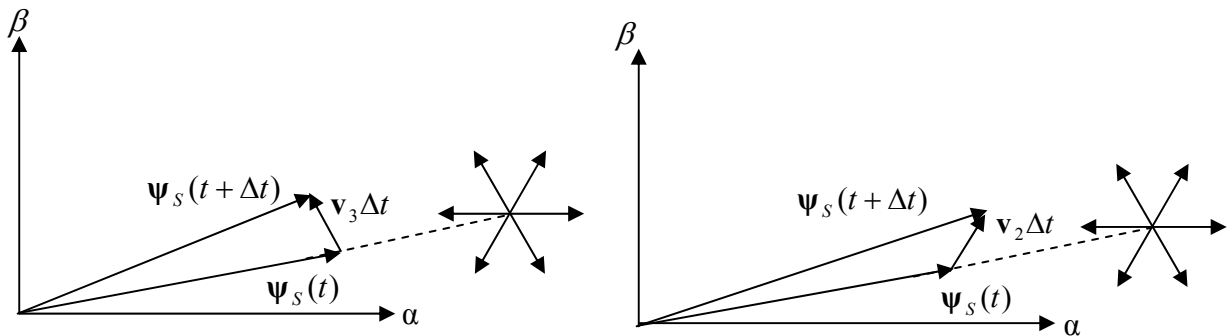


Fig.II.20: Evolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué

En choisissant une séquence correcte des vecteurs  $\mathbf{v}_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_z$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\Psi_s$  la trajectoire désirée.

Pour fonctionner avec un module de flux constant, il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle  $T_z$  est très faible devant la période de rotation du flux.

### II.3.2.2 Règle d'évolution du couple électromagnétique

Le couple est exprimé par :

$$\begin{aligned} T_e &= K'_t (\Psi_r \times \Psi_s) \\ &= K'_t |\Psi_r| |\Psi_s| \sin \delta \end{aligned} \quad (II-38)$$

avec :

$$K'_t = p \frac{3}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}$$

$|\Psi_s|$  : Module du vecteur flux statorique.

$|\Psi_r|$  : Module du vecteur flux rotorique.

$\delta$  : Angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor (figure.II.21).

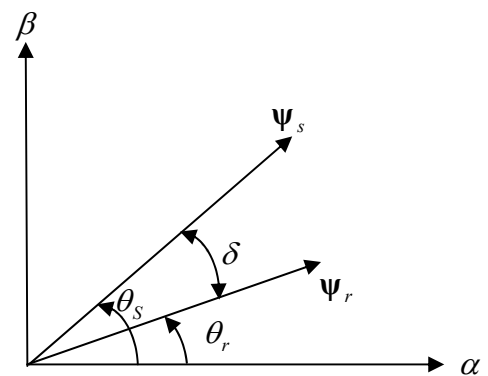


Fig.II.21: illustration de l'angle  $\delta$

On peut apercevoir immédiatement que le couple dépend, de l'amplitude des deux vecteurs  $\Psi_s$  et  $\Psi_r$ , tout aussi bien que de l'angle  $\delta$ .

En admettant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis prédéterminée, cela nous permet de supposer qu'il suit sa référence ( $\Psi_s = \Psi_{sref}$ ), et que l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique [73], l'expression (II-38) à l'instant  $t + \Delta t$  devient:

$$T_e = K'_t |\Psi_{sref}| |\Psi_r| \sin(\delta + \Delta\delta) \quad (II-39)$$



La figure.II.22 illustre l'évolution de l'angle  $\delta$ , pour deux vecteurs de tensions différents

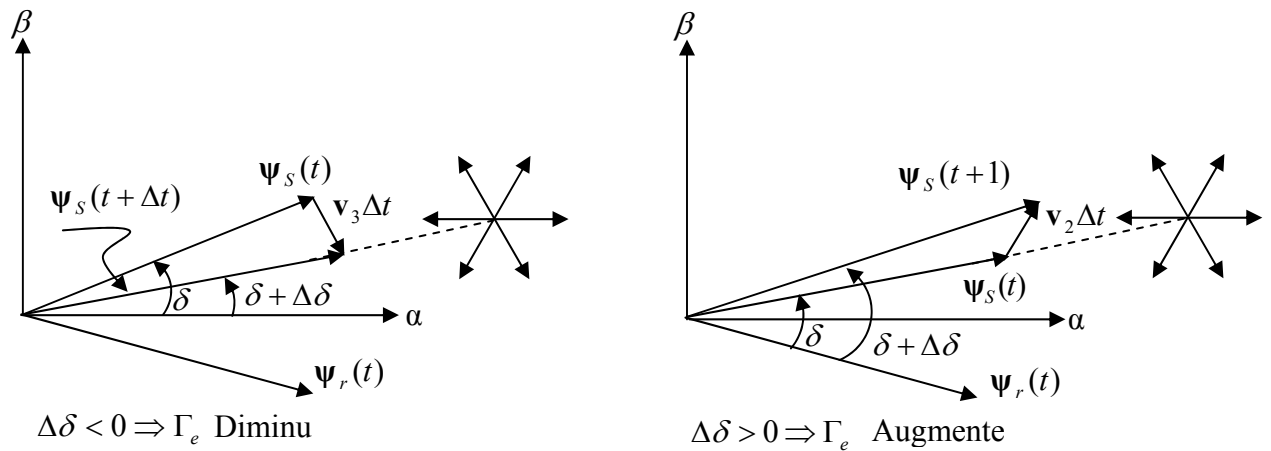


Fig.II.22: Evolution de l'angle  $\delta$  en fonction du vecteur tension appliqué

### II.3.2.3 Conclusion

Nous avons vu que pour fixer l'amplitude du flux statorique, il faut imposer à l'extrémité du vecteur flux une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Mais, comme on n'a que huit vecteurs tensions possibles, dont deux sont nuls, cela se traduit pour le flux statorique par l'application d'une composante radiale qui agit sur l'amplitude du flux statorique, est d'une composante transversale qui agit sur l'écart angulaire entre les flux statorique et rotorique donc sur le couple.

Les vecteurs ( $\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$ ) ont une composante transversale positive, ce sont donc ces vecteurs qui augmentent le couple de façon plus ou moins selon la vitesse et la phase du flux. En revanche, les vecteurs ( $\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$ ) possèdent une composante transversale négative ce qui permet de diminuer le couple. L'application des vecteurs nuls revient à bloquer la position du vecteur flux statorique pendant une durée correspondant à la période de contrôle, alors que le vecteur flux rotorique est en train de continuer sa course suivant son inertie, rattrapant ainsi le vecteur flux statorique. L'action obtenue est donc une diminution du couple tout en maintenant l'amplitude du flux statorique inchangée si la vitesse est positive et d'une augmentation du couple si elle est négative.

L'approximation sur la chute de tension dans la résistante statorique est réaliste, exceptée aux faibles vitesses où le terme ( $R_s \mathbf{i}_s$ ) doit être considéré.

### II.3.3 Elaboration de la commande directe du couple

La stratégie de la commande directe du couple, initialement proposée par *Takahashi*, est basée sur les principes développés dans les paragraphes précédents. Elle consiste à contrôler à l'aide d'un choix judicieux du vecteur de tension approprié de l'onduleur, l'amplitude du flux statorique et le couple de manière directe et simultanée.

Le choix du vecteur tension dépend de la variation souhaitée pour le module du flux statorique, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

Le flux et le couple sont estimés en utilisant les tensions et les courants de lignes, puis comparés à leurs références respectives par des comparateurs à hystérésis à deux ou trois niveaux. Le choix du vecteur tension se fait donc suivant l'état des comparateurs et en fonction de la position du flux statorique dans le plan complexe [68]. Cette stratégie montre que le plan complexe est découpé en six secteurs de  $60^\circ$ . La décomposition en douze secteurs est possible mais elle n'apporte pas d'améliorations supplémentaires dans la structure *DTC* avec un onduleur à deux niveaux [74].

#### II.3.3.1 Régulation du flux statorique

Afin de limiter la fréquence de commutation des interrupteurs et d'obtenir de bonnes performances dynamiques, le contrôleur à hystérésis à deux niveaux est la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. La bande d'hystérésis permet d'évaluer l'erreur du flux, ou la sortie du contrôleur de flux, donnée par la variable logique  $d_\psi$  [0,1], indiquant les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux.

Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, permet de détecter les dépassements de la bande de contrôle et respecter par la relation:

$$e_\psi = |\psi_s^* - \psi_s| < H_\psi \quad (II-40)$$

où  $H_\psi$  est la bande d'hystérésis du contrôleur (figure.II.23 (a,b)).

Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence  $\psi_{sref}$  et le flux estimé  $\widehat{\psi}_s$ .

$$\begin{cases} d_\psi = 1 & \text{pour } e_\psi > H_\psi \\ d_\psi = 0 & \text{pour } e_\psi < -H_\psi \end{cases} \quad (II-41)$$

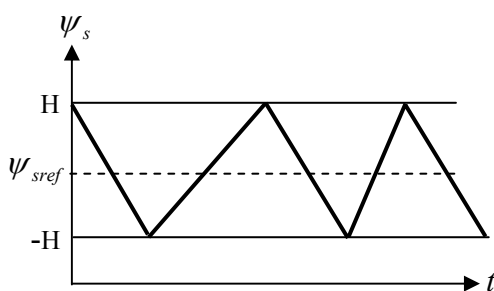


Fig.II.23.a: Evolution de  $\psi_s$

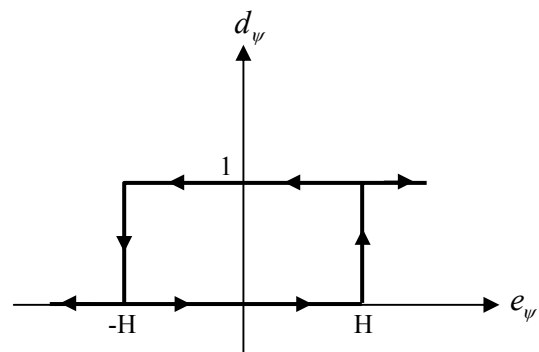


Fig.II.23.b: contrôleur à hystérésis à deux niveaux

### II.3.3.2 Régulation du couple électromagnétique

De la même façon, la régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité de contrôle mais dans un seul sens de rotation de la machine, alors que le contrôleur à trois niveaux assure le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation [75]. La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de telle sorte qu'il respecte la condition suivante :

$$|T_{eref} - T_e| < e_T \quad (II-42)$$

La figure.II.24 montre l'écart de sortie logique  $d_T$  du contrôleur suivant l'évolution du couple  $T_e$  par rapport au couple de référence  $T_{eref}$ .

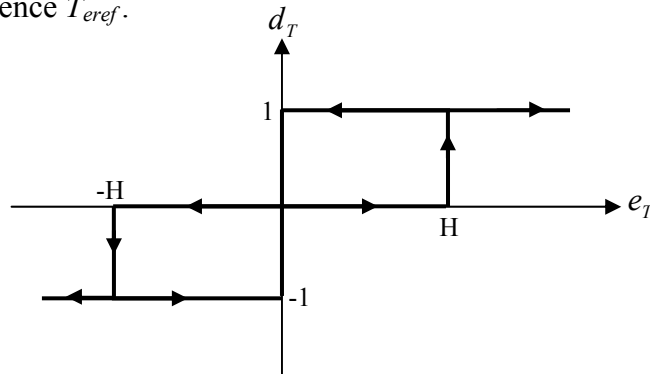


Fig.II.24: contrôleur à hystérésis du couple à trois niveaux

Le signal de sortie du contrôleur du couple est défini comme suit:

$$\begin{cases} d_T = 1 & \text{pour } e_T > H_T \\ d_T = 0 & \text{pour } -H_T < e_T < H_T \\ d_T = -1 & \text{pour } e_T < -H_T \end{cases} \quad (II-43)$$

### II.3.3.3 Elaboration de la table de commande

A titre d'exemple et en prenant le secteur (1) (figure.II.25) on peut montrer l'élaboration du choix du vecteur de tension à appliquer pour à la fois augmenter le module du flux et le couple.

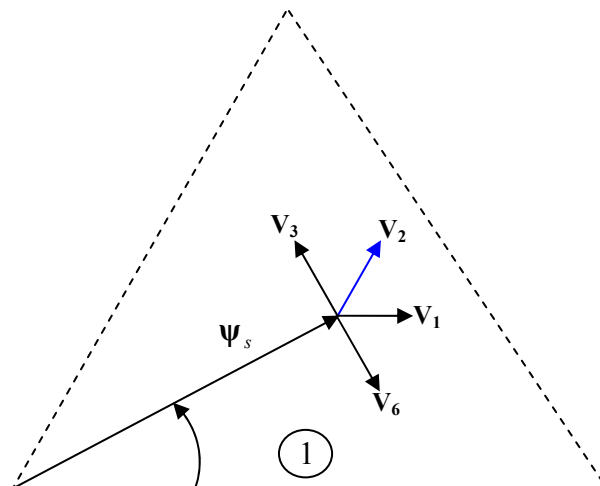


Fig.II.25: Choix du vecteur tension à appliquer

Les vecteurs ( $\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_6$ ) contribuent à l'augmentation du flux, et les vecteurs ( $\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$ ) contribuent à augmenter le couple. Donc, seul le vecteur  $\mathbf{v}_2$  est applicable afin de répondre aux exigences voulues.

C'est le même raisonnement qu'il faut appliquer à tous les cas de figures, ce qui permet d'élaborer la table de commande du flux et du couple.

- **Table de commande du flux statorique**

Le tableau II.1 résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux selon chaque secteur.

secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\uparrow \psi_s$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$
$\downarrow \psi_s$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$

Tableau.II.1: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du flux

- **Table de commande du couple**

De la même manière précédente on résume les séquences de tensions actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le couple en fonction du secteur dans le tableau II.2.

secteur	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\uparrow T_e$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$
$\downarrow T_e$	$\mathbf{v}_5, \mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_6, \mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_1, \mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_2, \mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_3, \mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_4, \mathbf{v}_5$

Tableau.II.2: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du Couple

La comparaison des tables de commande du module du flux et du couple permet la synthèse d'une seule table de commande illustrée dans le tableau II.3.

	(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$\uparrow T_e \& \uparrow \psi_s$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$
$\uparrow T_e \& \downarrow \psi_s$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$
$\downarrow T_e \& \uparrow \psi_s$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$
$\downarrow T_e \& \downarrow \psi_s$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$

Tableau.II.3: vecteurs de tensions à appliquer pour chaque secteur pour le contrôle du couple et du flux

De cette table, les différents vecteurs de tensions actifs à appliquer sont connus, mais l'idée d'omettre les séquences de tensions nulles n'est pas optimale, en effet leur absence contribue à augmenter le nombre de commutation et donc les pertes correspondantes [74].

La table de commande définie par [76] donnée au tableau II.4 permet l'utilisation des séquences de tension nulle et ainsi limiter les pertes.

		(1)	(2)	(3)	(4)	(5)	(6)
$d_\psi = 0$	$d_T = 1$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$
	$d_T = 0$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$
	$d_T = -1$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$
$d_\psi = 1$	$d_T = 1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$
	$d_T = 0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$	$\mathbf{v}_7$	$\mathbf{v}_0$
	$d_T = -1$	$\mathbf{v}_6$	$\mathbf{v}_1$	$\mathbf{v}_2$	$\mathbf{v}_3$	$\mathbf{v}_4$	$\mathbf{v}_5$

Tableau.II.4: élaboration de la table de commutation

### II.3.3.4 Estimation du flux statorique et du couple

Le flux peut être estimé par différentes méthodes dont deux sont très répandus; le modèle dit en courant et le modèle en tension statorique ou en combinant entre les deux [77]. On s'en tiendra qu'au premier modèle

#### II.3.3.4.1 Modèle en tension

Cette méthode est connue comme la plus simple à estimer le flux, elle est issue de l'équation (II-27).

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes  $\alpha\beta$  soit :

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \psi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (II-44)$$

avec:  $|\psi_s| = \sqrt{\psi_{s\alpha}^2 + \psi_{s\beta}^2}$

Les composantes  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  du vecteur courant sont obtenues à partir de la transformation de *Concordia* des courants mesurés :

avec: 
$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{sa} - i_{sb}) \end{cases} \quad (II-45)$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes :

$$v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \tag{II-46}$$

$$v_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \tag{II-47}$$

La figure.II.26 montre le diagramme de bloc d'estimation du flux statorique en coordonnées  $\alpha\beta$ .

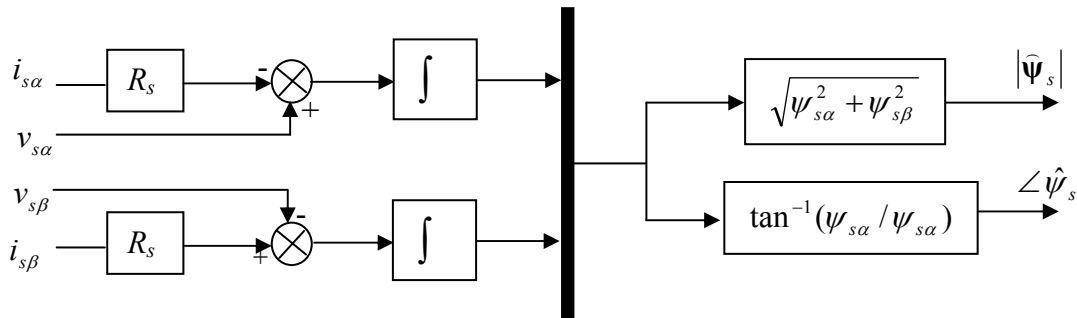


Fig.II.26: schéma de l'estimation du flux statorique par le modèle en tension

Malheureusement la précision de l'estimation de ce modèle est limitée, due à l'intégration en boucle ouverte qui peut mener à de grandes erreurs d'estimation, aussi en basse vitesse la chute de tension statorique n'est plus négligeable, ceci est le principal inconvénient de ce modèle. L'intégrateur pur est souvent remplacé par un filtre passe bas pour éviter le problème de dérive d'intégration, cela contribue à l'amélioration de cette technique [75].

Le couple est obtenu à partir des composantes du courant statoriques et du flux déjà estimé par:

$$T_e = p (\psi_{s\alpha} i_{s\beta} - \psi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{II-48}$$

### II.3.3.5 Schéma de la commande

La figure.II.27 illustre le schéma de principe de commande DTC:

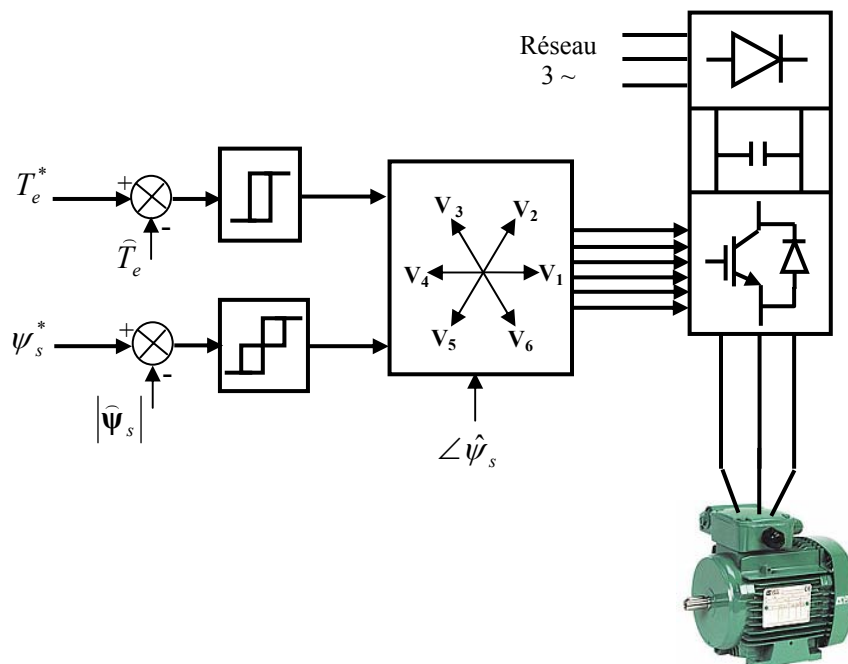


Fig.II.27: Principe de la commande DTC

### II.3.4 Résultats de simulation

#### II.3.4.1 Résultats de la DTC

On présente maintenant les résultats obtenus à partir de simulation du fonctionnement de la structure présentée à la figure.II.27. Pour une largeur de la bande d'hystérésis du couple  $\Delta T_e = 0.5 \text{ Nm}$  et celle du flux  $\Delta \psi_s = 0.01 \text{ wb}$ .

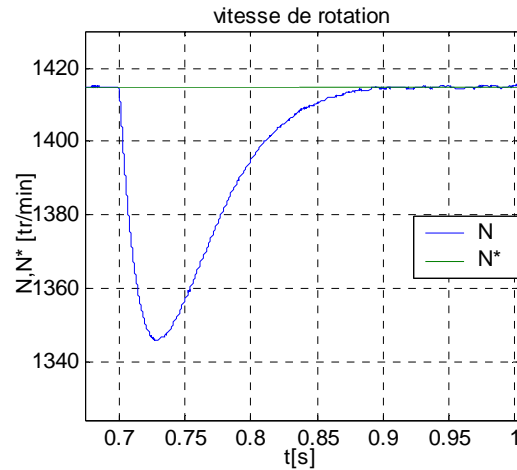
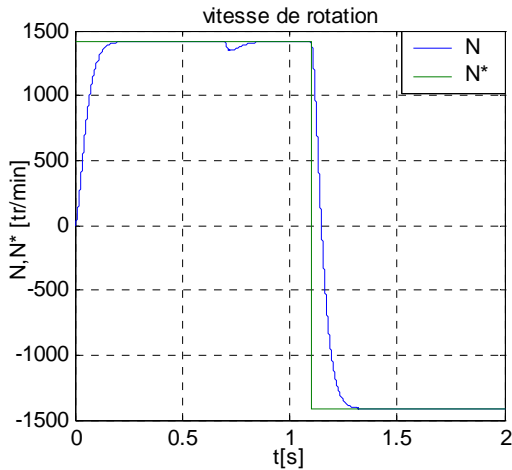


Fig.II.28.a : Réponse de la vitesse à vide puis en charge à  $t=0.7s$  et inversion de consigne à  $t=1.1s$

Fig.II.28.b : Zoom sur l'impact de la charge

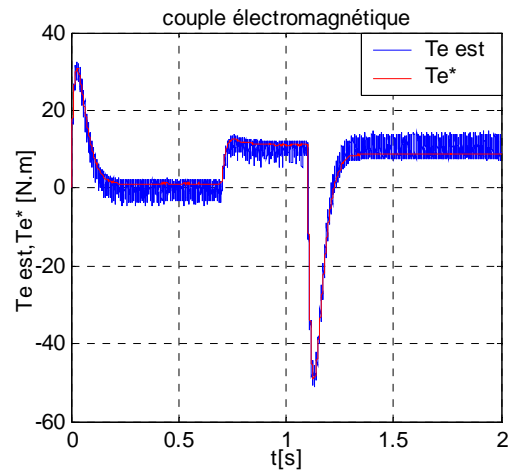
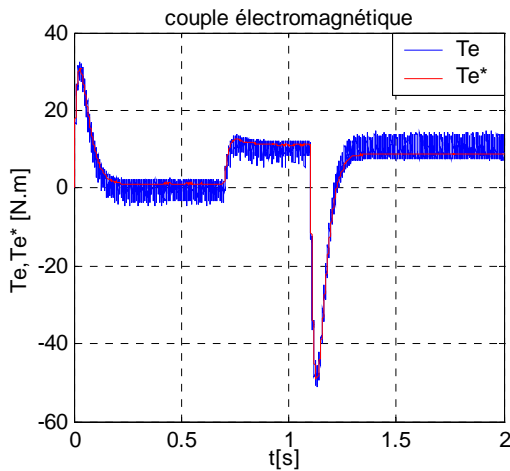


Fig.II.29.a : Réponse du couple électromagnétique

Fig.II.29.b : Le couple électromagnétique estimé.

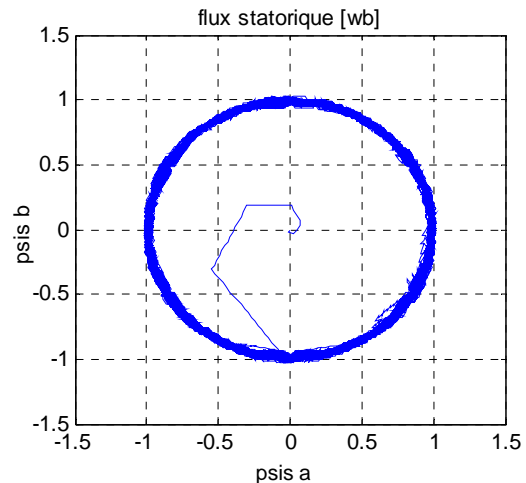
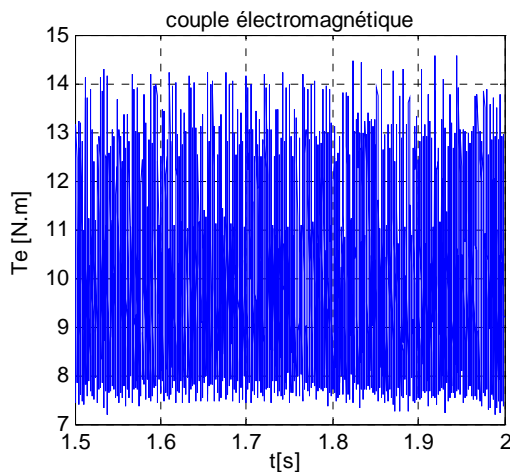


Fig.II.29.c : Ondulations du couple

Fig.II.30: Evolution du module du flux statorique

On constate par ces figures que la vitesse a une bonne dynamique, sans dépassement ni d'erreur statique et suit sa référence d'une manière acceptable, le couple est ondulé, sa dynamique est moins performante dû au régulateur ajouté pour la régulation de la vitesse, le flux suit la trajectoire prédéfinie mais présente des ondulations autour de sa valeur de consigne du à la bande d'hystérésis.

### II.3.4.2 Effet de la variation de la résistance statorique

Parmi les majeurs inconvénients de la commande *DTC* on note l'impact des variations de la résistance des enroulements statoriques, qui sont dues principalement aux échauffements de la machine. Les résultats de simulation qui vont suivre mettent en évidence ce phénomène non négligeable dans cette commande où à l'instant  $t = 1.1s$  la résistance  $R_s$  est supposée subir une variation de 200%. Les bandes d'hystérésis des comparateurs du flux et du couple sont les mêmes que précédemment.

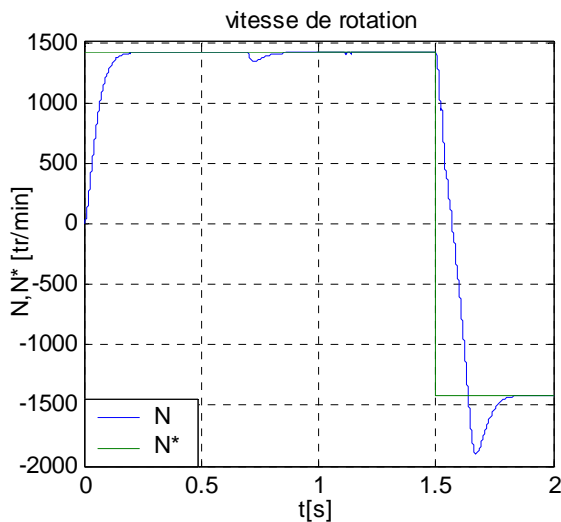


Fig.II.31.a : Réponse de la vitesse

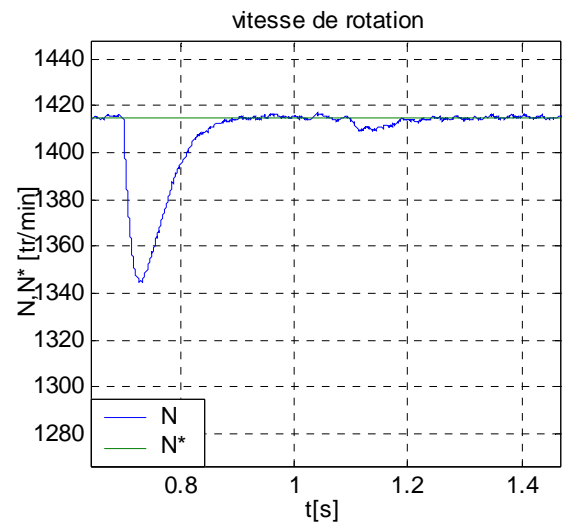


Fig.II.31.b : Zoom sur l'impact de la charge et la variation de la résistance  $R_s$

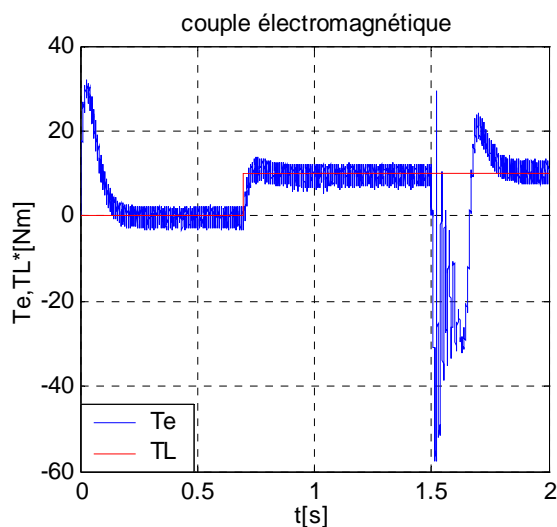


Fig.II.32.a : Réponse du couple électromagnétique

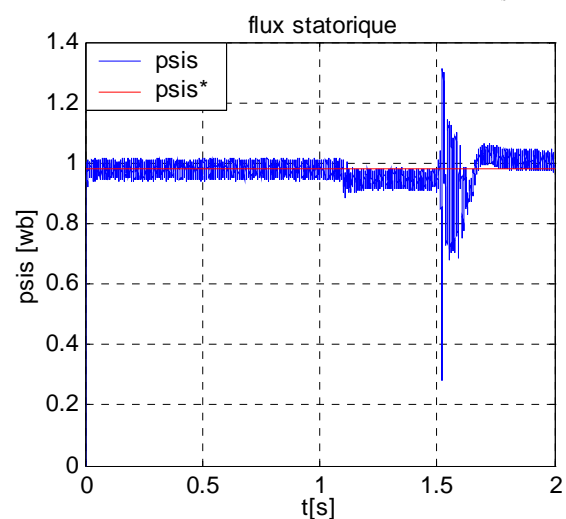


Fig.II.33: Evolution du module du flux statorique



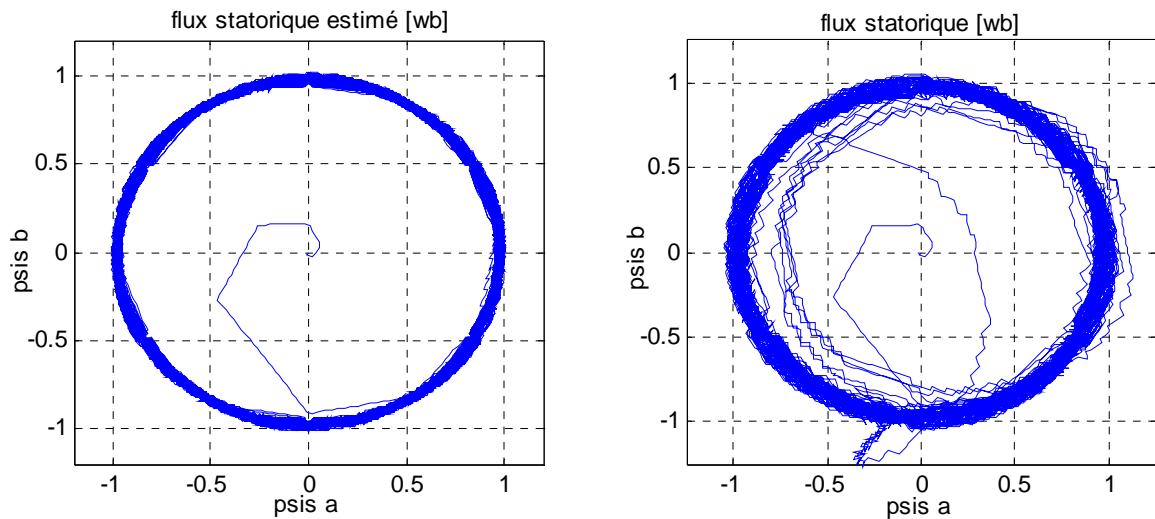


Fig.II.34: Trajectoire du module du flux statorique, à gauche: estimé, à droite: réel

Les variations de la résistance statorique entraînent des disfonctionnements dans le choix du vecteur tension à appliquer. Les résultats montrent que la vitesse présente un dépassement important mais qui revient à sa valeur de référence dû au régulateur *IP*, le couple électromagnétique présente des ondulations plus importantes et des régimes transitoires plus lents, quant au flux de la machine, il s'écarte totalement de sa valeur de référence avec une erreur statique permanente, par contre le flux estimé ne subit aucun changement car il est calculé à partir de la valeur initiale inchangée de  $R_s$ .

#### II.3.4.3 Effet de la bande d'hystérésis des régulateurs

Comme il a été mentionné, la commande *DTC* utilise des comparateurs à hystérésis, qui par leurs largeurs de bande peuvent influencer les performances de celle-ci agissant sur l'ondulation du flux et du couple, et la fréquence de commutation des interrupteurs statiques.

Des travaux ont montré que la bande d'hystérésis du régulateur de flux affecte la distorsion du courant statorique en terme d'harmoniques d'ordre inférieur, et la bande d'hystérésis du régulateur de couple affecte la fréquence de commutation donc les ondulations du couple [78].

#### II.3.4.4 Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de flux statorique

Pour illustrer l'influence de la bande d'hystérésis du régulateur de flux Statorique, on a procédé à plusieurs essais de simulations avec trois bandes d'hystérésis  $\Delta\psi_s = 0.005$  wb,  $0.03$  wb, et  $0.07$  wb, et pour une valeur  $\Delta T_e$  fixée à  $0.6$  Nm.

Par ces trois essais on remarque que l'élargissement de la bande d'hystérésis du régulateur de flux influe à la fois sur la trajectoire du flux statorique qui s'écarte de sa forme circulaire désirer en se rapprochant à une forme plutôt hexagonale, et sur la forme d'onde des courants statoriques qui s'éloigne de la forme sinusoïdale. Par contre le couple semble ne pas subir de grandes influences.

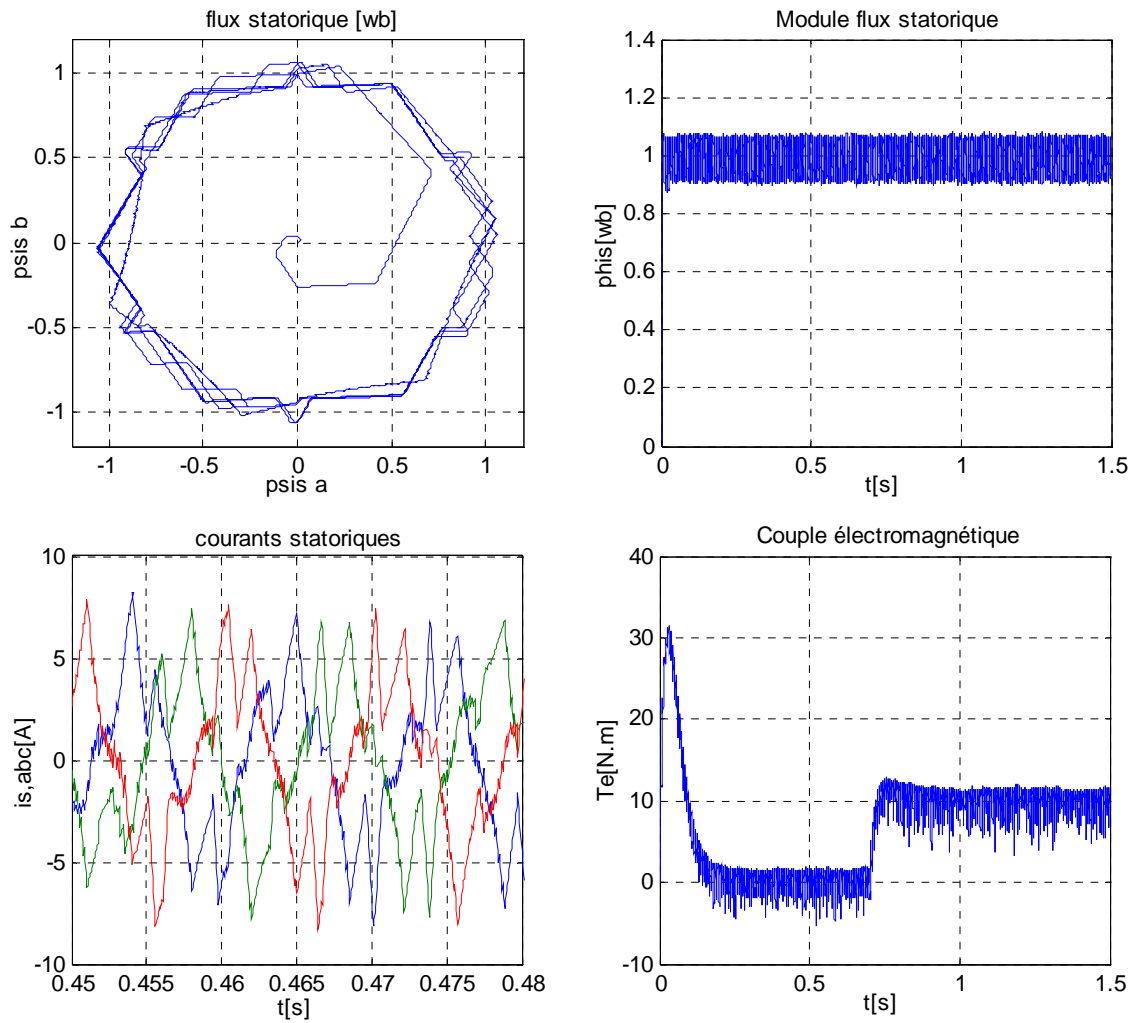


Fig.II.35: Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $\Delta\psi_s = 0.07$  wb

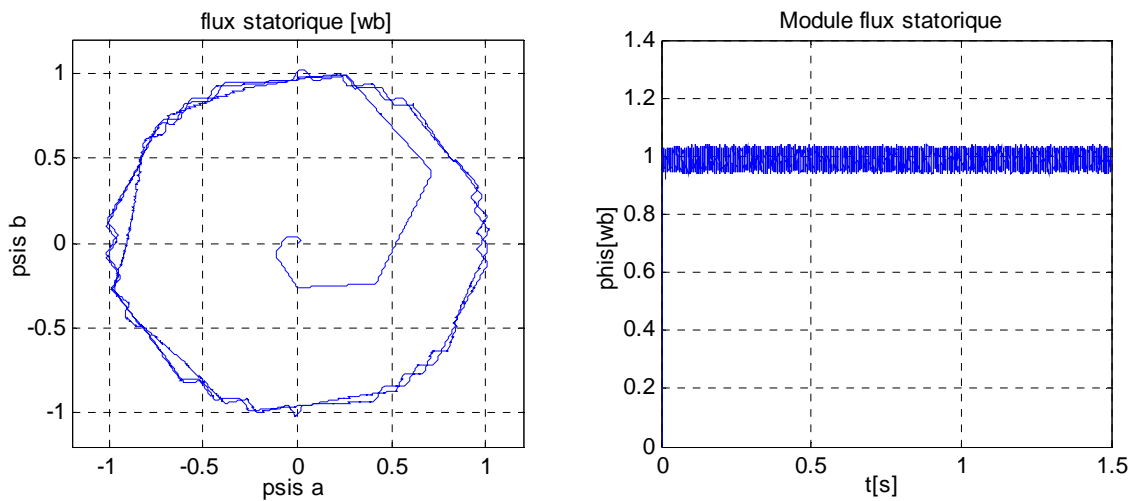


Fig.II.36.a: Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $\Delta\psi_s = 0.03$  wb

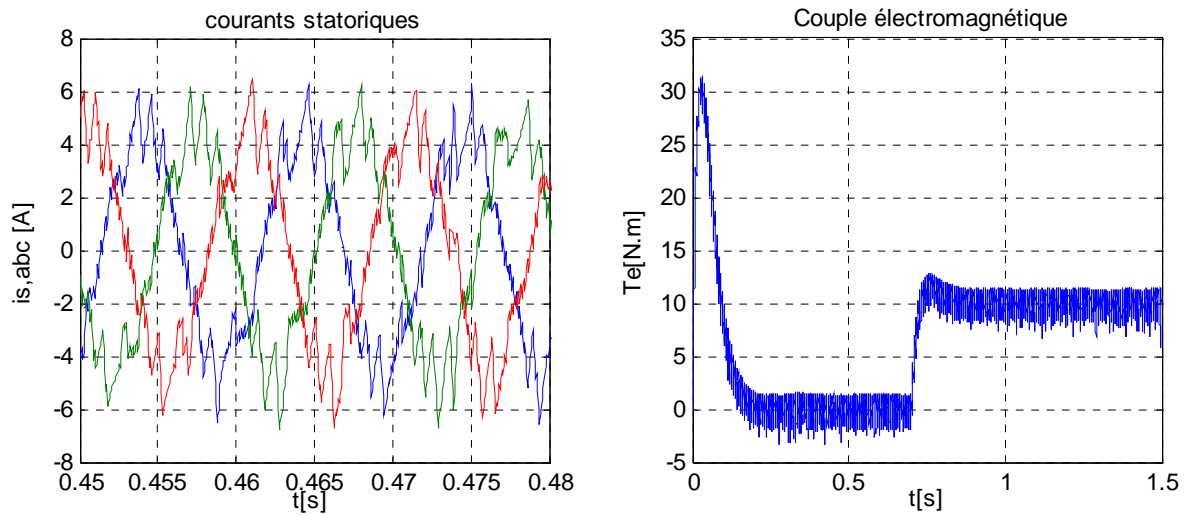


Fig.II.36.b: Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $\Delta\psi_s = 0.03$  wb

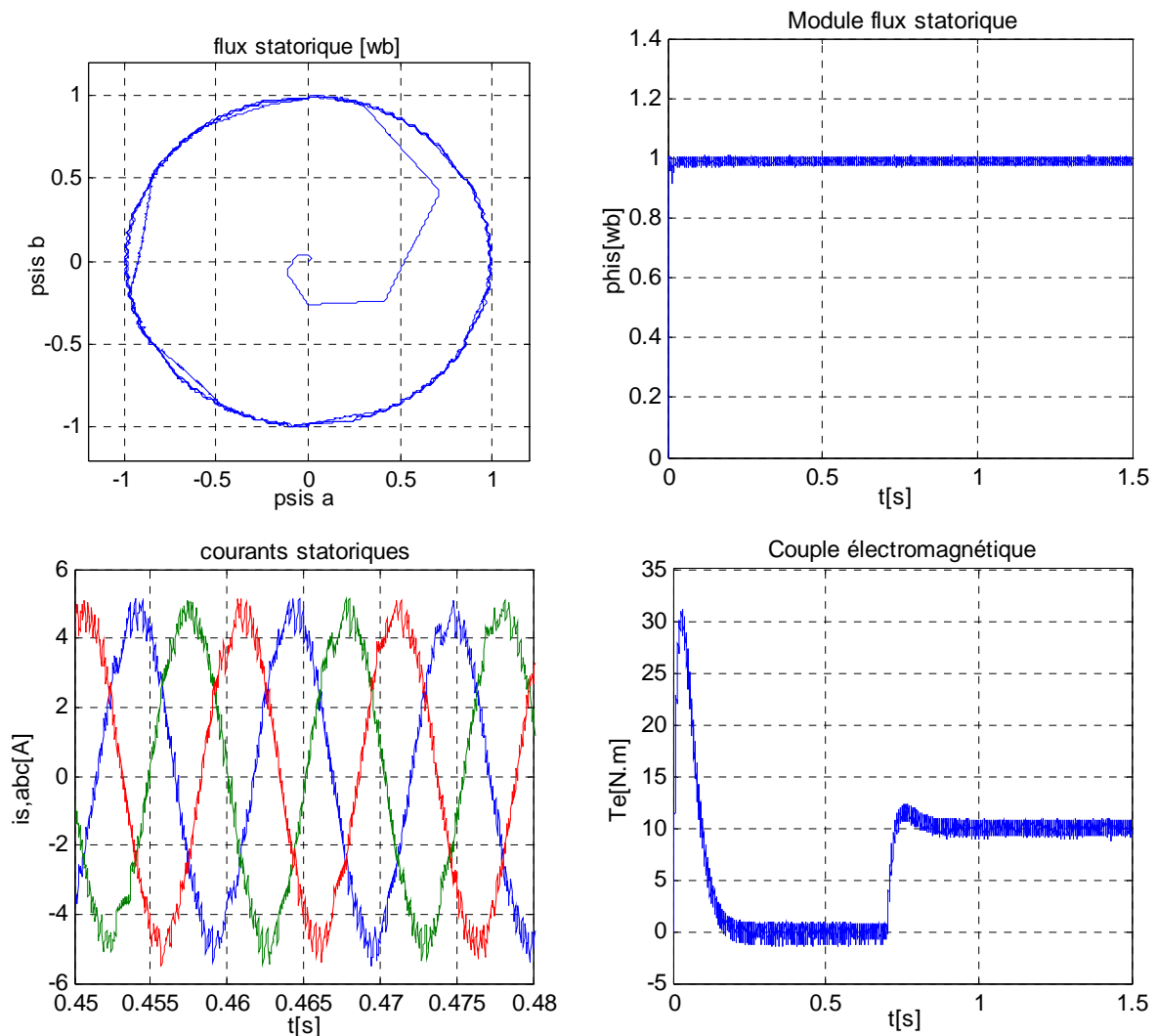


Fig.II.37: Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $\Delta\psi_s = 0.005$  wb

### II.3.4.5 Effet de la bande d'hystérésis du régulateur de couple

La bande d'hystérésis du régulateur de flux a été fixé à  $\Delta\psi_s = 0.05$  wb et celle du régulateur de couple a été varier pour les trois valeur suivantes ( $\Delta T_e = 0.5, 1$  et  $5Nm$ ).

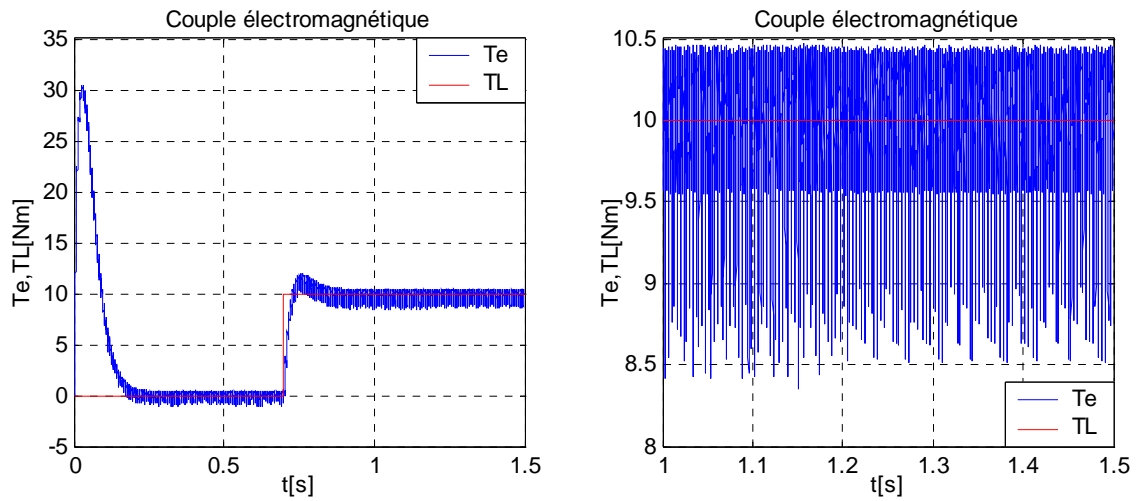


Fig.II.38: Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $\Delta T_e = 0.5 Nm$

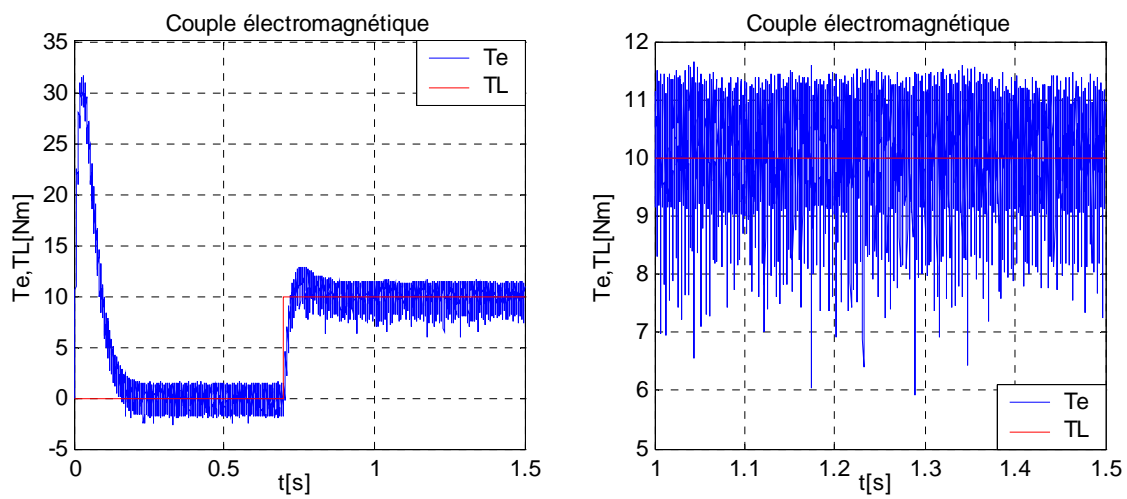


Fig.II.39: Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $\Delta T_e = 1 Nm$

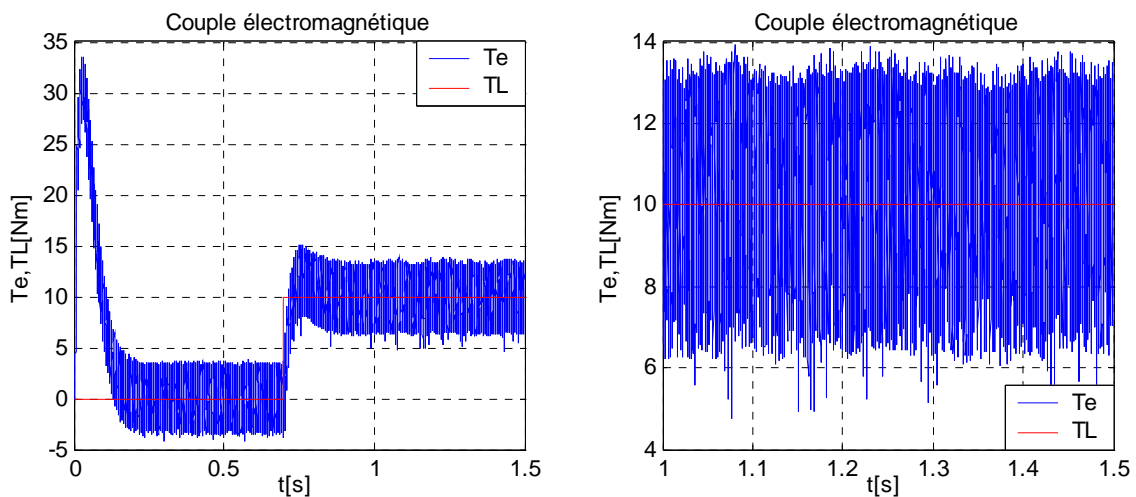


Fig.II.40: Evolution des principales caractéristiques de la machine pour  $\Delta T_e = 5 Nm$

On remarque sur ces figures qu'à fur et à mesure que la bande du régulateur de couple augmente, les ondulations augmentent à leurs tours. Mais le fait de réduire la bande augmente la fréquence de commutation. On peut conclure que le moyen d'améliorer les performances de la DTC et d'augmenter la fréquence d'échantillonnage, qui dépend évidemment de la puissance du calculateur utilisé.

### II.3.5 Comparaison entre les commandes *IRFOC* et *DTC*

Par les résultats de simulations obtenus et la littérature déjà mentionnée, nous pouvons faire la comparaison entre les formes de base de ces deux méthodes très connues en industrie (voir tableau.II.5).

	<i>IRFOC</i>	<i>DTC</i>
<b>Avantages</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Assez bonne dynamique et meilleure stabilité en régime permanent</li> <li>- basse fréquence d'échantillonnage</li> <li>- moins d'ondulations de couple et de courant</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repères</li> <li>- Pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages</li> <li>- Suppression de l'étage <i>MLI</i></li> <li>- Une dynamique excellente du couple et de la vitesse</li> <li>- pas de capteur de vitesse</li> <li>- très simple à mettre en œuvre</li> </ul>
<b>Inconvénients</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- plus de temps de calcul, (transformations de repères et découplage)</li> <li>- Sensible aux variations paramétriques du rotor</li> <li>- modulateur</li> <li>- plusieurs boucles de régulations</li> <li>- nécessite un capteur de vitesse et bonne estimation de <math>\omega_{sl}</math></li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Fréquence de commutation grande et variable</li> <li>- Dépendance à la résistance statorique, et à la bande d'hystérésis des comparateurs</li> <li>- Ondulations dans le courant et le couple</li> <li>- Estimation du couple et du flux peut robuste</li> <li>- bruis acoustique</li> </ul>

Tableau.II.5: Comparaison entre *IRFOC* et *DTC*

### II.3.6 Conclusion

Dans ce chapitre on a commencé par l'étude du principe de la commande scalaire, qui occupe une place non négligeable dans l'industrie, cependant elle a été omise de la comparaison, vue les performances visées dans le cadre de ce travail.

Ensuite, et après un bref descriptif de la commande vectorielle à base d'orientation des flux, une étude théorique étendue de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (*IRFOC*) a été présentée, ainsi que pour la commande *DTC*, en vue de faire une étude comparative sous environnement *Simulink* de *Matlab* des performances qu'offrent ces deux grandes méthodes qui dominent l'industrie de la commande des machines électriques à hautes performances.

On peut conclure que les deux méthodes présentent chacune des avantages et des inconvénients, et vu les progrès actuels en matière de calculateurs et de composants semi-conducteurs il est difficile de les départager, la meilleure méthode sera donc celle qui sera améliorée par les techniques modernes afin d'en garder les avantages et supprimer les inconvénients.

Notre choix a été porté sur la commande *IRFOC*, car elle présente plus de stabilité en régime permanent, nous allons donc l'améliorer en terme de réponse dynamique et de robustesse et suppression des capteurs mécaniques. Nous avons déjà montré les résultats qu'ont apportés l'introduction de la modulation vectorielle (*SVPWM*), maintenant on va procéder à la rendre robuste aux incertitudes internes et externes.

# *Chapitre III*

*Commande à structure variable*

*par mode glissant*

*de la*

*machine asynchrone*

### III.1 Introduction

Nous avons vu précédemment que la commande *IRFOC* à régulateurs *PI*, donne de bons résultats dans le cas où le système est linéaire à paramètres constants. Cependant, elle reste très limitée pour un système non linéaire ayant des paramètres variables, dans ce cas, on doit faire appel à une technique qui répond aux exigences dont l'insensibilité aux variations de paramètres et aux perturbations.

La technique de commande à structure variable (*VSC*) par mode glissant de l'anglais *Sliding Mode Control*, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbation due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, toute en ayant une très bonne réponse dynamique [79].

Dans le but d'améliorer les performances de notre commande en terme de robustesse, on va introduire dans ce chapitre, cette technique très apprivoisée par les chercheurs. En premier lieu, des notions de bases de la commande par mode glissant seront abordées, avec application à la commande de la *MAS*. Après on va procéder à la simulation en commençant par la commande discontinue de base « *sign* » qui sera comparée avec la commande adoucie « *sat* », ensuite on va introduire une autre forme de surface. On terminera par l'application d'une structure qui groupe un régulateur *PI* et des régulateurs à mode glissant.

### III.2 Principe du contrôleur à mode glissant

La commande par mode glissant est une classe de la commande à structure variable, elle est efficace et robuste pour les systèmes linéaires et non linéaires. La tâche principale de la commande par mode glissant, est de fournir une surface de commutation, selon des lois d'existence, de convergence et de stabilité. La surface de commutation peut être atteinte par la trajectoire d'état grâce aux changements appropriés de la structure du système commandé [8].

Le but de la commande par mode glissant est que la trajectoire d'état soit attirée vers une surface de glissement défini  $S$  (*Sliding Surface*) et glisse autour d'elle. Une fois la surface de glissement est atteinte, la dynamique du système reste insensible aux variations des paramètres du processus, et aux perturbations externes [80].

Ainsi, la conception de contrôleur à mode glissant passe par deux étapes essentielles [8][81]:

- Déterminer le choix et le nombre des surfaces représenter par un vecteur  $S(x) = 0$ .
- Déterminer la loi de commande par une nouvelle entrée discontinue  $u_n(x)$ , pour attirer la trajectoire d'état vers la surface.



### III.3 Bases théoriques de la commande par mode glissant

Soit un système de commande continue, représenté par le système d'état (III-1) [62]:

$$\dot{x} = A(x,t) + B(x,t) u \quad (III-1)$$

Où:  $x \in R^n$  est le vecteur d'état du système,  $u \in R^m$  est le vecteur de commande, et  $y \in R^m$  est le vecteur de sortie.

Dans la commande à structure variable, la réponse d'un tel système passe en général par trois phases ou modes appelés, mode d'atteinte (*Reaching Mode, RM*), mode de glissement (*Sliding Mode, SM*), et le mode du régime permanent (*steady-state mode, SS*) [82], ces modes sont illustrés dans le plan de phase sur figure III.1.

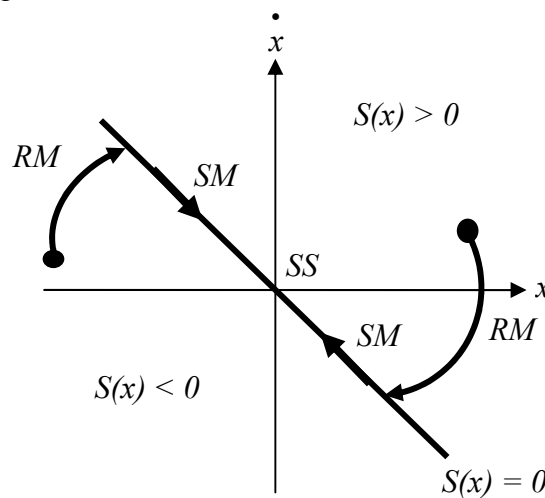


Fig.III.1: Trajectoire d'un système de deuxième ordre à VSC

#### III.3.1 Choix de la surface de glissement

L'objectif premier d'un contrôleur à modes glissants est de diriger les états du système contrôlé vers une surface  $S$  définie et de maintenir le système sur cette surface. Cette surface  $S$  contribue à définir une fonction linéaire  $S(x)$  appelée fonction de commutation (*switching function*) telle que [83]:

$$S(x) = S \cdot x \quad (III-2)$$

$$\text{où: } S \in R^{m \times n} \text{ et } S = \{x \in R^n : S \cdot x = 0\}$$

Généralement le nombre de surfaces de glissement est égal à la dimension du vecteur de commande  $u$  [8].

La fonction linéaire  $S(x)$ , doit satisfaire les conditions de convergence et de stabilité du système, une forme générale a été donnée par [84]:

$$S(x) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda \right)^{n-1} e(x) \quad (III-3)$$

où :

$e(x)$ : est l'erreur entre la variable à réguler et sa référence :  $e(x) = x^* - x$ .

$\lambda$  : est une constante strictement positive .

$n$  : est un degré relatif.

Toutefois il y a plusieurs variantes de surfaces, citons une, qui utilise une composante intégrale définie par [35], elle sera traitée par la suite.

### III.3.1.1 Condition d'existence du mode glissant

Le critère d'existence du mode glissant garantit que la surface glissante est bien atteinte par le système, on peut exprimer que lors de la phase d'atteinte du mode glissant  $S \neq 0$ , la condition suffisante de l'existence du mode glissant  $S = 0$ , dans un temps fini est que la pair d'inégalités dans (III - 4) soit vraie [85].

$$\begin{cases} \lim_{s \rightarrow 0^-} \dot{S} > 0 \\ \lim_{s \rightarrow 0^+} \dot{S} < 0 \end{cases} \quad (III-4)$$

Comme le problème d'existence ressemble à un problème de stabilité généralisé. Une autre façon très utilisée pour l'étude de l'existence du mode glissant, qui est la seconde méthode de *Lyapunov* .

La fonction scalaire de *Lyapunov* est définit-positif ( $V(x) > 0$ ), la loi de commande doit faire décroître cette fonction, ç-à- d ( $\dot{V}(x) < 0$ ), pour cela une fonction scalaire  $V(x)$  est choisie comme suit [13]:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^t(x) S(x) \quad (III-5)$$

où:  $S^t$  est la transposée de  $S$ .

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = S^t(x) \dot{S}(x) \quad (III-6)$$

Pour les systèmes mono-variables elle s'écrit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (III-7)$$

Pour que (III-5) soit décroissante, sa dérivée doit être alors négative :

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) < 0 \quad (III-8)$$

Tant que (III-8) est vérifiée, la dynamique du système sur  $S(x)$ , ainsi que sa stabilité sont indépendantes du système (III-1), elles dépendent uniquement des paramètres de la surface choisie.

Ceci explique l'invariance de ces lois de commande par rapport aux perturbations agissant sur la partie commande.

Lorsque la trajectoire de phase reste sur la surface  $S(x)$ , le système est dit en mode de glissement et cela jusqu'à ce qu'il arrive à un état d'équilibre (régime permanent).

Cette inégalité fondamentale (III-8), permet de déterminer les paramètres de réglage.

### III.3.2 Détermination de la loi de commande

Dans la théorie des *VSC*, il y a de différentes manières de choisir les paramètres pour définir une logique de commutation, dans la littérature il y a trois types de structures très répandues, la commande par contre-réaction linéaire à gains commutés, la commande par relais, et la commande équivalente. Les deux dernières approches, sont les préférées dans la commande des machines électriques parce qu'elles sont plus appropriées [86].

Dans notre cas, la méthode choisie est celle de la commande équivalente, schématisée sur la figure.III.2 [86].

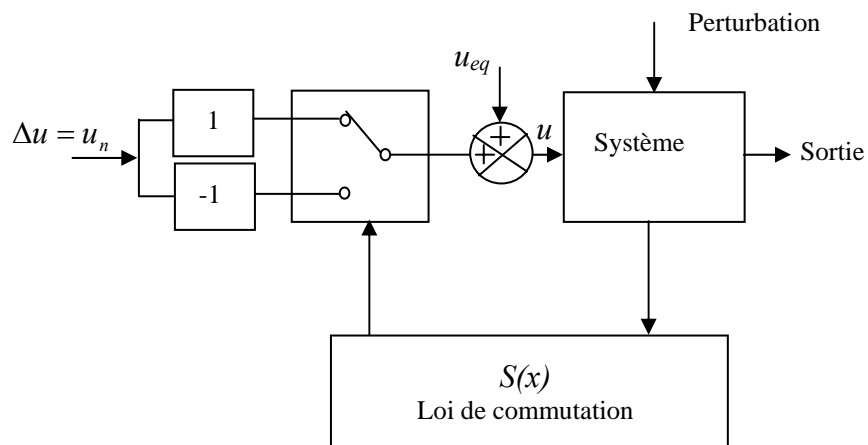


Fig.III.2 schéma fonctionnelle de la commande équivalente

#### III.3.2.1 La commande équivalente

L'analyse qui va suivre est issue de [87][88].

La commande équivalente est augmentée par un terme appelé action de la commande discontinue  $u_n$ , pour satisfaire les conditions d'atteinte de la surface  $S(x)$ .

Dans ces conditions la commande est écrite comme suit:

$$u = u_{eq} + u_n \quad (III-9)$$

La première étape, est de définir une entrée  $u_{eq}$ , de telle façon que la trajectoire d'état reste sur la surface de commutation  $S(x)=0$ .

La dérivée de la surface  $S(x)$  est :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} \quad (III-10)$$

En substituant (III-1), et (III-9) dans (III-10), on aura :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} A(x) + \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_{eq} + \frac{\partial S}{\partial x} B(x) u_n \quad (III-11)$$

La commande équivalente est déterminée durant la phase de glissement et la phase du régime permanent en identifiant que  $S(x)=0$ , et par conséquent  $\dot{S}(x) = 0$ , et  $u_n = 0$ .

Dans ces conditions la solution de l'équation (III-11) et alors :

$$u_{eq} = -\left(\frac{\partial S}{\partial x} B(x)\right)^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} A(x) \quad (III-12)$$

Avec la condition que:  $\frac{\partial S}{\partial x} B(x) \neq 0$ .

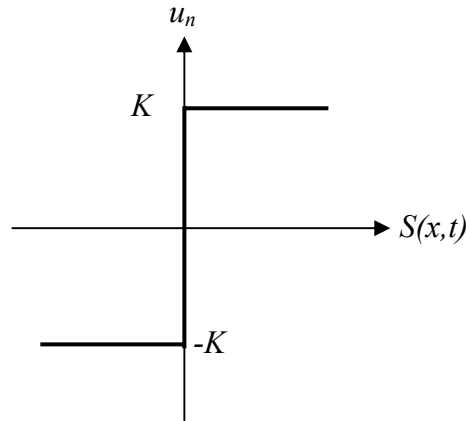
Une fois  $u_{eq}$  définit, (III-12) est substituée dans le système (III-11), pour avoir la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$\dot{S}(x,t) = \frac{\partial S}{\partial x} B(x,t) u_n \quad (III-13)$$

La commande  $u_n$ , est définie durant le mode de convergence et doit satisfaire la condition  $\dot{S} < 0$ . Afin de satisfaire cette condition, le signe de  $u_n$  doit être opposé à celui de  $\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)$ .

La commande  $u_n$ , est donnée par la forme de base qui est celle d'un relais représenté par la fonction « sign » (figure.III.3) :

$$u_n = K \operatorname{sign}(S(x)) \quad , \text{ avec } K > 0 \quad (III-14)$$

Fig.III.3: la fonction « sign » de  $u_n$ .

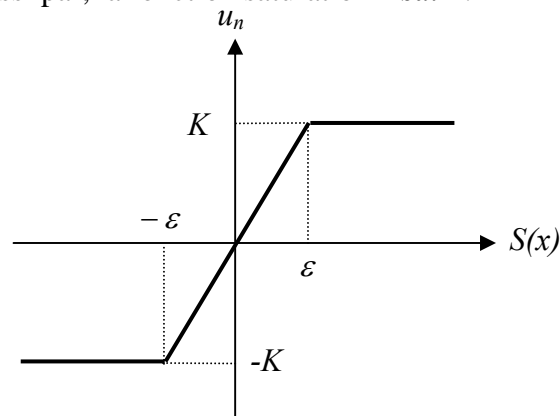
La phase de glissement correspond à celui d'un relais commutant avec une fréquence infinie. Une fréquence d'oscillation infinie suppose des éléments idéaux de commutation (relais sans seuil, ni hystérésis, ni retard de commutation), ce qui n'est pas le cas en pratique. En présence de ces imperfections la fréquence de commutation devient alors finie, et se manifeste par des oscillations autour de la surface de glissement  $S$ , ces derniers auront une amplitude d'autant plus grande et une fréquence d'autant plus basse que les imperfections sont importantes.

Ce phénomène est appelé phénomène de broutement (*chattering* en anglais). Pour remédier à ce problème qui peut aller jusqu'à détruire les équipements des systèmes, la fonction discontinue « sign », est remplacée par des fonctions continues, en créant une bande autour de la surface de glissement  $S$  [89].

D'autres méthodes sont proposées pour limiter ce phénomène, par exemple [8] a utilisé pour la commande d'une MAS par régulateurs à mode glissant la commande dite douce à un seul seuil, elle est donnée par le système (III-14) et représentée sur la figure.III.4.

$$u_n = \begin{cases} \frac{1}{\varepsilon} K S(x) & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \\ K \cdot \operatorname{sign}(S(x)) & \text{si } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (III-15)$$

Cette fonction est connue aussi par, la fonction saturation « sat ».

Fig.III.4 : commande  $u_n$  adoucie « sat »

Dans [7], il a utilisé une commande intégrale compensée par un terme  $\eta > 0$ , elle est définie comme suit:

$$u_n = K \frac{S(x)}{|S(x)| + \delta} + \eta \quad (III-16)$$

avec:

$$\delta = \begin{cases} \delta_0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \delta_0 + \gamma \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \end{cases} \quad (III-17)$$

$$\eta = \begin{cases} 0 & \text{si } |S(x)| \geq \varepsilon \\ \xi \int S(x) dt & \text{si } |S(x)| < \varepsilon \end{cases}$$

où:  $\delta, \eta, \gamma, \xi, \varepsilon$  sont des constantes positives.

La commande est illustrée à la figure.III.5:

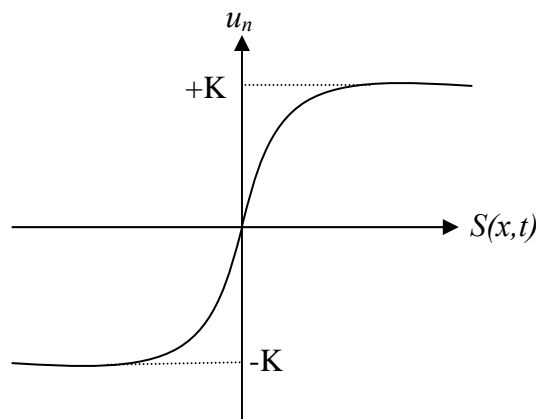


Fig.III.5 : Commande  $u_n$  intégrale

### III.4 Commande de la MAS par régulateur à mode glissant

En se basant sur l'étude théorique des régulateurs à mode glissant vu précédemment, nous allons maintenant procéder à son application à la commande vectorielle à flux rotorique orienté dotée de la technique *SVPWM*.

En premier lieu, on va appliquer la commande à mode glissant pour une structure dite en cascade (figure III.6), où tous les régulateurs sont à mode glissant [7][8], puis, une autre forme sera appliquée, qui associe régulateurs *PI* et mode glissant, selon les bases des articles [13][14].

### III.4.1 Régulation en cascade pour l'asservissement de la vitesse

La structure en cascade présentée est à trois surfaces, une pour la vitesse, et les deux autres pour les courants, le schéma de contrôle est montré sur la figure III.6.

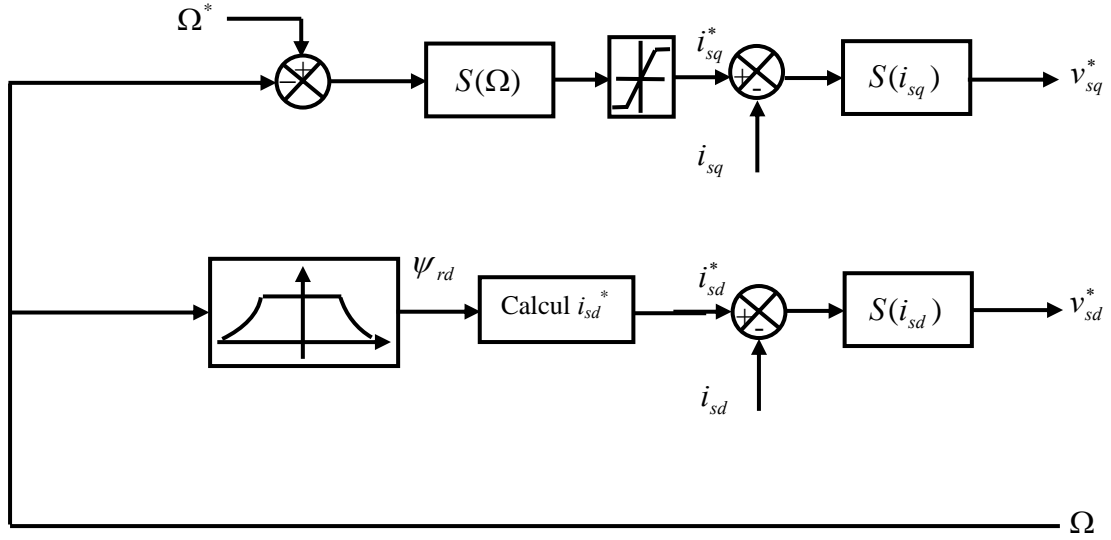


Fig.III.6 : schéma de control de la structure en cascade

Avant la détermination des surfaces  $S(\Omega)$ ,  $S(i_{sq})$ ,  $S(i_{sd})$ , d'abords on soustrait aux équations de la MAS dans la commande vectorielle à flux rotorique orienté écrites dans (III-13) ceci:

$$\begin{cases} v_{sd} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} + L_s \sigma \frac{di_{sd}}{dt} - \omega_s L_s \sigma i_{sq} - \frac{R_r L_m}{L_r^2} \psi_{rd} \\ v_{sq} = \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} + L_s \sigma \frac{di_{sq}}{dt} + \omega_s L_s \sigma i_{sd} + p \Omega \frac{L_m}{L_r} \psi_{rd} \\ J \frac{d\Omega}{dt} = T_e - T_L - f_v \Omega \end{cases} \quad (III-18)$$

avec :  $T_e = K_t \psi_{rd} i_{sq}$

et:  $K_t = p \frac{3 L_m}{2 L_r}$

#### III.4.1.1 Définition de la surface de régulation de la vitesse

En choisissant  $n=1$ , dans l'équation (III-3), la surface de la vitesse est définie par :

$$S(\Omega) = \Omega^* - \Omega \quad (III-19)$$

La dérivée de  $S(\Omega)$  est :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \dot{\Omega} \quad (III-20)$$

En remplaçant dans (III-20), l'expression de  $\dot{\Omega}$  tirée de (III-18), et en introduisant la commande équivalente ( $i_{sq} = i_{sqeq} + i_{sqn}$ ), on aura:

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}^* - \left( \frac{K_t}{J} \psi_{rd}^* (i_{s_{seq}} + i_{sqn}) - \frac{P}{J} T_L - \frac{f_v}{J} \Omega \right) \quad (III-21)$$

Pendant la phase de glissement et au régime permanent  $S(\Omega) = 0$ , donc  $\dot{S}(\Omega) = 0$  et  $i_{sqn} = 0$ , d'où l'on tire l'expression de  $i_{s_{seq}}$  :

$$i_{s_{seq}} = \frac{J}{K_t \psi_{rd}^*} \left( \dot{\Omega}^* + \frac{P}{J} T_L + \frac{f_v}{J} \Omega \right) \quad (III-22)$$

L'action de la commande discontinue  $i_{sqn}$ , est définie durant la phase d'atteinte, et doit comme mentionner précédemment satisfaire la condition  $S \dot{S} < 0$ . Soit, en restituant (III-22) dans (III-21), il résultera :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{K_t}{J} \psi_{rd}^* i_{sqn} \quad (III-23)$$

La fonction relais de base est choisie en premier lieu pour  $i_{sqn}$ , elle est déjà définie dans (III-14), avec dans ce cas  $K = K_\Omega$ .

R-q: - Un limiteur de courant est jugé utile afin de prévoir tout dépassement possible du courant  $i_{sq}$ .

### III.4.1.2 L'Observateur de Luenberger

Pour connaître la valeur de  $T_L$  de l'équation (III-22) et afin de supprimer le capteur de couple de charge, nous avons utilisé un observateur de type *Luenberger* d'ordre 2 relation (III-24). Cette méthode a été utilisée dans [63], elle est basée sur l'hypothèse que le couple de charge soit constant sur une période d'échantillonnage. Les détails sont portés en annexe D.

$$\begin{pmatrix} \frac{d\Omega}{dt} \\ \frac{dT_L}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{f_v}{J} - l_1 & -\frac{1}{J} \\ -l_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\Omega} \\ \tilde{T}_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{K_t \psi_{rd}}{J} \\ 0 \end{pmatrix} i_{sq} + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} \Omega \quad (III-24)$$

où  $\tilde{\Omega}, \tilde{T}_L$  sont les valeurs observées de la vitesse et du couple de charge respectivement.

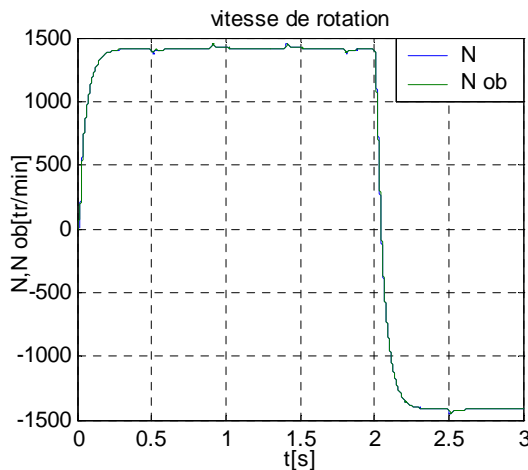


Fig.III.7.a : Vitesse de rotation mesurée et observée

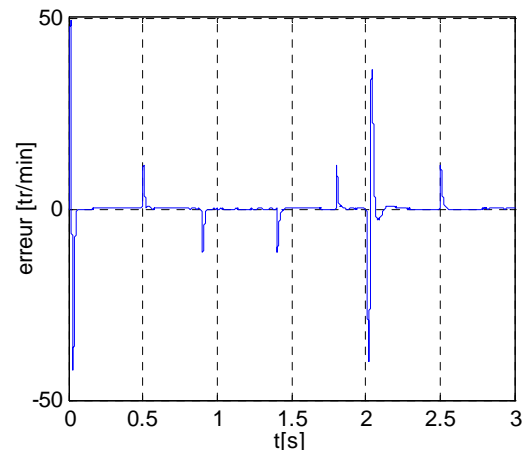


Fig.III.7.b : erreur entre la valeur mesurée et observée



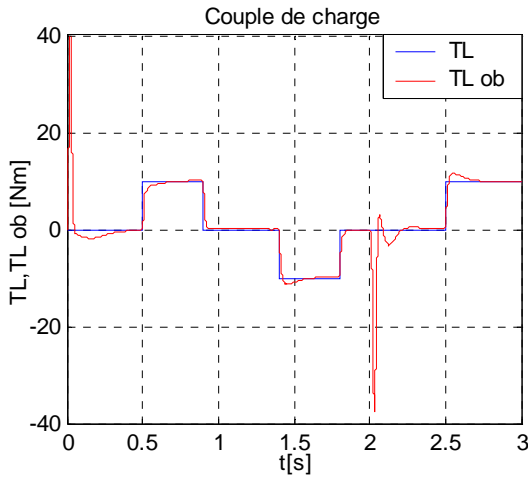


Fig.III.8.a : Réponse du couple de charge observé

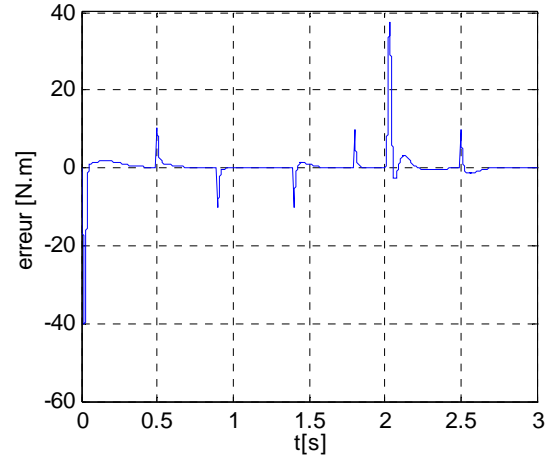


Fig.III.8.b : erreur entre la valeur mesurée et observée

Les figures (III.7) et (III.8) représentent l'allure des valeurs mesurées et observées de la vitesse et du couple de charge. Les résultats montrent que l'erreur entre les signaux observés et ceux mesurés est minime sauf aux instants de variations des consignes de la vitesse et du couple de charge. Ainsi donc les performances de l'observateur de *Luenberger* sont satisfaisantes.

### III.4.1.3 Définition des surfaces de régulations des courants

La structure de la commande proposée, utilise deux surfaces,  $S(i_{sd})$ , et  $S(i_{sq})$  pour réguler respectivement les courants  $i_{sd}$ , et  $i_{sq}$ , elles sont définies comme suit:

$$\text{- pour le courant } i_{sd} : S(i_{sd}) = i_{sd}^* - i_{sd} \quad (III-25)$$

$$\text{- pour le courant } i_{sq} : S(i_{sq}) = i_{sq}^* - i_{sq} \quad (III-26)$$

Maintenant comme pour le régulateur de vitesse nous mettons en œuvre la loi de commande qui force le système à se diriger vers la surface choisie en un temps fini, comme suit :

$$v_{sd}^* = v_{sdeq} + v_{sdn} \quad (III-27)$$

$$v_{sq}^* = v_{sqeq} + v_{sqn} \quad (III-28)$$

où  $v_{sdeq}, v_{sqeq}$ , sont les actions de la commande équivalente, définies d'après le même raisonnement du paragraphe précédent, et issues des relations de (III-18), de la manière suivante :

$$v_{sdeq} = \sigma L_s (\dot{i}_{sd}^* - \omega_s i_{sq}) + \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sd} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} \psi_{rd}^* \quad (III-29)$$

$$v_{sqeq} = \sigma L_s (\dot{i}_{sq}^* + \omega_s i_{sd}) + \left( R_s + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2} \right) i_{sq} - \frac{L_m R_r}{L_r^2} P \cdot \Omega \psi_{rd}^* \quad (III-30)$$

et,  $v_{sdn}, v_{sqn}$ , sont les actions de la commande discontinue, données après les calculs par :

$$\dot{S}(i_{sd}) = -\frac{1}{\sigma L_s} v_{sdn} \quad (III-31)$$

$$\dot{S}(i_{sq}) = -\frac{1}{\sigma L_s} v_{sqn} \quad (III-32)$$

avec :

$$v_{sdn} = K_{id} \text{sign}(S(i_{sd})) \quad (III-33)$$

$$v_{sqn} = K_{iq} \text{sign}(S(i_{sq})) \quad (III-34)$$

### III.4.2 Résultats de simulation de la commande VSC

Nous allons analyser le comportement du système commandé par la Commande à Structure Variable pour deux variétés de surfaces glissement et deux formes de commandes discontinues. Les résultats obtenus avec la VSC seront comparés entre eux afin d'en tirer la meilleure structure de commande. Comme aux chapitres précédents, en va présenter les principales caractéristiques qui sont, la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les composantes du flux rotorique, et les courants statoriques. Les critères prises en compte sont : rapidité de réponse, erreur statique, oscillations sur les réponses.

#### III.4.2.1 Résultats pour une commande discontinue de type « sign »

On va considérer la commande discontinue de type « sign », la machine démarre à vide, pour une consigne de vitesse de  $1415 \text{ trs/min}$ , puis à l'instant  $t = 0,6 \text{ s}$ , on applique un couple de charge égale à  $T_L = 10 \text{ Nm}$ , après la machine est sollicitée par un changement de consigne inverse de vitesse égale à  $-1415 \text{ trs/min}$  à  $t = 1 \text{ s}$ .

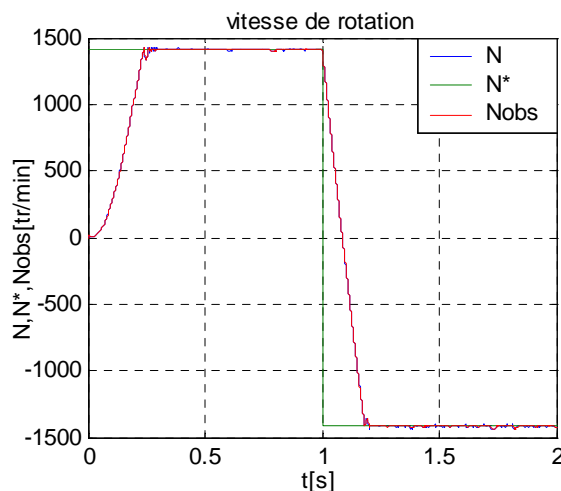


Fig.III.9.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=0.6s$

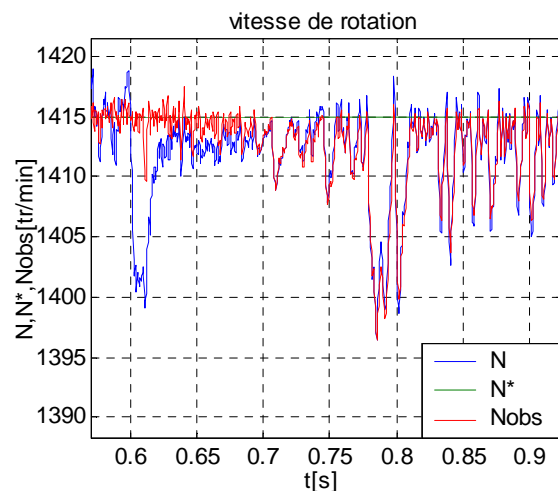


Fig.III.7.9 : Zoom à l'application de la charge

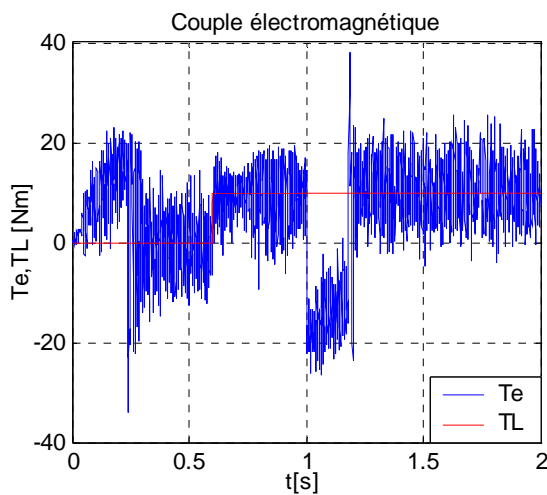


Fig.III.10 : Réponse du couple électromagnétique

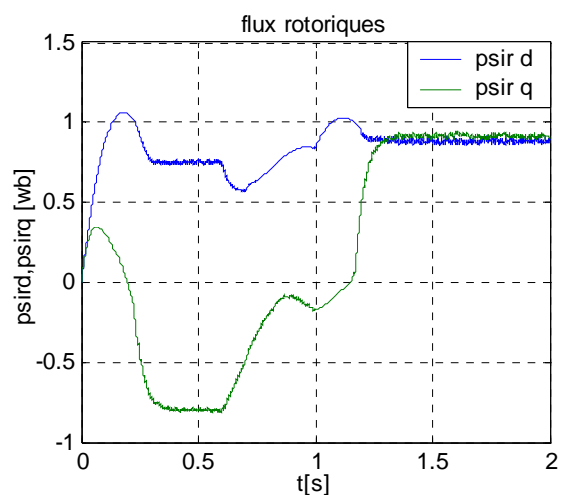


Fig.III.11 : Composants du flux rotorique selon les axes  $d$  et  $q$

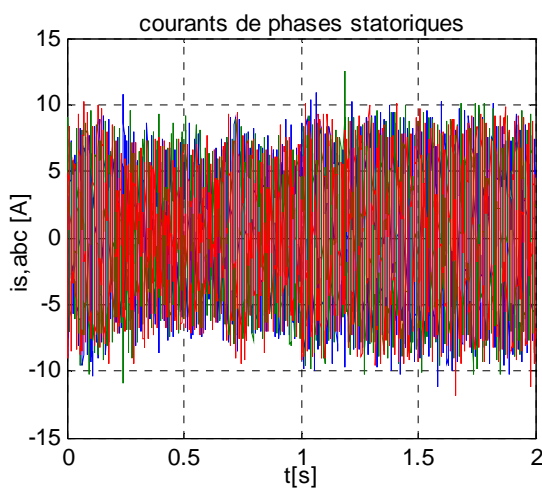


Fig.III.12.a : Les Courants statoriques de phases

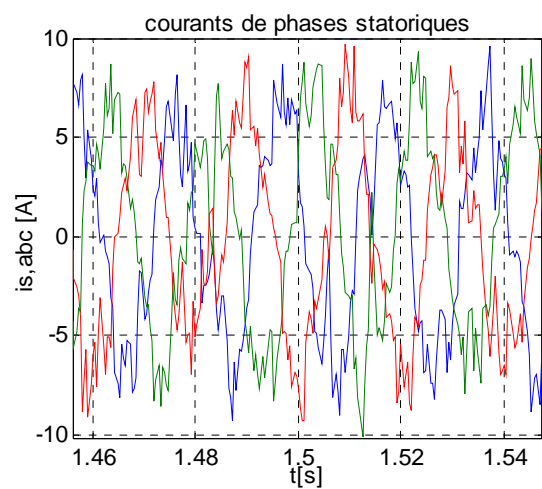


Fig.III.12.b : Zoom sur courants statoriques

La réponse en vitesse obtenue avec la  $VSC$  pour un démarrage à vide est très rapide (de l'ordre de 0,2 s). On observe que l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est très rapidement compensée. La réponse en couple est pratiquement instantanée. Les oscillations de haute fréquence et d'amplitude élevée que l'on remarque sur le couple sont dues à la partie discontinue de la commande qui prend des valeurs importantes, et ainsi ça induit des oscillations sur la réponse en vitesse.

On remarque que le découplage est perdu après l'inversion de la vitesse, ceci est gênant car ça détériore le principe même de la commande vectorielle.

On peut conclure que l'utilisation de la combinaison d'une surface de base et d'une commande discontinue de type « *sign* » aboutit à des réponses rapides mais détériorées par des oscillations.

Vu ces résultats très oscillatoires une autre commande semble bien imposante.

### III.4.2.2 Résultats pour une commande adoucie de type « sat »

En remplaçant la commande discontinue de base représentée par la fonction « sign », par une fonction plus douce de type « sat » définie dans(III-15), on a obtenu les résultats suivants:

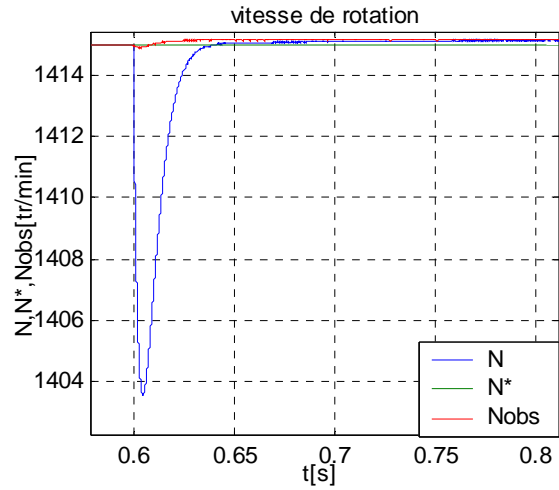
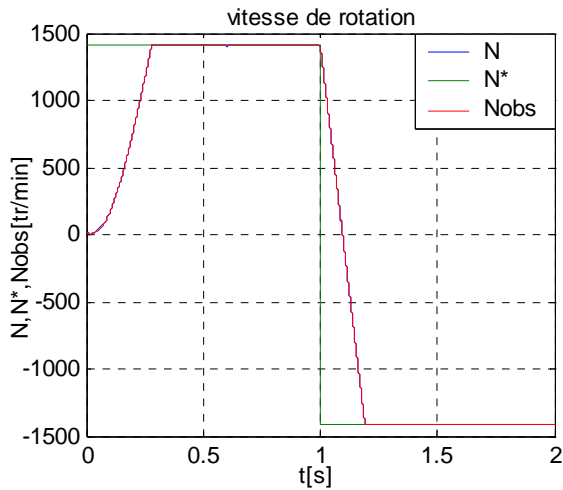


Fig.III.13.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=1s$       Fig.III.13.b : Zoom à l'application de la charge

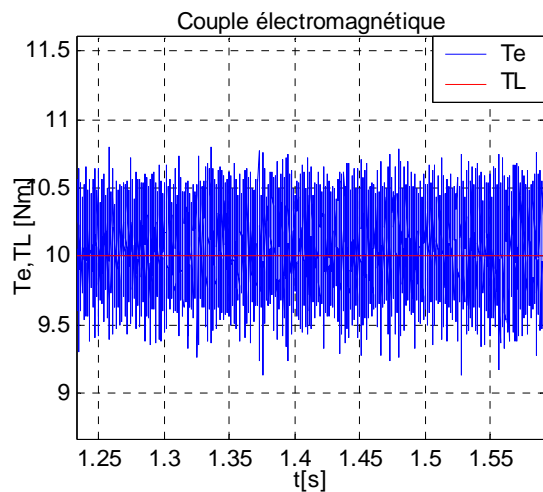
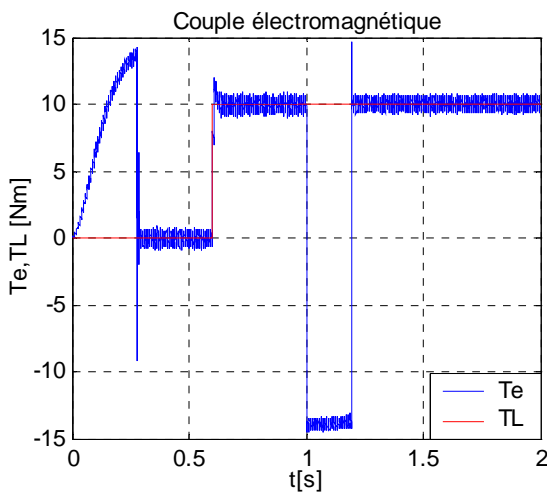


Fig.III.14.a : Réponse du couple électromagnétique

Fig.III.14.b : Zoom sur l'ondulation de Te

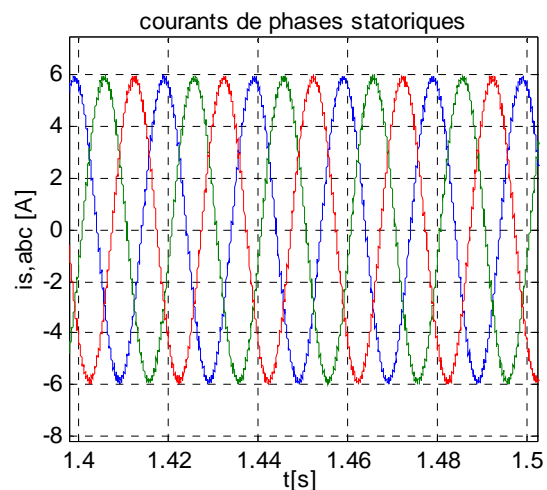
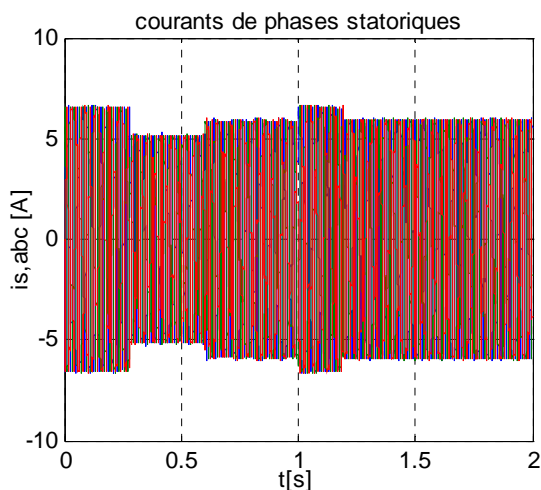
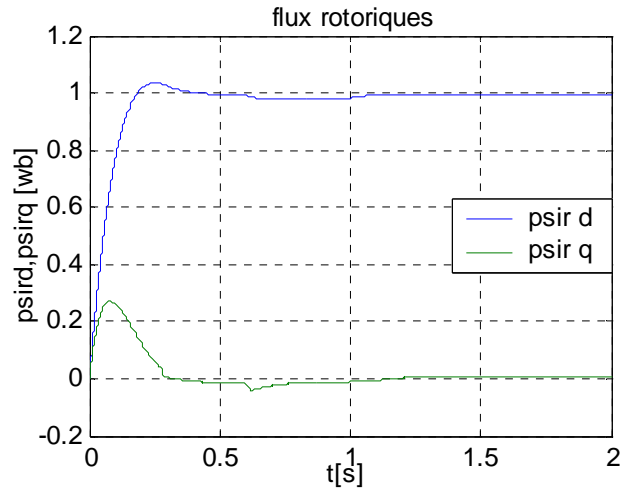


Fig.III.15.a : Les Courants statoriques de phases

Fig.III.15.b : Forme d'onde des courants statoriques

Fig.III.16 : Composantes du flux rotorique selon les axes  $d$  et  $q$ 

Les résultats obtenus montrent bien l'efficacité de l'utilisation de la commande adoucie, La réponse en vitesse est légèrement rapide que précédemment, Il n'y a plus d'oscillations sur le couple et la vitesse, l'erreur statique provoquée par la perturbation de la charge (figure.III.13.b) est d'une amplitude à peine décelable d'autant qu'elle est rejetée instantanément.

On remarque n'est au moins des oscillations résiduelles sur le couple au moment où il atteint les régimes permanents, qui correspondent à une oscillation autour de la surface de glissement, mais qui sont atténuée très rapidement car la commande passe de la commande discontinue à la commande continue et le système entre en régime glissant autour de  $S(x)=0$  [90].

Pour les composantes du flux rotorique, on observe un découplage assuré contrairement à la commande précédente.

Dans les figures III.15 (a,b), on voit que les ondulations du courants sont nettement atténuées, avec une forme d'onde très satisfaisante.

### III.4.3 Application d'une autre variante de surface

La surface qu'on va étudier est proposée dans [35][91], elle est donnée par:

$$S(t) = e(t) - \int_0^t (k - a) e(\tau) d(\tau) \quad (III-35)$$

où :  $k$  est un gain constant.

$a$  est un paramètre défini par la commande.

Considérant l'équation mécanique déjà définie dans (III-18) :

$$\dot{\Omega} + a\Omega + f_1 = b i_{sq} \quad (III-36)$$

où :

$$a = \frac{f_v}{J}; \text{ est celui défini dans (III-35)}$$

$$f_1 = \frac{T_L}{J}; \quad b = \frac{K_t \psi_{rd}^*}{J};$$

Nous allons maintenant reconsidérer cette équation en introduisant les termes des incertitudes comme suit:

$$\dot{\Omega} = -(a + \Delta a) \Omega - (f_1 + \Delta f_1) + (b + \Delta b) i_{sq} \quad (III-37)$$

où  $\Delta a$ ,  $\Delta f_1$ ,  $\Delta b$ , représentent les incertitudes sur les termes  $a$ ,  $f_1$ , et  $b$  respectivement.

Maintenant définissant l'erreur de la vitesse par:

$$e(t) = \Omega(t) - \Omega^*(t) \quad (III-38)$$

où  $\omega^*(t)$ , est la vitesse de référence.

La dérivée temporelle de (III-38) s'écrit :

$$\dot{e}(t) = \dot{\Omega}(t) - \dot{\Omega}^*(t) = -a e(t) + u(t) + d(t) \quad (III-39)$$

Où les termes suivants sont regroupés dans le signal de commande  $u(t)$ :

$$u(t) = b i_{sq} - a \Omega^*(t) - f_1(t) - \dot{\Omega}^*(t) \quad (III-40)$$

Et les termes des incertitudes sont regroupés dans  $d(t)$ :

$$d(t) = -\Delta a \Omega(t) - \Delta f_1 + \Delta b i_{sq}(t) \quad (III-41)$$

La commande du régulateur à mode glissant est défini par:

$$u(t) = k e(t) - \beta \text{sign}(S(t)) \quad (III-42)$$

où  $k$ , est le même gain défini dans (III-35), il doit être strictement négatif,  $\beta$  est le gain de commutation qui doit être choisi de tel sorte que  $\beta \geq |d(t)| \forall t$ .

La preuve de ces suppositions se trouve en annexe D2.

Finalement, le courant de référence  $i_{sq}^*$ , est obtenu en substituant (III-42) dans (III-40):

$$i_{sq}^* = \frac{1}{b} [k.e - \beta.\text{sign}(S) + a.\Omega^* + \dot{\Omega}^* + f_1] \quad (III-43)$$

Les mêmes critères de robustesse ont été repris pour la nouvelle variante de la surface.

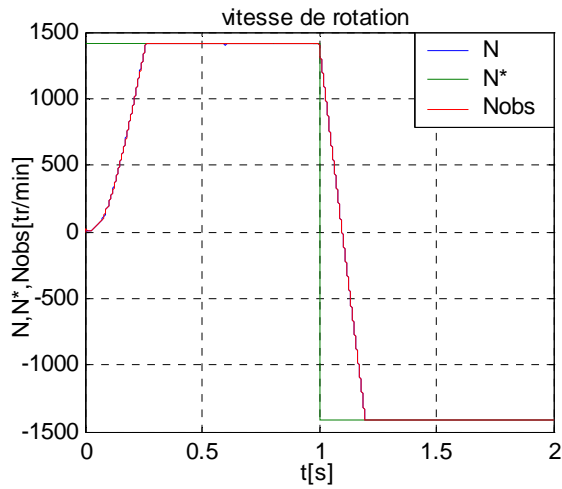


Fig.III.17.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=1s$

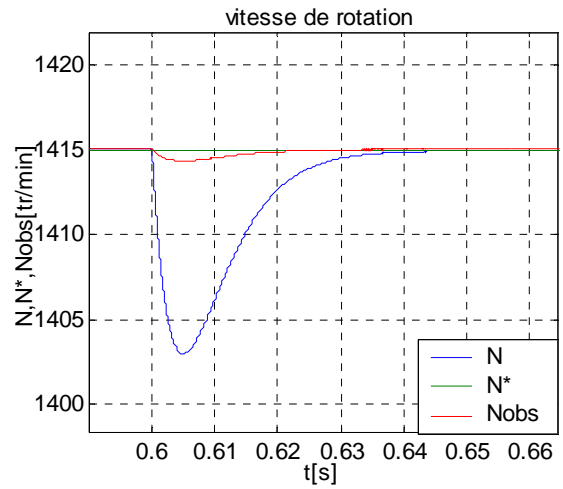


Fig.III.17.b : Zoom à l'application de la charge

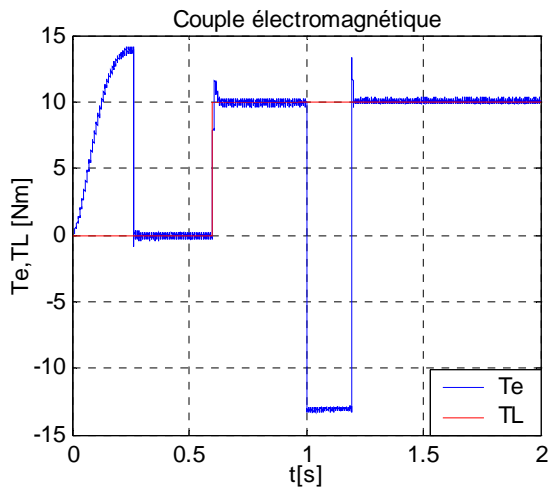


Fig.III.18.a : Réponse du couple électromagnétique

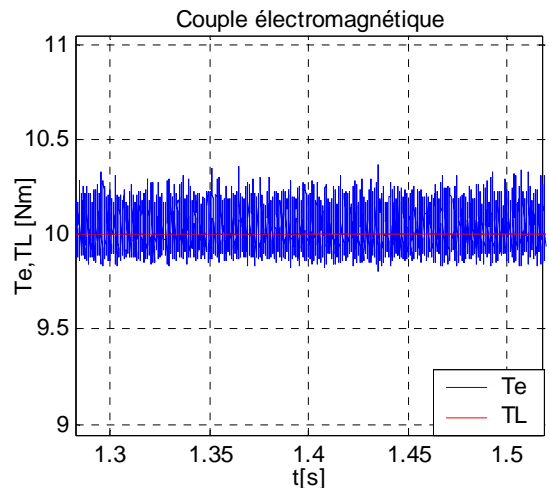


Fig.III.18.b : Zoom sur l'ondulation de  $T_e$

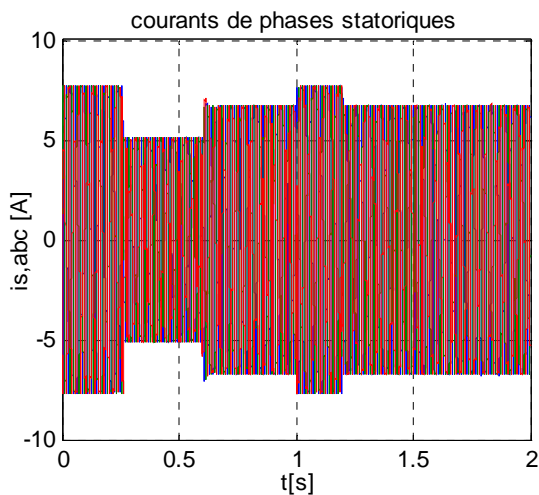


Fig.III.19.a : Les Courants statoriques de phases

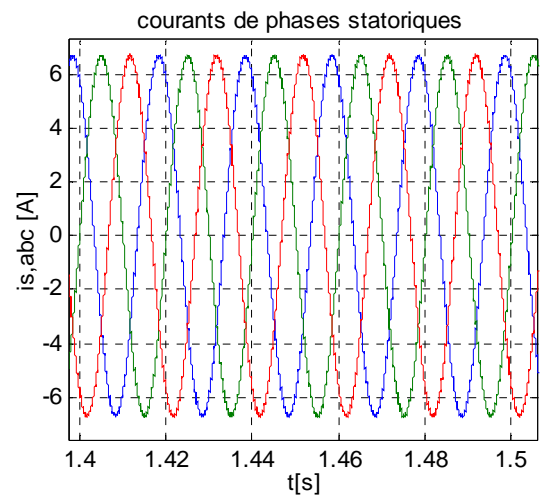


Fig.III.19.b : Forme d'onde des courants statoriques

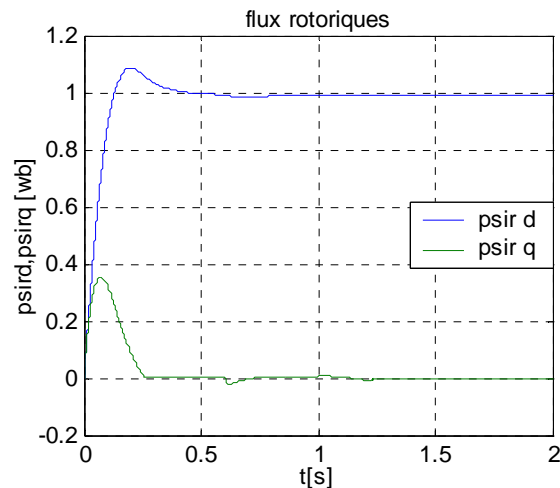


Fig.III.20 : Composantes du flux rotorique selon les axes  $d$  et  $q$

On remarque sur les figures, qu'il y a une amélioration plutôt légère mais évidente, sur les figures.III.17 (a,b), on remarque que la réponse de la vitesse est la même, mais l'erreur statique a pratiquement disparue alors qu'elle persistait dans la commande précédente malgré qu'elle est d'une valeur moindre. Sur les figures.III.18 (a,b), on voit que les ondulations du couple sont encore plus atténuées, et les oscillations résiduelles sur le couple aux moment où il atteint les régimes permanents ont été éliminées. On remarque aussi que la forme d'onde des courants sur la figure.III.19.b est plus raffinée, et que les composantes du flux (figure.III.20) sont toujours découplées.

#### III.4.4 Application d'une structure mixte (IP/VSC)

Maintenant on va tester une structure qui a été proposé par [13] pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone par SVM. La vitesse est contrôlée par un régulateur de type IP, et les courants par deux régulateurs à mode glissant utilisant la fonction « *sat* ».

Pour notre commande on a utilisé un régulateur de vitesse de même type déjà proposé dans la commande vectorielle classique (chapitre II.2), et les mêmes régulateurs de courants à mode glissant adopté dans le paragraphe (III.4.2.2), ç-à-d, une fonction de commande de type « *sat* ».



On a gardé toujours les mêmes critères pour tester cette commande.

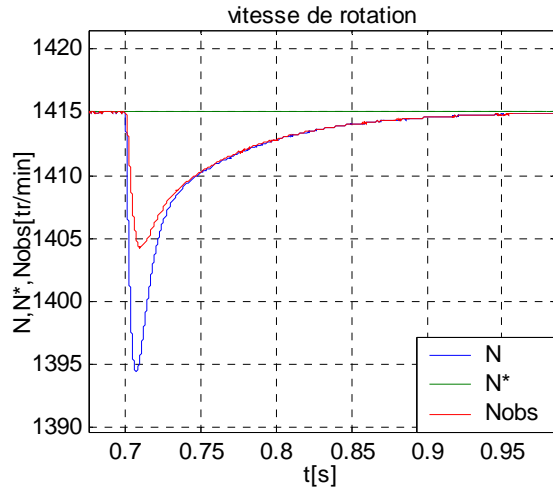
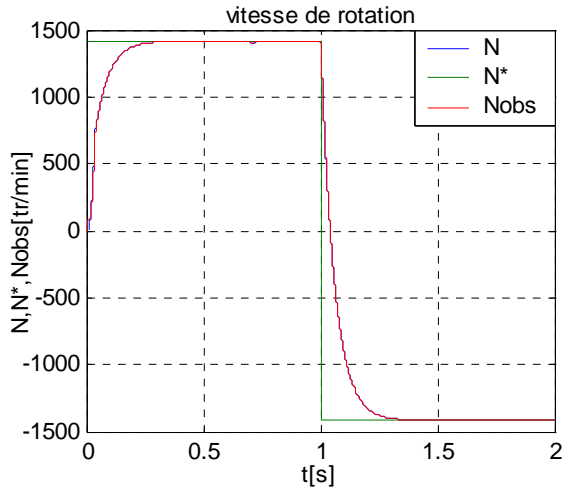


Fig.III.21.a : Vitesse de rotation à vide puis en charge à  $t=1s$       Fig.III.21.b : Zoom à l'application de la charge

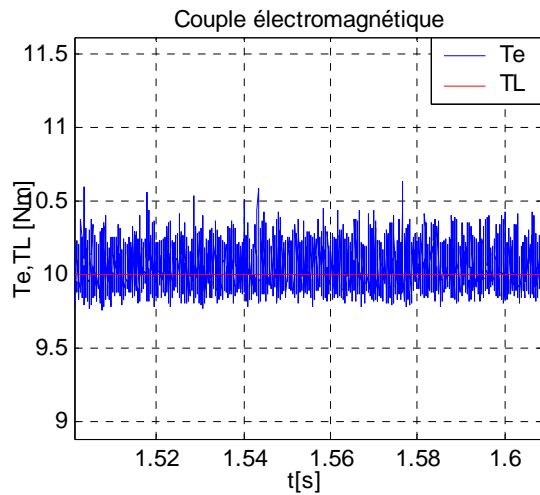
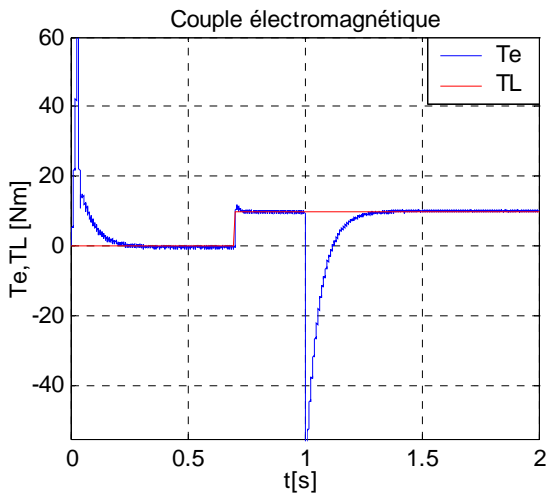


Fig.III.22.a : Réponse du couple électromagnétique      Fig.III.22.b : Zoom sur l'ondulation de  $T_e$

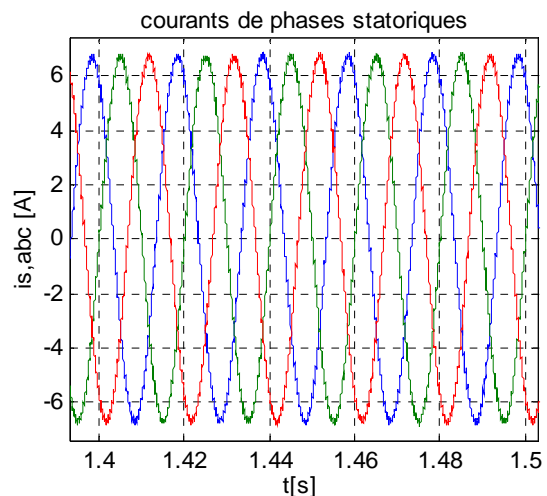
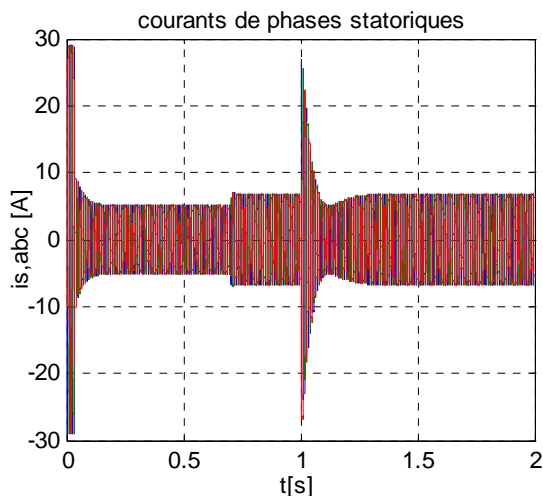
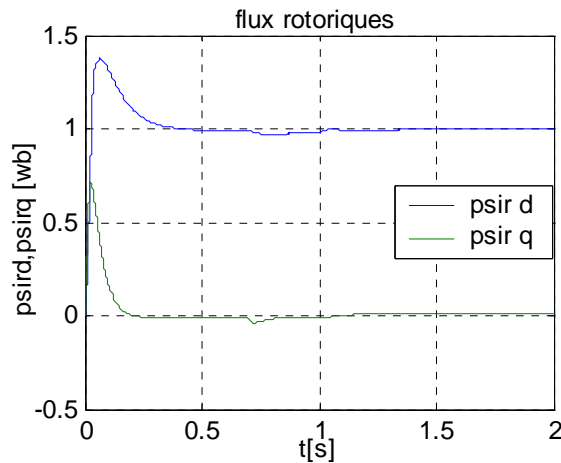


Fig.III.23.a : Les Courants statoriques de phases      Fig.III.23.b : Forme d'onde des courants statoriques

Fig.III.24 : Composantes du flux rotorique selon les axes  $d$  et  $q$ 

En comparant cette structure avec la précédente où tous les régulateurs sont à mode glissant, on voit bien qu'elle est moins performante. En effet la réponse de la vitesse n'est pas aussi rapide et la perturbation causée par le couple de charge a plus d'effet et dure plus longtemps. Le couple électromagnétique présente des pics plus importants d'autant que sa dynamique est longue, seul les ondulations sont légèrement atténuées. On constate que les régimes transitoires, mettent plus de temps à disparaître, et les courants présentent des pics plus importants que ceux remarqués dans les structures précédentes. Pour les composantes du flux on voit qu'elles sont bien découplées, mais elles mettent plus de temps à se rétablir, cependant elles sont plus stables si on les compare avec la structure de commande vectorielle classique.

### III.4.5 Impact de la variation de la résistance rotorique ( $R_r$ )

Maintenant on va tester la robustesse des méthodes étudiées pour une éventuelle variation de la résistance rotorique de l'ordre de 65% de sa valeur nominale et ce à l'instant  $t = 0.7$  s, avec une perturbation du couple de charge à  $t = 0.45$  s.

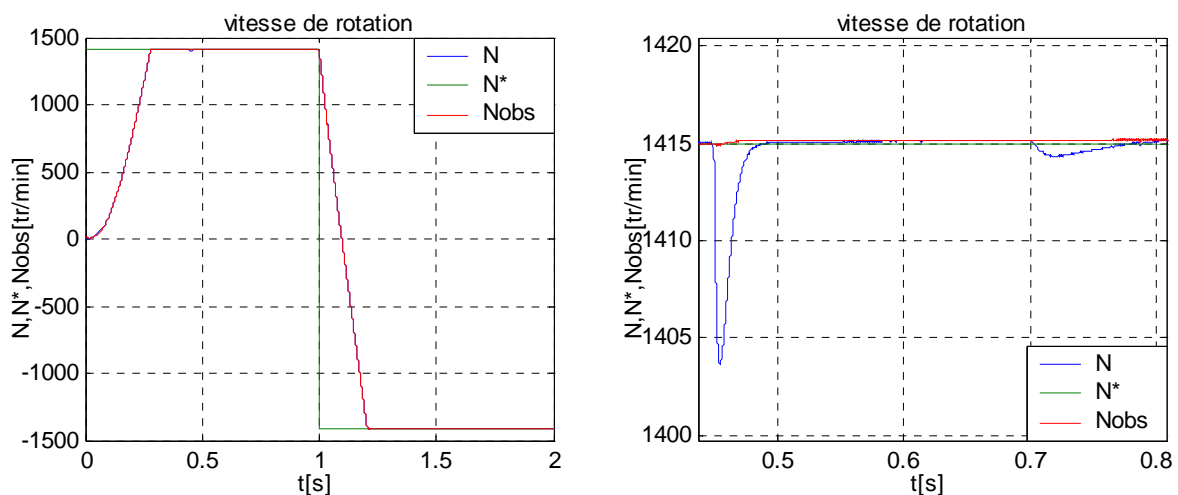


Fig.III.25 : Réponse de la vitesse de rotation dans le cas de la commande de type « sat »

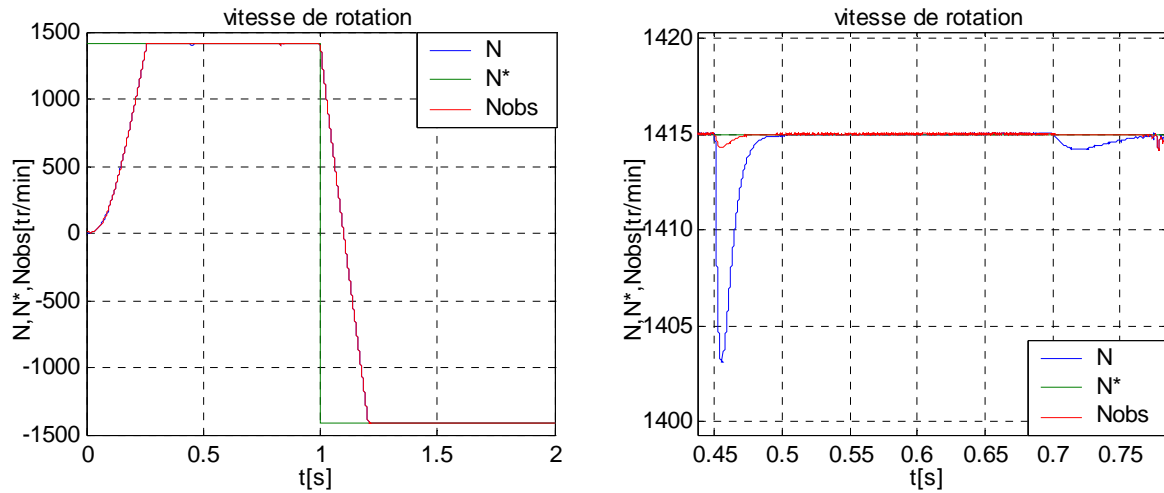


Fig.III.26 : Réponse de la vitesse de rotation dans le cas de la deuxième surface

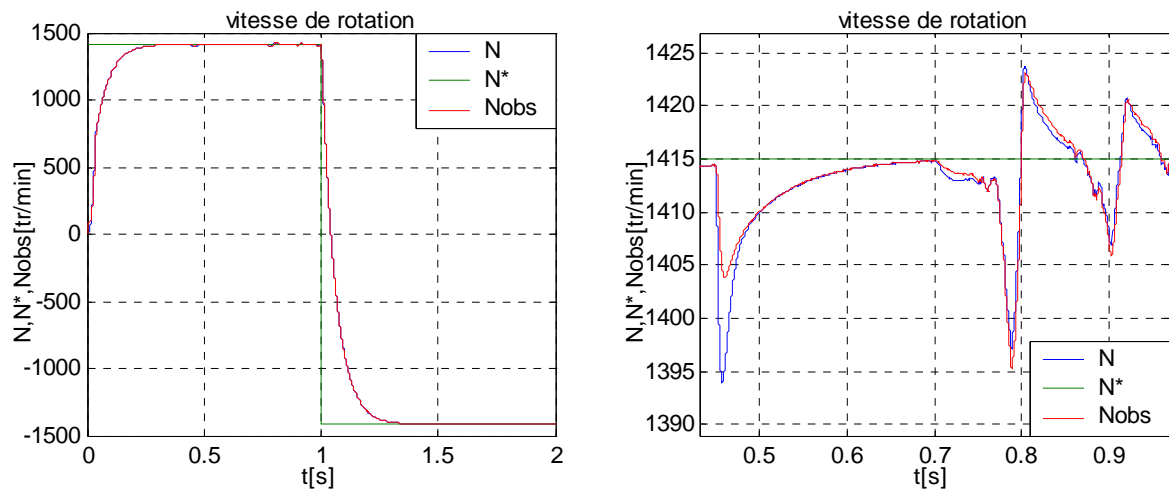


Fig.III.27 : Réponse de la vitesse de rotation dans le cas de la structure mixte (IP/VSC)

On note sur ces figures que l'impact de la variation de la résistance rotorique est insignifiant sur la réponse de la vitesse, de plus il n'engendre pas de dépassement ni d'erreur statique, ce qui prouve la robustesse des régulateurs à mode glissant vis-à-vis les incertitudes internes, on remarque que la structure mixte (figure III.27) présente plus de sensibilité et moins de robustesse par rapport aux premières méthodes, ceci est dû au régulateurs *PI* présents dans cette commande.

### III.5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté en premier lieu les bases théoriques des régulateurs à mode glissant *SMC*, après on a procédé à leurs applications dans la commande vectorielle de la machine asynchrone.

Nous avons analysé et ce pour diverses conditions de fonctionnement du moteur asynchrone, le comportement du système à mode glissant à plusieurs variantes de types de commandes et de

surfaces, et même dans le cas d'une structure mixte où l'on a associé régulateurs *PI* et à mode glissant.

Étant donné les résultats obtenus avec les différents types de commandes et de surfaces, on conclut, que la réponse en vitesse obtenue avec la commande *VSC* est plus rapide que celle obtenue avec la commande à *PI* classique, l'erreur de vitesse provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément, tandis que celle de la commande *IRFOC* classique ne l'est qu'après un certain temps. Le système commandé par la *VSC* est plus robuste vis-à-vis des perturbations de charge, et aux variations de la résistance rotorique. On a montré que la technique *SVPWM* a beaucoup contribué à l'atténuation des ondulations des courants et du couple.

Notons que les gains de la commande discontinue *K*, sont très délicats à manipuler car, des valeurs trop petites entraînent une dynamique du système lente, tandis que des valeurs trop grandes amplifient le phénomène du *chattering*.

La commande mixte n'a pas apportée apparemment, une grande amélioration vis-à-vis de la robustesse de la commande en terme de réponse et de rejet rapide des perturbations de la charge.

# *Chapitre IV*

*Commande sans capteur de vitesse*

*par*

*la Méthode MRAS*

## IV.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 [92][93].

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.

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

La *MRAS* a été initialement introduite pour la machine asynchrone par *C. Schauder* en 1989 [31], la méthode est composée d'un modèle de référence et un modèle ajustable (adaptatif), avec un mécanisme d'adaptation. Le modèle de référence est indépendant de l'information de la vitesse alors que le modèle adaptatif en dépend. Basé sur l'idée de *Landau*, qui a utilisé le critère de *Popov* sur l'hyperstabilité, les deux modèles sont comparés, et l'erreur qui s'en suit est introduite dans un mécanisme d'adaptation (un régulateur *PI*) qui génère la vitesse, comme illustrer sur la figure(IV.1)

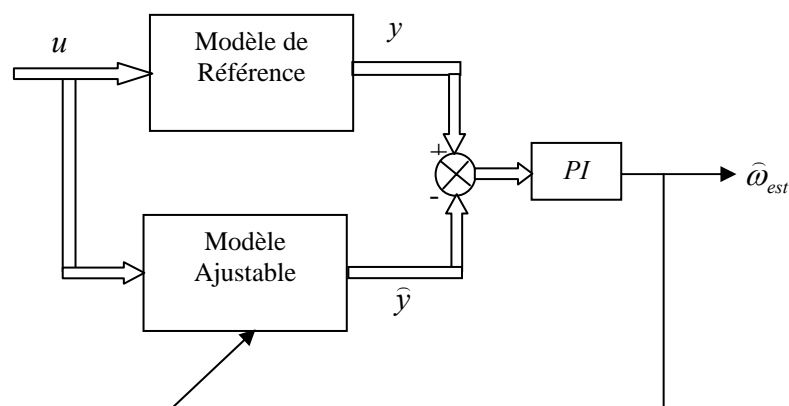


Fig.IV.1 Configuration de base de la méthode *MRAS*

### IV.2.1 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:

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt}) \quad (IV-1)$$

avec:

$$\mathbf{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta}$$

$$\mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta}$$

$$\boldsymbol{\Psi}_r = \psi_{r\alpha} + j\psi_{r\beta}$$

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

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} = \left( \frac{-1}{T_r} + j p\Omega \right) \boldsymbol{\Psi}_r + \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s \quad (IV-2)$$

On voit bien la vitesse  $\Omega$  qui apparaît explicitement dans (IV-2).

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 [94].

### IV.2.2 Modèles basés sur la force contre électromotrice (fcém)

Pour éviter complètement les problèmes de l'intégration pure, Peng et Fukao ont proposé dans [33], une méthode qui utilise l'estimation de la fcém à la place du flux, les équations sont les suivantes:

Pour le modèle de référence:

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_r}{dt} = \mathbf{e}_{rv} = \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt}) \quad (IV-3)$$

Pour le modèle adaptatif, il s'écrit en introduisant le courant magnétisant  $\mathbf{i}_m$ :

$$\frac{d\mathbf{i}_m}{dt} = \omega \otimes \mathbf{i}_m - \frac{1}{T_r} \mathbf{i}_m + \frac{1}{T_r} \mathbf{i}_s \quad (IV-4)$$

avec :  $\otimes$  le produit croisé.

d'où:

$$\mathbf{e}_{mi} = \frac{L_m^2}{L_r} \left( \omega \otimes \mathbf{i}_m - \frac{1}{T_r} \mathbf{i}_m + \frac{1}{T_r} \mathbf{i}_s \right) \quad (IV-5)$$

Cette méthode a présenté des performances plus importantes que sa précédente, néanmoins, elle est plus difficile à mettre en œuvre [92], en plus elle dépend de la résistance statorique.

La troisième, fut proposée par les mêmes auteurs [95], 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:

$$\mathbf{Q}_m = \mathbf{i}_s \otimes \mathbf{e}_m \quad (IV-6)$$

Dont le module  $Q$  représente la puissance réactive instantanée.

En substituant (IV-3) et (IV-5) dans (IV-6), sachant que  $\mathbf{i}_s \otimes \mathbf{i}_s = 0$ , conduit à:

Pour le modèle de référence:

$$Q_{ref} = \left| \mathbf{i}_s \otimes \left( \mathbf{v}_s - \sigma L_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) \right| \quad (IV-7)$$

Et pour le modèle adaptatif:

$$Q_{est} = \frac{L_m^2}{L_r} \left( (\mathbf{i}_m * \mathbf{i}_s) \omega + \frac{1}{T_r} |\mathbf{i}_m \otimes \mathbf{i}_s| \right) \quad (IV-8)$$

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 [96][34], 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.

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

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

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

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \dot{i}_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\psi}_{rd} - \sigma L_s \omega_s i_{sq} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_{rq} \quad (IV-9)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \dot{i}_{sq} + \frac{L_m}{L_r} \dot{\psi}_{rd} + \sigma L_s \omega_s i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \psi_{rd} \quad (IV-10)$$

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



L'expression de la puissance réactive est donnée par:

$$\mathbf{Q} = \text{Im}\{\mathbf{v}_s \mathbf{i}_s^*\} = \text{Im}\{(v_{sd} + jv_{sq})(i_{sd} - ji_{sq})\} \quad (IV-11)$$

où :  $\mathbf{i}_s^*$  est le conjugué de  $\mathbf{i}_s$ ,

En remplaçant (IV-9), et (IV-10) dans (IV-11) l'expression de la puissance réactive devient alors:

$$\begin{aligned} Q_1 = & \sigma L_s (\dot{i}_{sq} i_{sd} - \dot{i}_{sd} i_{sq}) + \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) + \frac{L_m}{L_r} (\dot{\psi}_{rq} i_{sd} - \dot{\psi}_{rd} i_{sq}) \\ & + \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\psi_{rd} i_{sd} + \psi_{rq} i_{sq}) \end{aligned} \quad (IV-12)$$

On remarque qu'en multipliant (IV-9) par  $i_{sq}$ , et (IV-10) par  $i_{sd}$ , et après soustraction, on arrivera à la même équation de la puissance réactive exprimer dans (IV-12), se qui fait qu'on a une autre expression de la puissance réactive:

$$Q_2 = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (IV-13)$$

En utilisant l'approximation, que les valeurs réelles des tensions vont se rapprocher de leurs valeurs de référence en régime permanent [34], l'équation (IV-13) peut s'écrire:

$$Q_{ref} = v_{sq}^* i_{sd} - v_{sd}^* i_{sq} \quad (IV-14)$$

Et en prenant en considération que dans la commande vectorielle  $\psi_{rq} = 0$ , et qu'en régime permanent, les termes des dérivées temporelles disparaissent, sachant que,  $\psi_{rd} = L_m i_{sd}$ , l'équation (IV-12) devient alors :

$$Q_{est} = \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2 \quad (IV-15)$$

A partir de ces résultats, il est évident que pour le modèle de référence on prendra la puissance réactive dans (IV-14), et vu que (IV-15) demande l'information de la vitesse, elle sera prise pour le modèle ajustable, ceci est montré dans la figure IV.2.

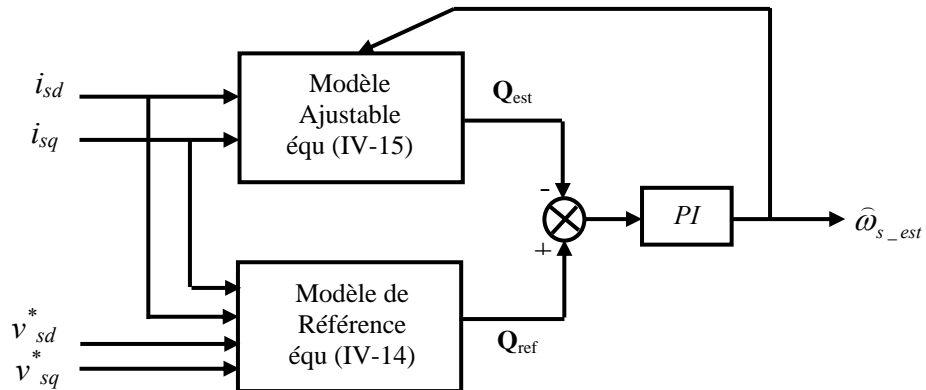


Fig.IV.2 : Elaboration de la méthode MRAS à puissance réactive

### IV.3.2 Mécanisme d'adaptation

#### IV.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'hyperstabilité qui concerne les systèmes à rétroaction qui peuvent être divisés en deux blocs. [33][34][96], (voir figure.IV.3).

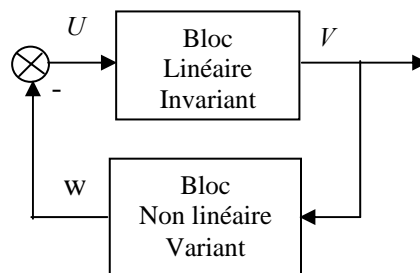


Fig.IV.3 : système à rétroaction

Le système est dit asymptotiquement hyperstable 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:

$$\int_0^{t_1} V^T W dt \geq -\gamma^2 \quad \text{pour tout } t > 0 \quad (IV-16)$$

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 IV.3 est équivalent à celui qui est montré sur la figure.IV.4 [96].

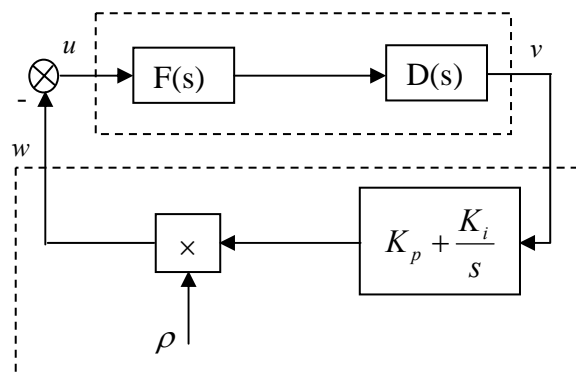


Fig.IV.4 : système à rétroaction équivalent de la MRAS

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.

### IV.3.2.2 Application à la commande vectorielle

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

$$\varepsilon = Q_{ref} - Q_{est} \tag{IV-17}$$

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

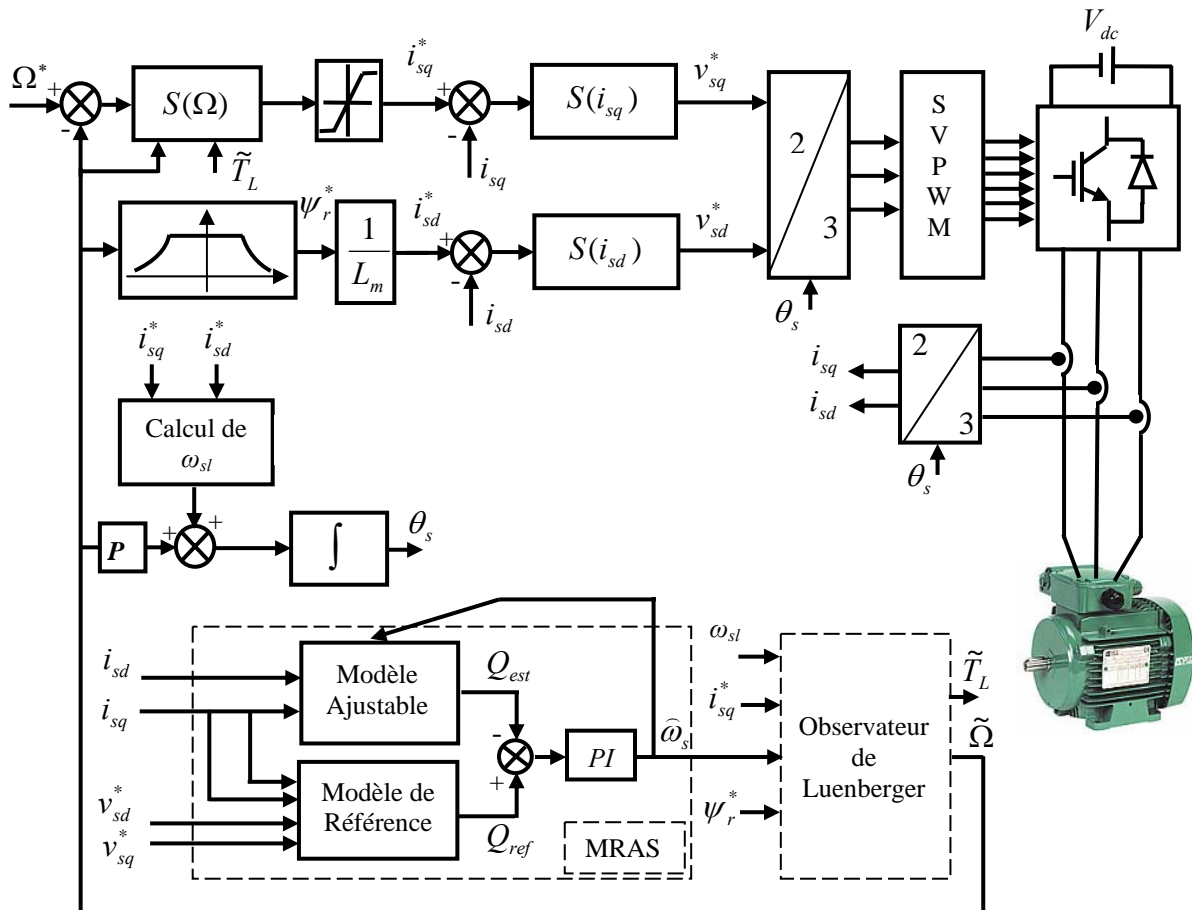
$$\hat{\omega}_s = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \tag{IV-18}$$

La vitesse issue de (IV-18) 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 E.

## IV.4 Schéma global de la commande *IRFOC* sans capteurs

Le schéma global de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté sans capteurs mécaniques est représenté sur la figure IV.5.



IFig.IV.5 : Commande *IRFOC* sans capteur de vitesse ni de couple de charge

### IV.5 Résultats de simulation

La méthode étudiée est mise en évidence par la simulation, en premier lieu on va tester la machine à vide avec une consigne de vitesse nominale  $1415 \text{ tr/min}$ , puis on applique un couple de charge de  $10 \text{ Nm}$  à l'instant  $t = 0.6 \text{ s}$ . Après une nouvelle consigne de vitesse sera imposée à  $t = 1 \text{ s}$  de  $1415$  à  $-1415 \text{ tr/min}$ . dans tous les cas la vitesse estimée sera comparée à la vitesse réelle de la machine et avec la consigne.

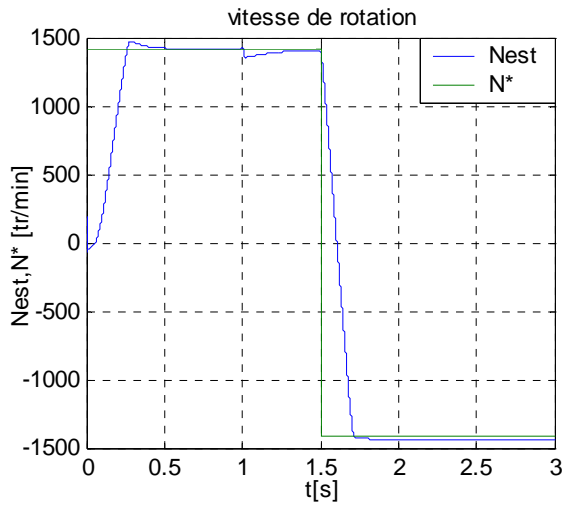


Fig.IV.6.a: Vitesses : réel, et estimée.

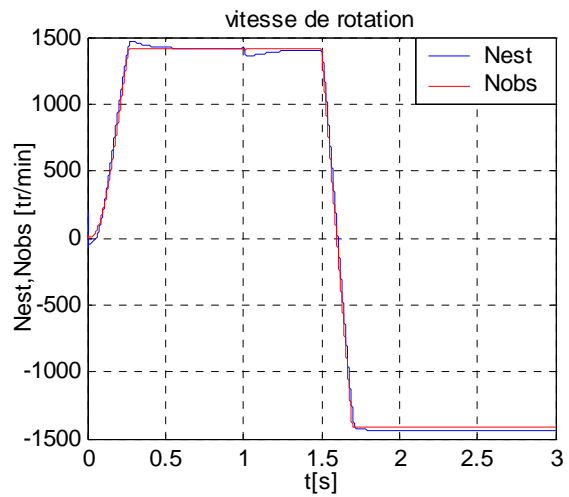


Fig.IV.6.b: Vitesses : estimée, et observée

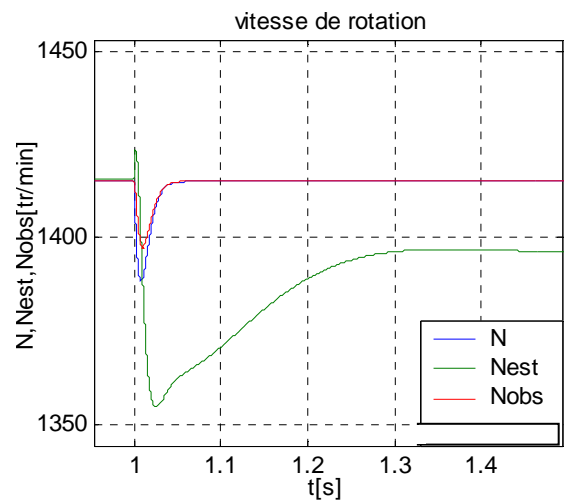
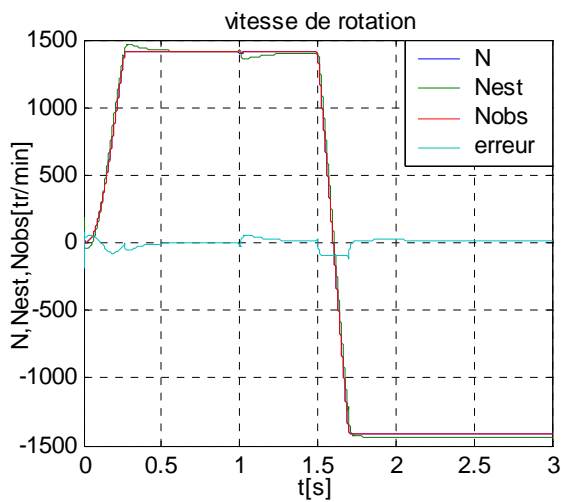


Fig.IV.7: Vitesses : réelle, observée, et estimée, avec l'erreur entre  $N$  et  $\tilde{N}$

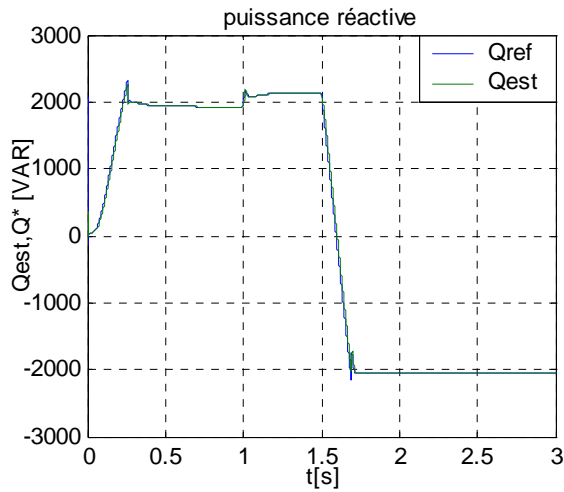


Fig.IV.8: Puissances réactives

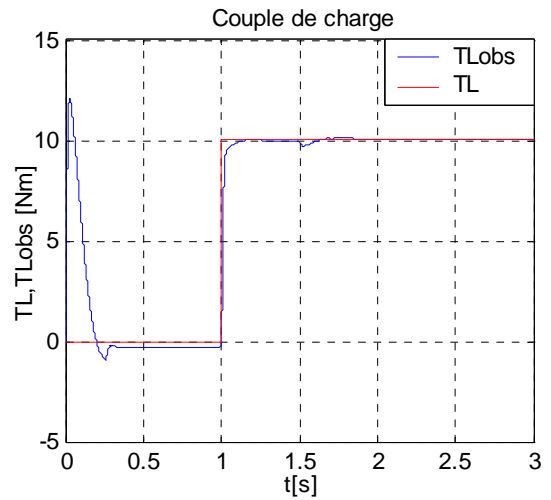


Fig.IV.9: Couple de charge observé

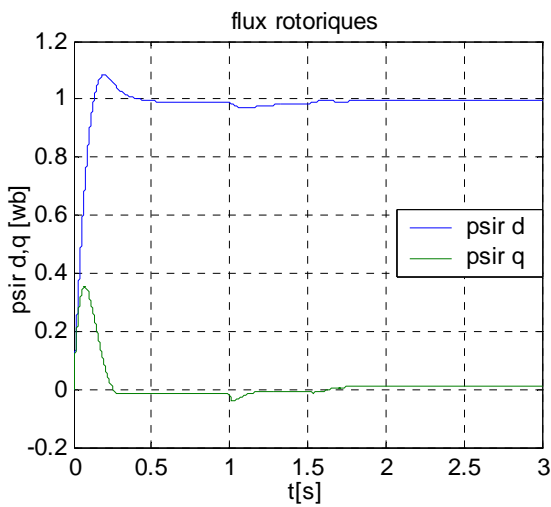


Fig.IV.10: Composantes du flux rotorique

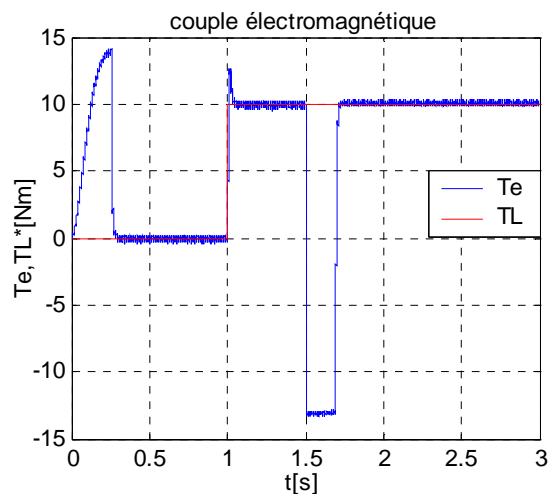


Fig.IV.11: Couples, électromagnétique et de charge

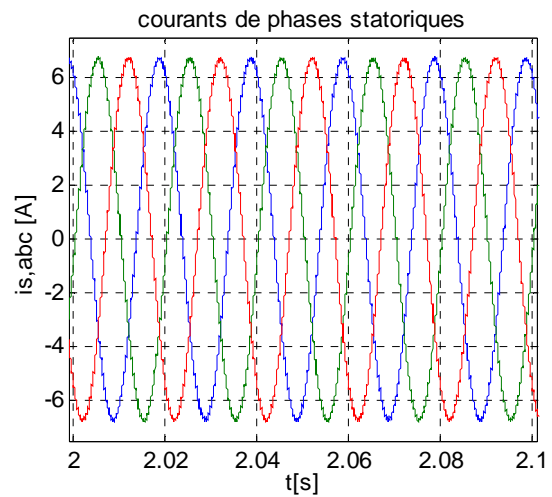
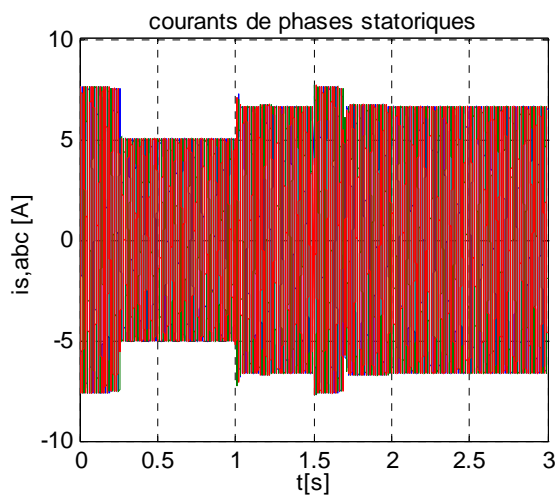


Fig.IV.12 (a,b): Les courants de phases statoriques

On remarque dans les figures.IV.6.(a et b) que la vitesse estimée suit la consigne avec un dépassement négligeable, alors que la vitesse de consigne est parfaitement suivie par la vitesse observée.

Dans la figure IV.7.a on constate que les vitesses estimée et observée sont très proches de la vitesse réelle de la machine. Seulement la perturbation de charge, cause une erreur statique sur la vitesse estimée qui persiste mais elle est de l'ordre de 1.5% de la référence. Notons que les caractéristiques des vitesses observée et réelle sont tout à fait confondues sauf aux régimes transitoires, l'erreur est minime comme on le voit sur la même figure. Sur la figure IV.8 qui représente les puissances réactives estimée et de référence on remarque qu'elle sont presque identiques ceci était prévisible vue les résultats observés sur les courbes des vitesses.

On a ajouté les autres courbes afin de voir s'il y a d'éventuels changements sur le comportement de la machine, mais on remarque que les performance atteints jusqu'alors sont maintenues.

Maintenant on reprend le même test en basses vitesses, la vitesse de consigne sera maintenant de l'ordre de  $\pm 286.5 \text{ tr/min}$ .

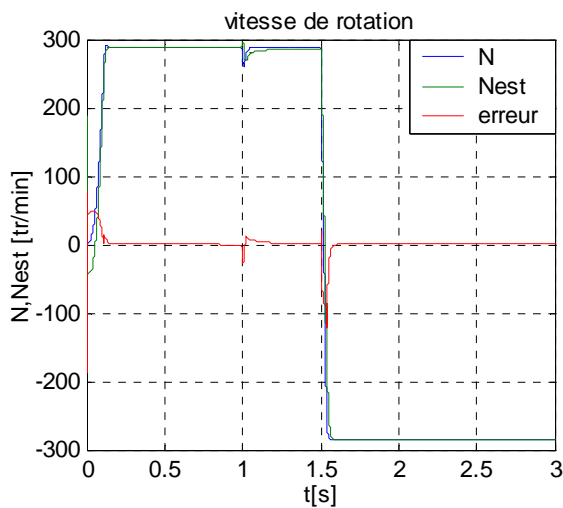


Fig.IV.13.a: Vitesses: réel et estimée. et leur erreur

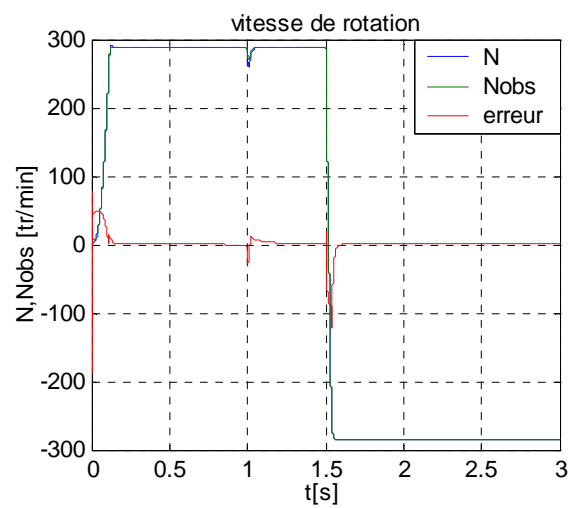


Fig.IV.13.b: Vitesses, estimée et observée, et leur erreur

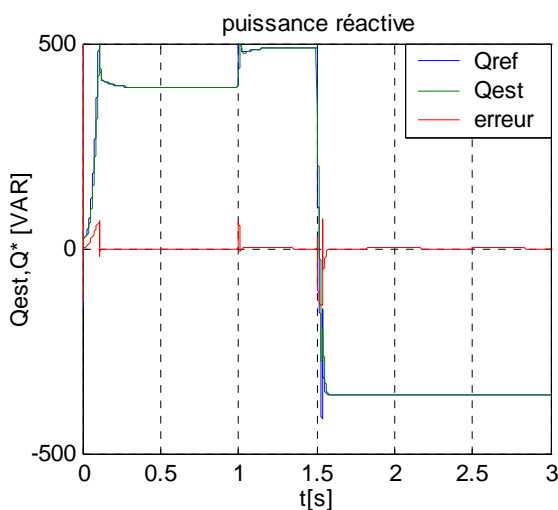


Fig.IV.14: Puissance réactives

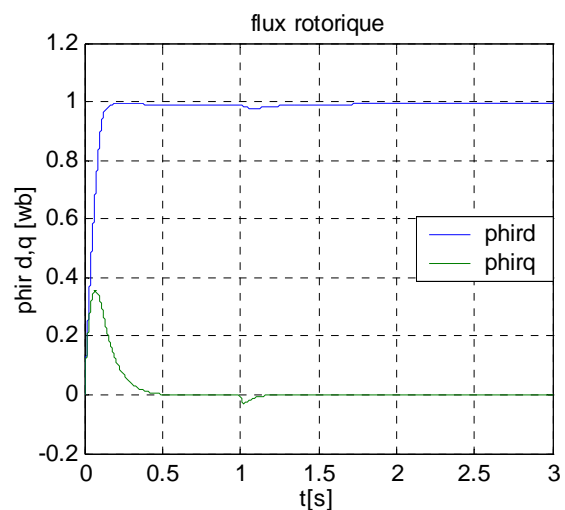


Fig.IV.15: Composantes du flux rotorique

On constate d'après la figure.IV.13 qu'avec une consigne de vitesse de  $286.5 \text{ tr/min}$ , la réponse de la vitesse donnée par l'estimateur suit sa consigne et reste très voisine de la vitesse mesurée de la machine après les régimes transitoires, la perturbation de charge est rejetée instantanément et il n'y a pas d'erreur statique. Les puissances réactives de référence et estimée sont identiques, leurs courbes sont tout à fait confondues (figure IV.14), et le flux est parfaitement découplé dans la (figure.IV.15).

## IV.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. Après avoir présenté les différentes techniques de la *MRAS*, on a adopté celle qui utilise la puissance réactive car elle utilise le moins de paramètres de la machine.

Après l'étude de stabilité, on est passé à la simulation.

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 testés. 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 influence sur le couple électromagnétique, sur les courants, et sur le flux rotorique. On a montré que l'observateur choisi de *Luenberger* est très utile et efficace pour la suppression du capteur de couple de charge.

*Conclusion générale*  
*et*  
*Perspectives*



## Conclusion générale et perspectives

Le travail effectué dans ce mémoire propose une amélioration de la commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension. Nous nous sommes particulièrement intéressés à la technique de modulation vectorielle pour la commande rapprochée. 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 à savoir:

- ✓ Optimisation du convertisseur utilisé, par une méthode qui exploite au maximum le bus continu, et réduit considérablement la plage de variations de la fréquence de travail, tout en atténuant les ondulations des courants et donc du couple.
- ✓ L'utilisation d'une régulation qui permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques du couple et de vitesse, et une robustesse accrue vis-à-vis des incertitudes internes et externes.
- ✓ Réduire le coût et l'encombrement de la commande en supprimant le capteur de vitesse et du couple de charge, par des techniques très efficaces.

Pour parvenir à ces objectifs, on a donc commencé en première partie par la présentation d'un état de l'art, suivi par l'élaboration du modèle mathématique de la machine asynchrone en vue de sa commande. Ensuite et avant d'effectuer le modèle de l'onduleur de tension on a fait un panorama sur les composants utilisés en électronique de puissance afin de choisir le composant adéquat selon la fréquence et la puissance utilisées pour notre travail. Par la suite on a décrit deux méthodes de modulation de la largeur d'impulsion à savoir la *STPWM* et la *SVPWM*, notre intérêt spécial à la dernière technique nous a conduit à en effectuer une étude plus détaillée en vue de son application à notre commande.

La deuxième partie de ce mémoire a été consacrée à décrire les commandes existantes dans l'industrie, notamment, la commande scalaire, la commande vectorielle, et la commande directe du couple (*DTC*), et vu que la première technique n'est pas envisageable dans les applications qui nécessitent de grandes performances, on a procédé à l'étude plus détaillée et à la simulation des formes de bases des deux dernières techniques pour en savoir le comportement et le principe de fonctionnement. Après la comparaison entre ces deux techniques, on a adopté la commande vectorielle à flux rotorique orienté (*IRFOC*). Par la suite, et par souci d'atténuer les ondulations des courants et du couple que présente la commande choisie, la technique *SVPWM* a été introduite dans la commande et les résultats obtenus ont montrés clairement que les buts sont globalement atteints, de plus la forme d'onde est remarquablement améliorée.

Dans la troisième partie, et vu que les régulateurs *PI* sont limités par leurs dynamique et leurs sensibilités vis-à-vis les variations internes est externes, ainsi, dont le but de rendre notre commande robuste envers ces incertitudes, on a étudié des méthodes basées sur les systèmes à structure variable. Les conséquences de l'essor des technologies en matière de composants et de développement des calculateurs, ont rendu les commandes à structure variable *VSC* par mode glissant très sollicitées dans le domaine de la commande des machines électriques.

Cependant, cette technique de commande présente l'inconvénient des oscillations aux hautes fréquences du à la commande discontinue  $u_n$  de base (*fonction « sign »*). Pour palier à ce problème, nous avons analysé le comportement de la *VSC* pour diverses formes de la commande discontinue, notamment la commande adoucie (*fonction « sat »*). Une autre variante de surface a été étudiée qui utilise un terme d'intégrale.

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.

Pour l'asservissement de la vitesse, quelles que soient les plages de fonctionnement étudiées, les réponses avec la *VSC* sont rapides et plus robustes lors des variations de charge.

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. La *MRAS* proposée dans ce travail utilise la puissance réactive qui élimine dans les équations plusieurs paramètres de la machine.

Les performances de la méthode envisagée ont été mis 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 robustes 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'identification « en ligne » des paramètres de la machine.
- l'utilisation des techniques robustes d'observation tel qu'à mode glissant ou à  $H_\infty$ .
- Introduction de techniques intelligentes tels que la logique floue et les réseaux de neurones.
- Ajouter l'asservissement de position.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux.

# *Annexes*

## Annexes

### Annexe A

#### Les paramètres de la machine asynchrone étudiée

Nous donnons les paramètres de la machine qui a été testé expérimentalement dans [41] et que nous avons utilisé dans nos simulations.

Puissance nominale	3 kW
Tension statorique nominale	380 V
Vitesse nominale	1415 tr/min
Courant statorique nominal	6.9 A
Résistance statorique	1.84 $\Omega$
Résistance rotorique	1.84 $\Omega$
Inductance cyclique statorique	0.17 H
Inductance cyclique rotorique	0.17 H
Inductance mutuelle	0.16 H
Nombre de paires de pôles	2
Moment d'inertie	0.0154 kg.m <sup>2</sup>
Flux statorique nominal	0.98 Wb
Nombre de phases	3
Facteur de puissance	Cos $\varphi = 0.89$

### Annexe B

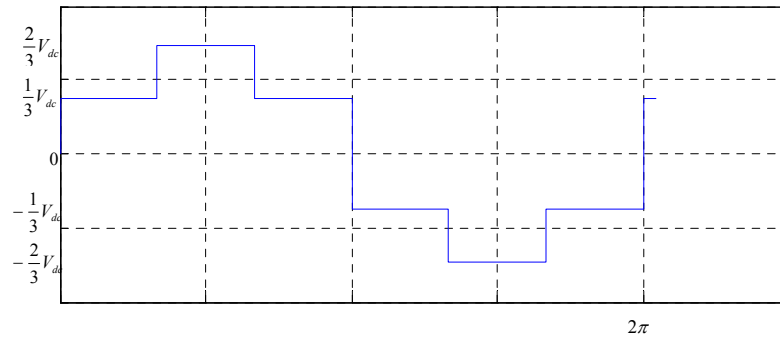
#### L'index de modulation

Il paraît utile de définir l'index de modulation comme le rapport de la valeur crête de l'amplitude du fondamentale de la tension désirée à la valeur crête de l'amplitude du fondamentale de la tension de sortie de l'onduleur (I-8), cette dernière est normalisée en mode pleine onde ou six-étapes (*six-step mode*) [55], qui vaut  $\frac{2}{\pi} V_{dc}$  (figure.B.1).

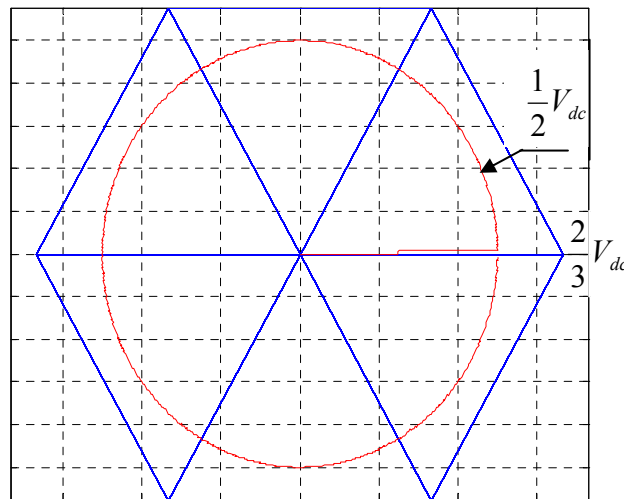
$$m = \frac{V_1}{V_{six\_step}} \quad (B-1)$$

donc:

$$m = \frac{\pi V_{ref}}{2 V_{dc}} \quad (B-2)$$

Fig.B.1 Tension  $V_{an}$  (six-étapes) aux bornes de la charge

La figure.B.2, montre la trajectoire en cercle du vecteur  $V_{ref}$  qui par son rayon  $\frac{V_{dc}}{2}$  fixe la valeur maximale qu'il peut atteindre par la technique *STPWM*. On voit bien la limite du cercle par rapport à ceux de l'hexagone.

Fig.B.2. Technique *STPWM* : la tension décrit un cercle de  $(V_{dc}/2) V_{dc}$  de rayon

$$\Rightarrow m_{\max\_spwm} = \frac{V_{dc}/2}{(2/\pi)V_{dc}} = 0,7854 \quad (B-3)$$

Pour la *SVPWM*, la tension de référence maximale est calculée au milieu de deux extrémités d'états de tensions actifs, là où le cercle est tangent à l'hexagone (voire figure.B.3), par:

$$V_{ref} = \frac{2}{3} V_{dc} \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} \quad (B-4)$$

Donc le maximum de l'index de modulation est:

$$m_{\max\_svpwm} = \frac{V_{dc}/\sqrt{3}}{(2/\pi)V_{dc}} = 0,9069 \quad (B-5)$$

Soit 15% de plus par rapport à la technique précédente.

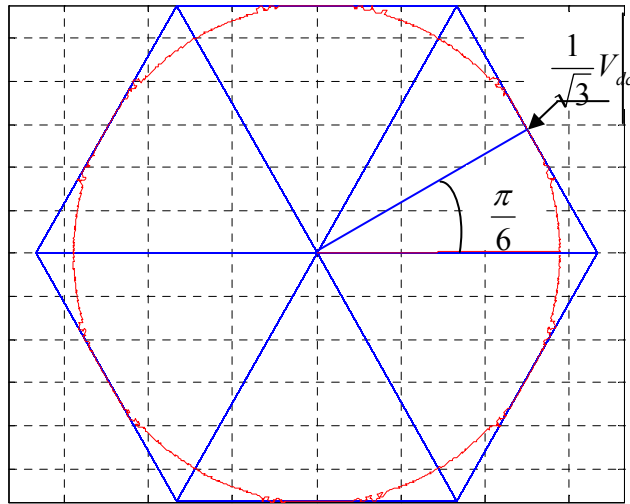


Fig.B.3. Technique *SVPWM* : la tension décrit un cercle de rayon  $(V_{dc} / \sqrt{3})$

## Annexe C

### C.1 Régulateur de vitesse

#### C.1.1 Régulateur *PI*

Les paramètres du régulateur *PI* sont définis à partir du schéma illustré dans la figure.C.1. La fonction de transfert du régulateur *PI* de vitesse est donnée par:

$$C_{\Omega}(s) = K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \tag{C-1}$$

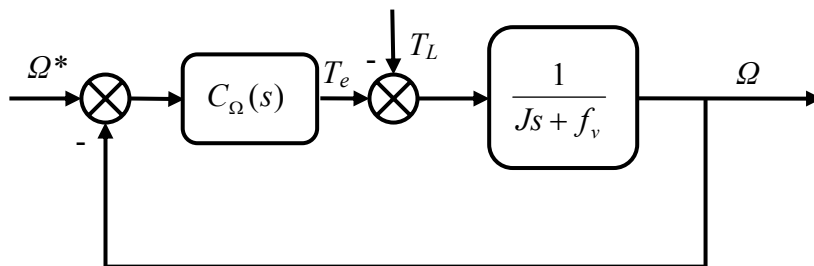


Fig.C.1. Boucle de régulation de vitesse.

nous avons d'après (I-22) :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} (T_e - T_L) \tag{C-2}$$

alors  $\Omega$  devient:

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_v} \left( K_{P\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega) - \frac{1}{Js + f_v} T_L \tag{C-3}$$

soit :

$$\Omega = \frac{K_p s + K_{i\Omega}}{J s^2 + (K_{p\Omega} + f_v) s + K_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{J s^2 + (K_{p\Omega} + f_v) s + K_{i\Omega}} T_L \quad (C-4)$$

En considérant le couple de charge comme perturbation ( $T_L = 0$ ), la relation (II-20) devient:

$$\Omega = \frac{\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} s + 1}{\left(\frac{J}{K_{i\Omega}}\right) s^2 + \left(\frac{K_{p\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}}\right) s + 1} \Omega^* \quad (C-5)$$

Par identification membre à membre le dénominateur de l'équation (II-21) à la forme canonique:

$$G(P) = \frac{1}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (C-6)$$

On aura à résoudre le système d'équation suivant:

$$\begin{cases} \frac{J}{K_{i\Omega}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_{p\Omega} + f_v}{K_{i\Omega}} = \frac{2\xi}{\omega_n} \end{cases} \quad (C-7)$$

Les gains sont déterminés pour un coefficient d'amortissement ( $\xi = 0.7$ ), et un temps de réponse du système  $t_{rep} = 0.5$  s .

### C.1.2 Régulateur IP

Dans ce régulateur seul l'erreur est intégrée, la partie proportionnelle est introduite à la sortie comme présentée sur la figure.C.2.

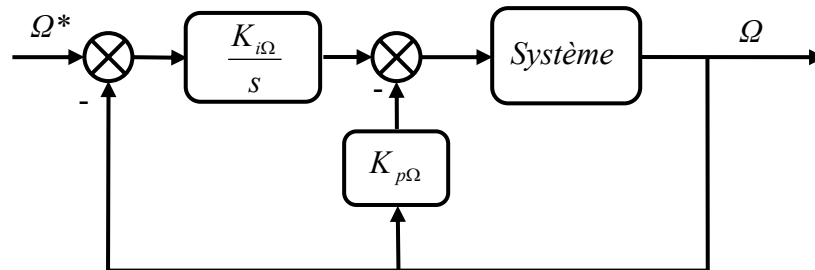


Fig.C.2. Diagramme bloc du régulateur IP

Il est prouvé qu'un régulateur IP est équivalent à un régulateur PI doté d'un filtre de premier ordre à l'entrée, ce qui réduit considérablement les dépassements [66].

R-q: Avec les régulateurs IP la fonction de transfert en boucle fermée du système devient compliqué, alors il est justifié de définir les paramètres du régulateur par essais [97].

## C.2 Régulateurs de courants

### C.2.1 Régulateur du courant $i_{sd}$

Le régulateur du courant  $i_{sd}$  fournit la tension  $v_{sd}^*$  de référence d'après l'équation (II-23), la boucle de régulation est alors comme indiqué à la figure.C.3.

La fonction transfert du régulateur  $PI$  est donnée par:

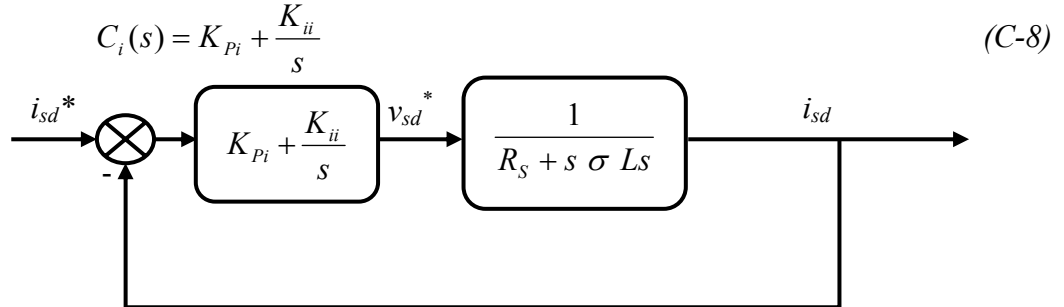


Fig.C.3. Boucle de régulation de courant  $i_{sd}$

La fonction de transfère en boucle ouverte du système est donc :

$$G_O = K_{pi} \left( s + \frac{K_{ii}}{K_{pi}} \right) \frac{1}{s} \frac{1}{\frac{R_s}{\sigma L_s} + s} \quad (C-9)$$

par compensation de pole:

$$\frac{K_{ii}}{K_{pi}} = \frac{R_s}{\sigma L_s} \quad (C-10)$$

alors :

$$G_O = \frac{K_{pi}}{s} \frac{1}{\sigma L_s} \quad (C-11)$$

donc en boucle fermé :

$$G_F = \frac{\frac{K_{pi}}{\sigma L_s} \frac{1}{s}}{1 + \frac{K_{pi}}{\sigma L_s} \frac{1}{s}} = \frac{1}{\frac{\sigma L_s}{K_{pi}} s + 1} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (C-12)$$

$$\text{avec : } \tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pi}} \quad (C-13)$$

Les valeurs des régulateurs  $K_{pi}$  et  $K_{ii}$  sont déterminés pour un  $\tau$  choisi à  $\tau = 0.01$

### C.2.2 Régulateur du courant $i_{sq}$

En procédant de la même manière que pour le régulateur de  $i_{sd}$  on déterminera les coefficients du régulateur de courant  $i_{sq}$  qui fournit la tension de référence  $v_{sq}^*$ . Le schéma de régulation du courant  $i_{sq}$  est représenté sur la figure.C.4, on remarque bien que c'est la même que pour le courant  $i_{sd}$ .

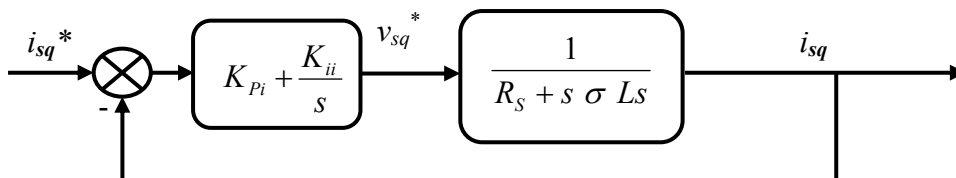


Fig.C.4. Boucle de régulation du courant  $i_{sq}$



## Annexe D

### D.1 Observateur de Luenberger du couple de charge

La structure d'un observateur déterministe de Luenberger comprend un estimateur fonctionnant en boucle ouverte qui est décrit par l'équation caractéristique du système à observer avec la matrice dynamique  $A$  figure.D.1. L'introduction de la boucle de correction agissant sur l'erreur d'observation ( $\Delta Y = Y - \hat{Y}$ ) permet d'imposer à l'observateur sa dynamique propre. Ainsi, en choisissant de façon judicieuse les gains de la matrice  $L$ , on peut modifier la vitesse de convergence de  $\Delta Y$  vers zéro [40].

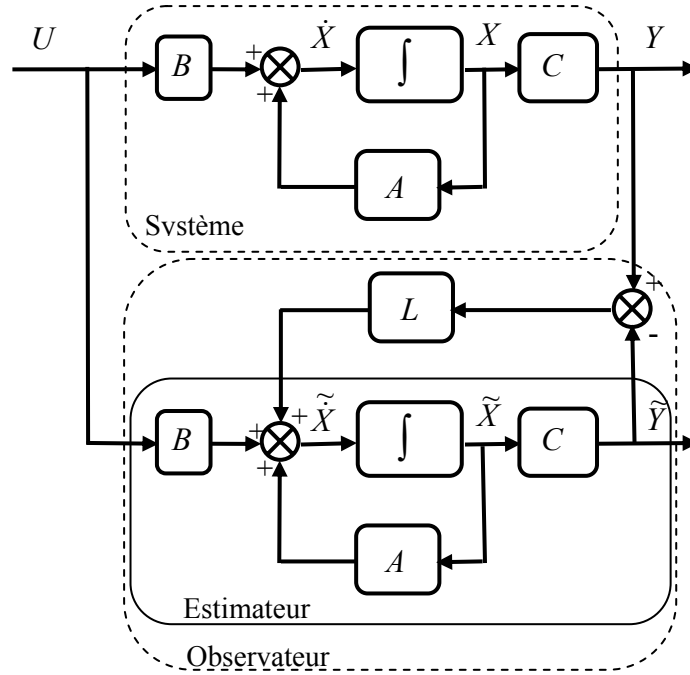


Fig.D.1. Schéma fonctionnel de l'observateur de Luenberger

Partant de l'équation mécanique, une équation d'état peut être formulée selon (D-1). Le couple de charge  $T_L$  est supposé constant sur une période d'échantillonnage:

$$\begin{cases} \frac{d\Omega}{dt} = -\frac{f_v}{J}\Omega + \frac{K_t}{J}\psi_{rd}i_{sq} - \frac{1}{J}T_L \\ \frac{dT_L}{dt} = 0 \end{cases} \quad (D-1)$$

avec:  $K_t = p \frac{3 L_m}{2 L_r}$

On met le système (D-1) sous la forme :

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX \end{cases} \quad (D-2)$$

avec:

$$X = \begin{pmatrix} \Omega \\ T_L \end{pmatrix}, \quad A = \begin{pmatrix} -\frac{f_v}{J} & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad U = (i_{sq}), \quad B = \begin{pmatrix} \frac{K_t}{J}\psi_{rd} \\ 0 \end{pmatrix}, \quad C = (1 \ 0), \quad Y = (\Omega)$$

L'équation de l'observateur déterministe est exprimée par:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + BU + L(Y - \tilde{Y}) \\ \hat{Y} = C\hat{X} \end{cases}$$

avec:

$$\hat{X} = \begin{pmatrix} \tilde{\Omega} \\ \tilde{T}_L \end{pmatrix}, \text{ et } L = \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix}$$

d'où:

$$\begin{cases} \dot{\tilde{X}} = A\tilde{X} + BU + L(Y - \tilde{Y}) = (A - LC)\tilde{X} + BU + LCX \\ \tilde{Y} = C\tilde{X} \end{cases} \quad (D-3)$$

finalement on obtient:

$$\begin{pmatrix} \frac{d\Omega}{dt} \\ \frac{dT_L}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{f_v}{J} - l_1 & -\frac{1}{J} \\ -l_2 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{\Omega} \\ \tilde{T}_L \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{K_t}{J} \psi_{rd} \\ 0 \end{pmatrix} i_{sq} + \begin{pmatrix} l_1 \\ l_2 \end{pmatrix} \Omega \quad (D-4)$$

La vitesse  $\Omega$  est à priori mesurer elle sera remplacée par la suite par celle issue de l'estimateur *MRAS*.

## D.2 Etude de stabilité de la méthode décrite dans (III.4.3)

Si on considère que les suppositions faites dans le paragraphe (III.4.3) sont vrais ( $k < 0, \beta \geq |d(t)| \forall t$ ), cela veut dire que l'erreur de la vitesse ( $e(t) = \Omega(t) - \Omega^*(t)$ ) tend vers zéro quand le temps tend vers l'infini. La preuve est défini en utilisant la théorie de stabilité de *Lyapunov*. En reprenant la fonction candidate de Lyapunov :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (D-5)$$

Sa dérivée temporelle est alors:

$$\begin{aligned} \dot{V} &= S \dot{S} \\ &= S.[\dot{e} - (k - a)e] \\ &= S.[(-a e + u + d) - (k e - a e)] \\ &= S.(u + d - k e) \\ &= S.(k e - \beta \text{sign}(S) + d - k e) \\ &= S.(d - \beta \text{sign}(S)) \\ \dot{V} &\leq -(\beta - |d|)|S| \leq 0 \end{aligned} \quad (D-6)$$

Ceci est virait si  $\beta \geq |d(t)| \forall t$ .

Durant la mode de glissement sur la surface défini par l'équation (III-35),  $\dot{S} = S = 0$  il découle:

$$\dot{S}(t) = 0 \Rightarrow \dot{e}(t) = (k - a) e(t) \quad (D-7)$$

Sous la supposition que  $k < 0$ , l'erreur converge vers zéro exponentiellement.

## Annexe E

### E.1 Etude de stabilité de la méthode proposée

- Dans la première étape on va définir le modèle équivalent:

Pour le modèle de référence:

$$Q_{ref} = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \quad (E-1)$$

Pour le modèle adaptatif:

$$Q_{est} = \sigma L_s \omega_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2 \quad (E-2)$$

La différence entre (E-1) et (E-2) donne:

$$Q_{ref} - Q_{est} = (v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}) - \hat{\omega}_s (\sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} i_{sd}^2) \quad (E-3)$$

$$\text{ou:} \quad \varepsilon = \rho_1 - \hat{\omega}_s \rho_2 \quad (E-4)$$

$$\text{avec :} \quad \rho_1 = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq}, \text{ et } \rho_2 = \sigma L_s (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_s i_{sd}^2$$

En rapportant ces équations dans le modèle équivalent on aura la figure (E.1).

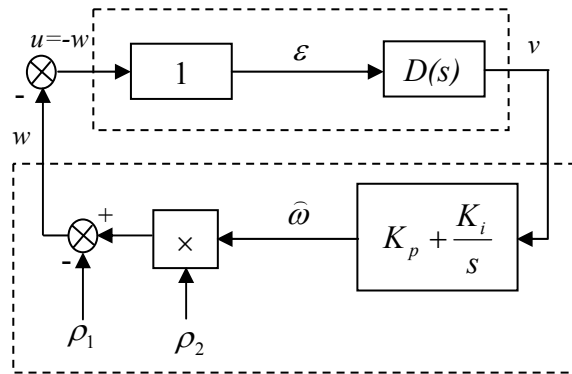


Fig.E.1. Système à rétroaction équivalent de la MRAS  
selon la figure (E.1) on a :

$$\varepsilon = u \quad \text{et} \quad w = -u = -\rho_1 + \hat{\omega}_s \rho_2 \quad (E-5)$$

$$\hat{\omega}_s = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) v \quad (E-6)$$

$$\text{où : } v \text{ est la sortie du bloc } D(s), \text{ qui va gouverné l'erreur. } \varepsilon = D(s) v \quad (E-7)$$

La fonction de transfert du bloc linéaire invariant doit être strictement réelle positive, Pour cela un bloc  $D(s)$ , de manipulation d'erreurs est incorporé comme montré dans la figure (E.1), qui va gouverner l'erreur de la puissance réactive et l'erreur de la vitesse, de tel sorte que leurs produit soit toujours positif.

- La deuxième étape est la vérification de l'inégalité de *Popov*.

Reprenant l'intégrale de l'inégalité de *Popov*:

$$\int_0^{t_1} V^T W dt \geq -\gamma^2 \quad \text{pour tout } t > 0 \quad (E-8)$$

En substituant les équations (E-5) de (E-7) dans (E-8) l'inégalité de *Popov* s'écrit :

$$\int_0^{t_1} (-v \cdot \rho_1 + (K_p + \frac{K_i}{s}) \cdot v^2 \rho_2) dt \geq -\gamma^2 \quad (E-9)$$

En utilisant l'inégalité connue suivante [34]:

$$\int_0^{t_1} \frac{df(t)}{dt} k_1 f(t) dt \geq -\frac{1}{2} k_1 f(0) \quad \forall k_1 > 0 \quad (E-10)$$

Alors l'inégalité (E-9) est donc satisfaite. Donc un régulateur *PI* est suffisant à satisfaire l'inégalité de *Popov*.

## Annexe F

### Comparaison de la commande proposée avec des articles

Dans le but de valider notre travail nous avons comparé nos résultats avec des articles ayant parus dans des revues spécialisées, en appliquant les paramètres des machines étudiées par leurs auteurs.

- ✓ L'article [17] présente une étude de l'effet de la largeur des bandes d'hystérésis du flux et couple, (figure F.1).
- ✓ Dans [8] les auteurs ont proposé une structure, de régulateurs à mode glissant en cascade, basée sur le principe d'orientation du flux rotorique. Ces résultats de simulation ont été validés expérimentalement, (figure F.2).
- ✓ Dans [35] les auteurs ont proposé une régulation par mode glissant en appliquant une surface de glissement avec un terme intégral (celle qui a été utilisée dans le paragraphe (III.4.3)) à la commande vectorielle directe *DFOC*, leurs résultats de simulation sont comparés à notre commande de type "*sign*", (figure F.3).
- ✓ Dans [91] l'auteur précédent propose une amélioration de la loi de commande utilisée dans le premier travail en rendant le gain de la surface utilisée adaptatif, les résultats obtenus sont améliorés. On les a comparés à notre commande qui utilise la première forme de surface et les régulateurs à commande "*sat*", (figure F.4).
- ✓ Les auteurs de [13] ont proposé une structure mixte qui associe un régulateur *PI* de vitesse, et deux régulateurs à mode glissant, appliqués à la commande *DFOC*, avec la technique de modulation vectorielle *SVPWM*, (figure F.5).

- ✓ Afin de valider la commande *MRAS* on a appliqué les paramètres de l'article [96], qui propose d'appliquer la méthode *MRAS* (à puissance réactive instantanée) à la commande *IRFOC* où les régulateurs sont des *PI* classique, (figure.F.6).
- ✓ Les auteurs de [92] on fait une étude comparative entre les deux méthodes *MRAS* qui se basent sur le flux, et la fcém. les résultats de simulation sont donnés et comparé dans les figures.F.7.

[17] **D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani**  
 “Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines”, IEEE, IECON, Bologna, Italy, sep. 1994.

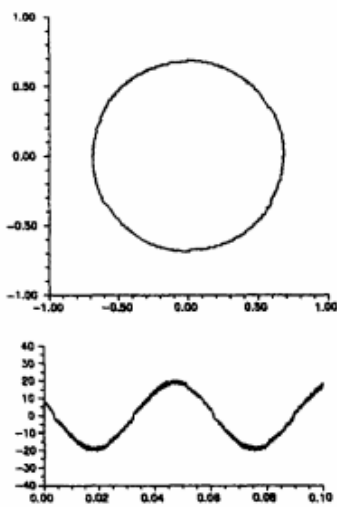


Fig. 4 - Stator flux vector locus and phase current waveform for  $\Delta\Phi/\Phi_0=0$

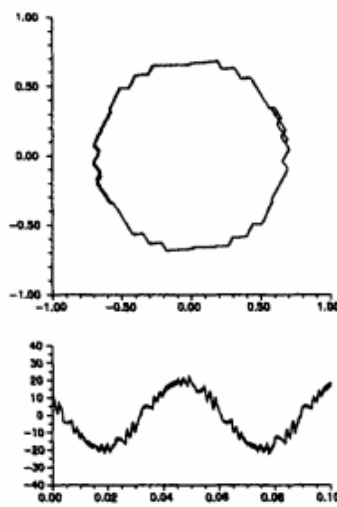


Fig. 5 - Stator flux vector locus and phase current waveform for  $\Delta\Phi/\Phi_0=0.07$

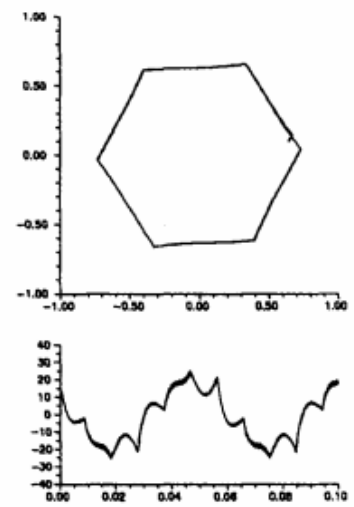
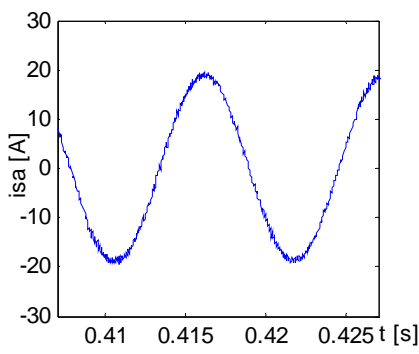
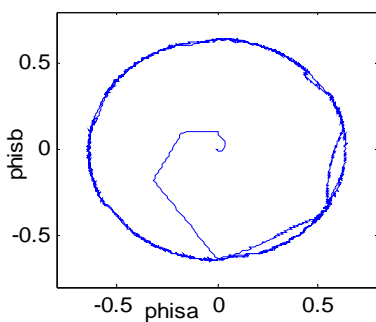
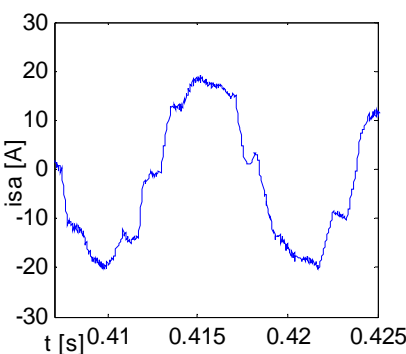
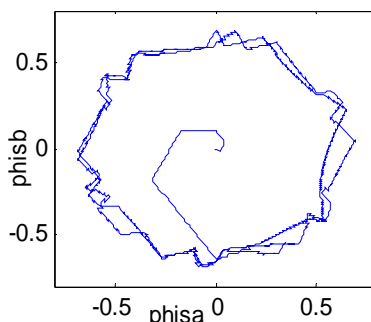


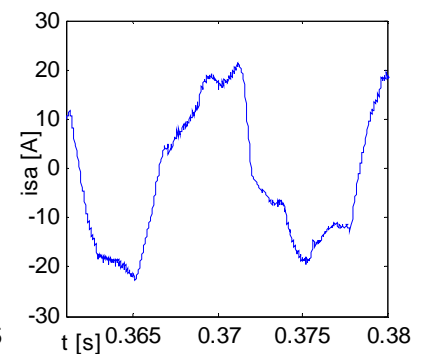
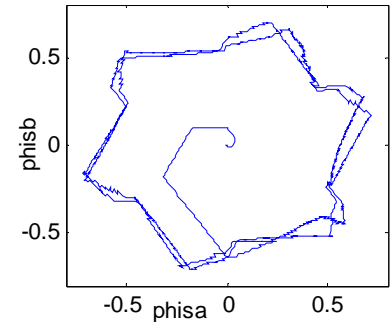
Fig. 6 - Stator flux vector locus and phase current waveform for  $\Delta\Phi/\Phi_0=0.14$



- Pour :  $\Delta\psi/\psi_0=0$



$\Delta\psi/\psi_0=0.07$



$\Delta\psi/\psi_0=0.14$

Fig.F.1: Comparaison des flux et courants statoriques

- [8] **N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi**  
 “Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive”, Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.

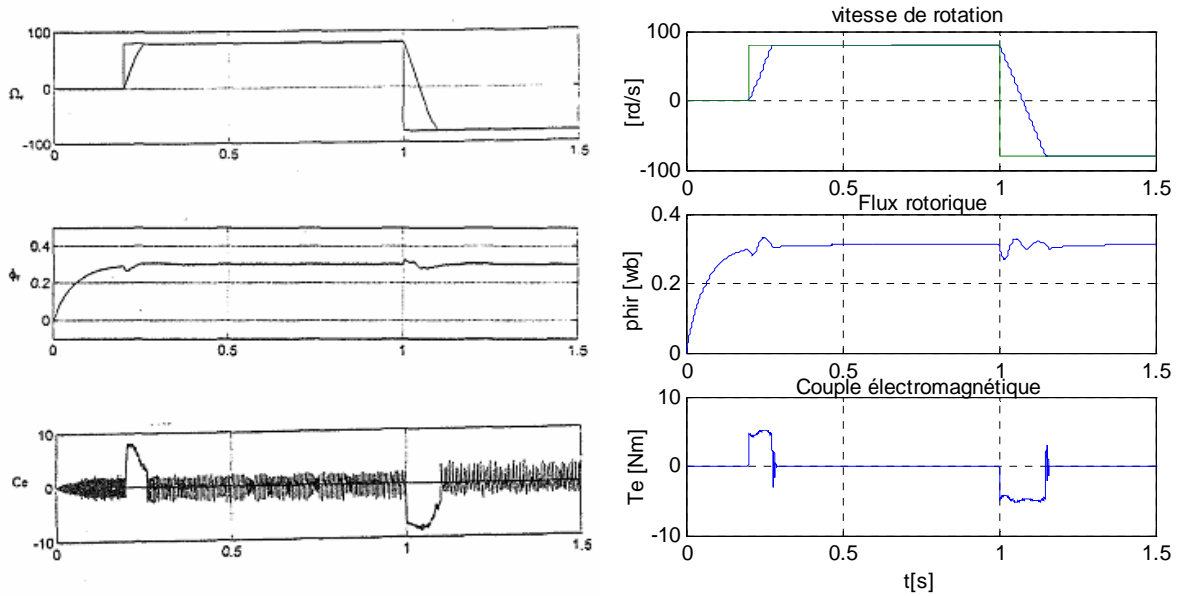


Fig.F.2: comparaison des figures de vitesses, flux rotoriques, et couples électromagnétiques

- [35] **Barambones O., Garrido A.J., Maseda F.J.**  
 “A Robust Field Motor with Flux Oriented Control of Induction Observer and Speed Adaptation”, Emerging Technologies and Factory Automation, IEEE Conference, vol.1. pp.245–252, Sept. 2003.

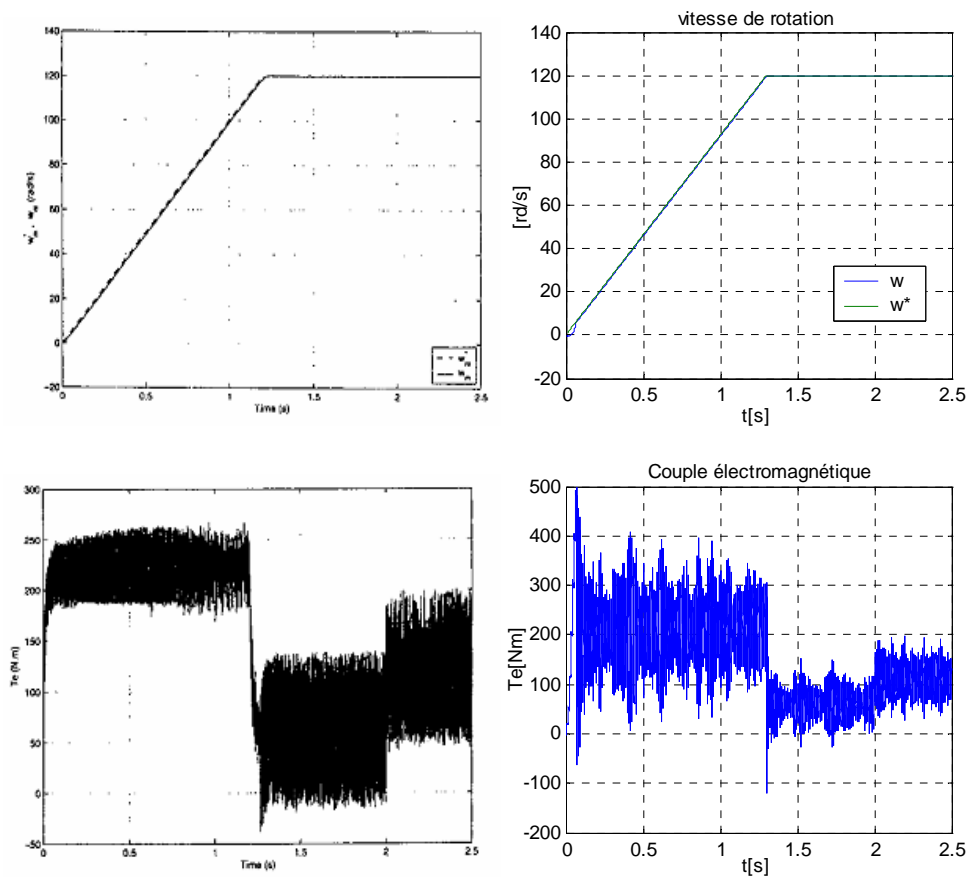


Fig.F.3: Comparaison des figures de vitesse, et couples électromagnétiques

- [91] **Barambones O., Alkorta, P., Garrido I., Garrido A.J.**  
 “Smoothing out the Adaptive Variable Structure Control Law for Induction Motors”,  
 Emerging Technologies and Factory Automation, IEEE Conference on Vol, pp.1449-1452 Sept. 2007.

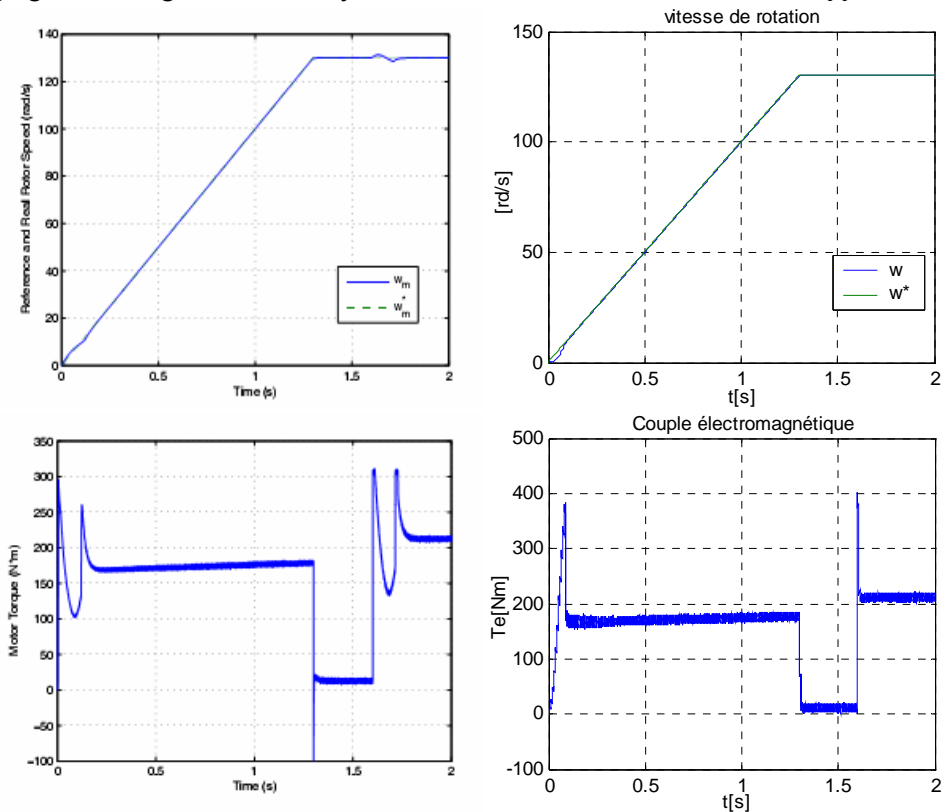


Fig.F.4: comparaison des figures de vitesse, et couples électromagnétiques

- [13] **Zhiwen Ma, Trillion Zheng, Fei lin, Xiaojie You**  
 “A New Sliding-mode Current Controller for Field Oriented Controlled Induction Motor Drives”,  
 Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication Nov. 2005.

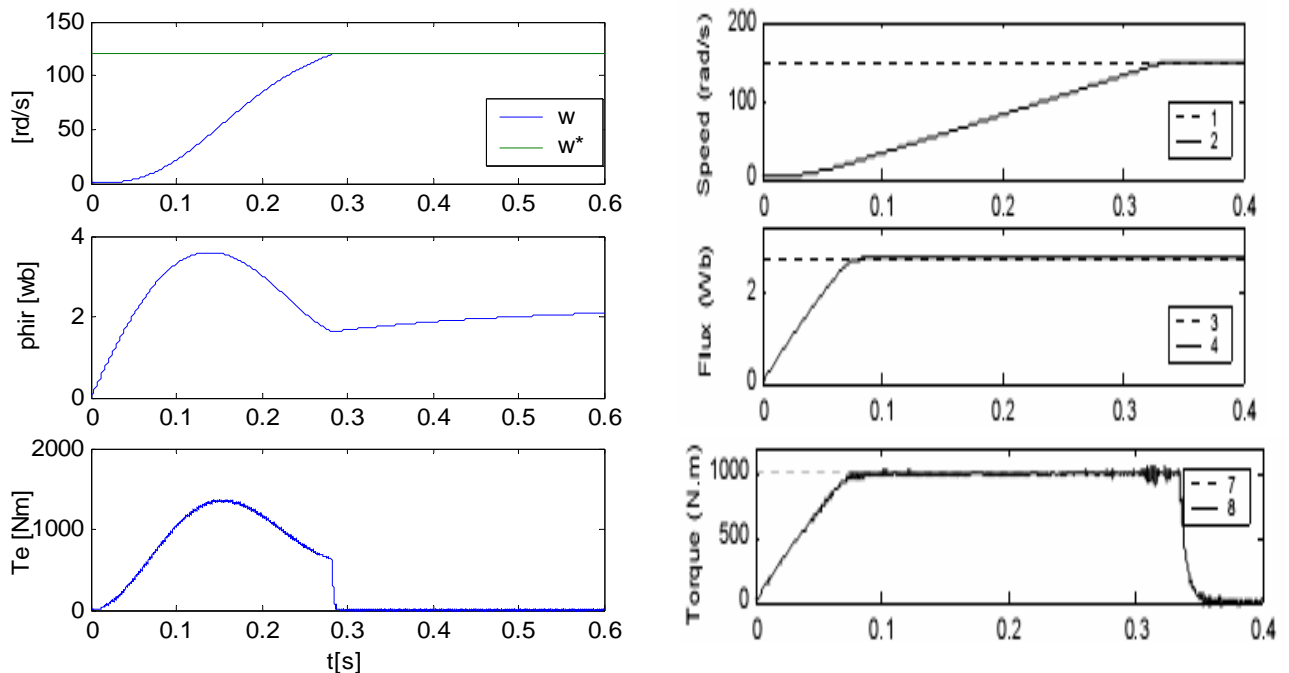


Fig.F.5: comparaison des figures de vitesse, flux, et couples électromagnétiques

[96] Cao-Minh Ta, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori

“MRAS-based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives using Instantaneous Reactive Power”, 27<sup>th</sup> Ann. Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society on vol.2, pp. 1417-1422, 2001.

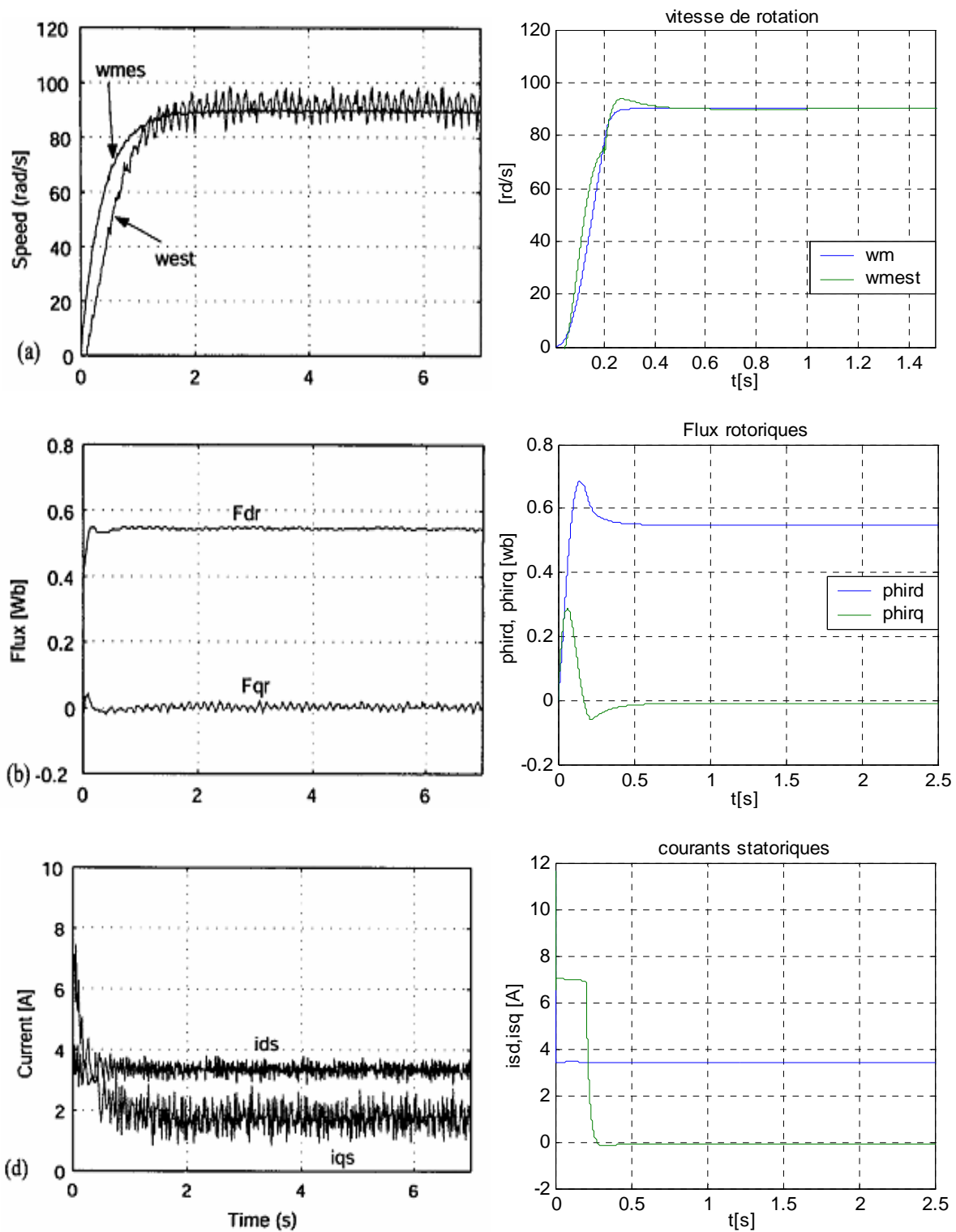


Fig.F.6.: Comparaison des figures de vitesses, composantes flux, et courants statoriques



[92] **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.

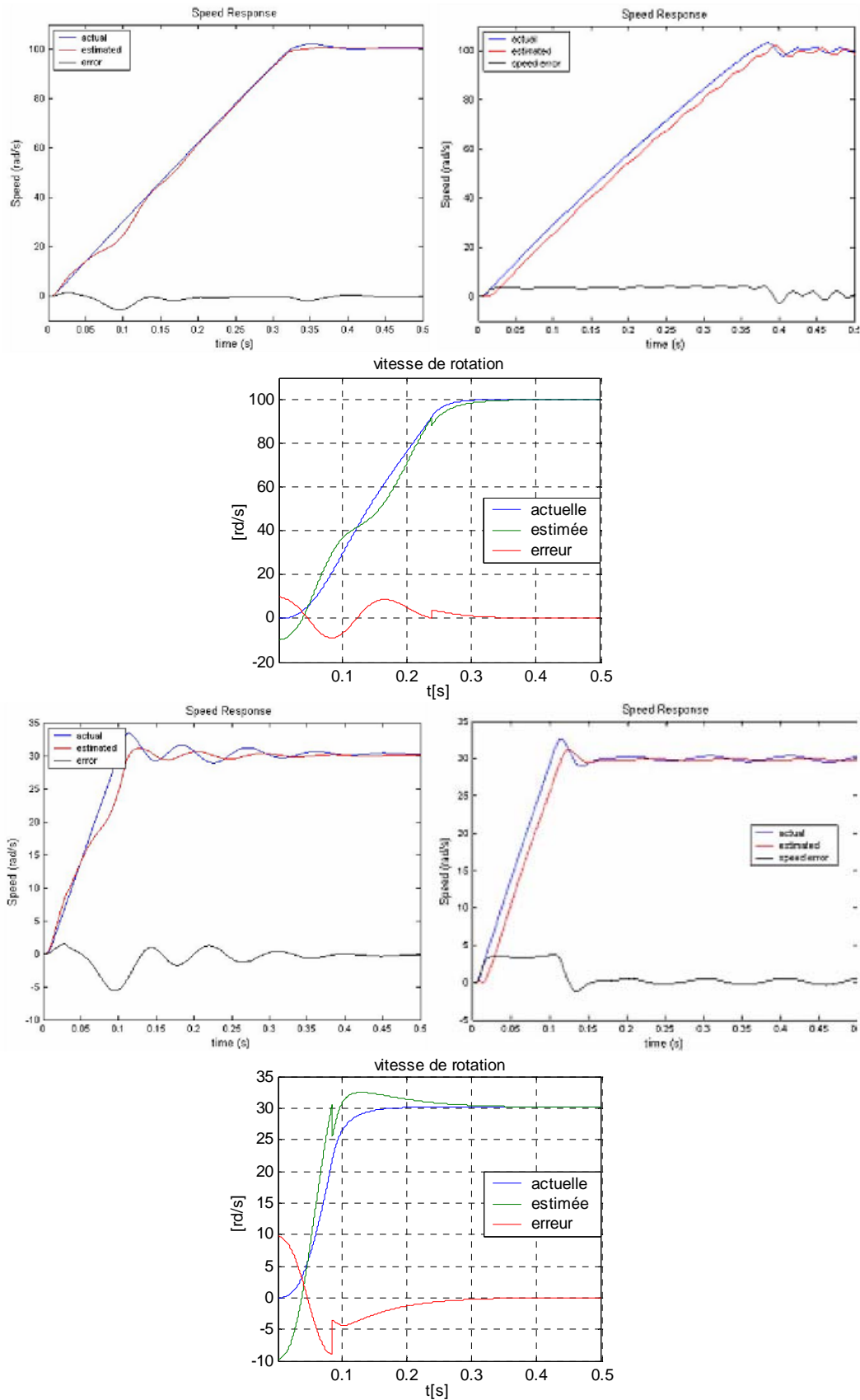


Fig.F.7: Comparaison des figures de vitesses

*Références  
bibliographiques*

## Références bibliographiques

- [1] **S. V. Ustun, M. Demirtas**  
“Optimal tuning of PI coefficients by using fuzzy-genetic for V/f controlled induction motor”, Elsevier, Expert Systems with Applications 34, pp. 2714–2720, 2008.
- [2] **Zhiwen Ma, Zheng T., Fei Lin**  
“Stability Improvement of V/Hz Controlled PWM Inverter-fed Induction Drives”, Industrial Electronics and Applications, 2006 1ST IEEE Conference on Volume, Issue, pp.1-4. 24-26 May 2006.
- [3] **Y-A- Chapuis, D. Roye, S. Courtine**  
“Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique”, Journal De Physique DL T 5, N° 6, June 1995.
- [4] **G. Guidi, H. Umida**  
“A Novel Stator Resistance Estimation Method for Speed-Sensorless Induction Motor Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 6, Nov/Dec 2000.
- [5] **A. Mezouar, M. K. Fellah, S. Hadjeri, O. Touhami, Y. Sahalim**  
“Robust Direct Field Oriented Control of Induction Motors Using Adaptive Observer”, IEEE ISIE 2006, July 9-12, 2006, Montreal, Quebec, Canada.
- [6] **A. Sabanovic, B. V. Izoimov**  
"Application of sliding modes to induction motor control", IEEE Trans. Idust. Applic. Vol.IA 13. N°.1, pp.41, 1981.
- [7] **Mitzova D., Mira C., de Fornel B.**  
“Speed Control of an Asynchronous Motor by Using Variable Structure Control”, Systems Engineering in the Service of Humans apos., Conference Proceedings., International Conference on Volume , Issue , vol.4. pp.447 – 452, Oct 1993.
- [8] **N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala, M.O. Mahmoudi**  
“Sliding Mode Control of an Asynchronous Motor Drive”, Power Electronics and Variable Speed Drives, Conference Publication No. 456 IEE, Sept. 1998.
- [9] **Mohamed M. Negm**  
“Integral VSC and Preview Control of Efficiency and Speed for a DC Drive” Power System Technology, 2002. Proceedings. International Conference on Volume 4, Issue , 2002.
- [10] **Mahieddine-Mahmoud S., Ramanou R., Kefsi L., Chrifi-Alaoui L.**  
“Sliding mode control: a new contribution using an integral action in the boundary layer”, Industrial Technology. IEEE International Conference on Volume, Issue, pp.681-686, Dec. 2006
- [11] **A. Hazzab, I. K. Bousserhane, P. Sicard**  
“Fuzzy Soft-Switching Law of an Adaptive Sliding Mode Controller for Induction Motor Speed Control”, IEEE ISIE, Montreal, Quebec, Canada, Jul. 2006
- [12] **Tian-Jun Fu, Wen-Fang Xie**  
“A novel sliding-mode control of induction motor using space vector modulation technique”, The Instrumentation, Systems, and Automation Society (ISA) Transactions 44. pp. 481–490, 2005.
- [13] **Zhiwen Ma, Trillion Zheng, Fei lin, Xiaojie You**  
“A New Sliding-mode Current Controller for Field Oriented Controlled Induction Motor Drives”, Industrial Electronics Society (IECON). 31st Ann. Con. of IEEE Publication Nov. 2005.
- [14] **Alkorta P., Barambones O., Garrido A. J., Garrido I.**  
“SVPWM Variable Structure Control of Induction Motor Drives”, Industrial Electronics, ISIE. IEEE International Symposium on Volume, Issue, pp.1195 – 1200, June 2007.
- [15] **A. Arias, L. Romeral, E. Aldabas, M. Jayne**  
“Stator flux optimised Direct Torque Control system for induction motors”, ELSEVIER, Electric Power Systems Research 73. pp.257–265. 2005.
- [16] **F. Zidani, R. Nait Said**  
“Direct Torque Control of Induction Motor with Fuzzy Minimization Torque Ripple”, Journal of Electrical Engineering, Vol. 56, No. 7-8, pp.183–188, 2005.

- [17] **D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani**  
“Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines”, IEEE, IECON, Bologna, Italy, sep. 1994.
- [18] **Yi Wang, Heming Li, Xinchun Shi**  
“Direct Torque Control with Space Vector Modulation for Induction Motors Fed by Cascaded Multilevel Inverters”, IEEE Industrial Electronics, 32nd Ann. Conf. pp. 1575 – 1579, Nov. 2006.
- [19] **Jun Zhang, Rahman M.F.**  
“Analysis and Design of a Novel Direct Flux Control Scheme for Induction Machine”, IEEE International Conference, Electric Machines and Drives, pp. 426 – 430, May 2005.
- [20] **D. Casadei, G. Serra, A. Tani**  
“Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, NO. 4, Jul. 2000.
- [21] **Toufouti Riad**  
“Contribution à la Commande Directe du Couple de la machine asynchrone ”, thèse de Doctorat de l'Université de Constantine 2008.
- [22] **Lin Chen, Kang-Ling Fang, Zi-Fan Hu**  
“A Scheme of Fuzzy Direct Torque Control for Induction Machine”, IEEE Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, Aug. 2005.
- [23] **G. Buja, D. Casadei, G. Serra**  
“Direct Torque Control of Induction Motor Drives”, IEEE Catalog Number: 97TH8280, Guimaras, Portugal, ISIE 97
- [24] **D. Casadei, F. Profumo, G. Serra, A. Tani**  
“FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, no. 5, Sept. 2002.
- [25] **Ramón Blasco Giménez**  
“High Performance Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives”, Thèse de Doctorat Nottingham 1995.
- [26] **M. W. Degner, R. D. Lorenz,**  
“Using multiple saliencies for the estimation of flux, position and velocity in AC machines,” IEEE Trans. Ind. Applicat., Vol. 34, pp. 1097–1104, Sept./Oct. 1998.
- [27] **Sbita Lassaâd, Ben Hamed Mouna**  
“An MRAS - based full Order Luenberger Observer for Sensorless”, ICGST-ACSE Journal, Volume 7, Issue 1, May 2007.
- [28] **Michael Hilaret**  
“Application des outils du traitement de signal à la commande des machines tournantes ”, Thèse de Doctorat, Université de Nantes 2001.
- [29] **Miran Rodic, Karel Jezernik,**  
“Speed-Sensorless Sliding-Mode Torque Control of an Induction Motor”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 1, Feb. 2002.
- [30] **Ahmad Razani Bin Haron**  
“Simulation Of Mras Based Speed Sensorless Estimation Techniques For Induction Machine Drives Using Matlab/Simulink”, Thèse de Master, Université de Technologie Malaysia 2006.
- [31] **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.
- [32] **H. Tajima, Y. Hori,**  
“Speed sensorless field-oriented control of the induction machine”, IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 29, pp. 175–180, Jan./Feb. 1993.
- [33] **Peng F., Fukao T.,**  
“Robust Speed Identification for Speed Sensorless Vector Control of Induction Motors”, IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, Vol.1, pp. 419-426. 1993.

- [34] **Suman Maiti, Chandan Chakraborty, Sabyasachi Sengupta**  
 “Adaptive Estimation of Speed and Rotor Time Constant for the Vector Controlled Induction Motor Drive Using Reactive Power”, The 33rd Ann. Conf. IEEE Industrial Electronics Society, Taipei, Taiwan Nov. 2007.
- [35] **Barambones O., Garrido A.J., Maseda F.J.**  
 “A Robust Field Motor with Flux Oriented Control of Induction Observer and Speed Adaptation”, Emerging Technologies and Factory Automation, IEEE Conference, vol.1. pp.245– 252, Sept. 2003.
- [36] **Smail Bachir**  
 “Contribution Au Diagnostic De La Machine Asynchrone Par Estimation Paramétrique”, Thèse de Doctorat, Université de Poitiers 2002.
- [37] **Marcin Żelechowski**  
 “Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) inverter- Fed Induction Motor Drive”, Thèse de Doctorat, Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Pologne, 2005.
- [38] **J. P. Caron, J. P. Hautier**  
 “Modélisation et commande de la Machine Asynchrone”, Edition Technip1995 ISBN 2-7108-0683-5.
- [39] **J. Chatelain**  
 “Machine électriques”, tome I, Edition Dunod 1983, ISBN 2-04-015620-8
- [40] **Rosendo Peña Eguiluz**  
 “Commande algorithmique d’un système mono-onduleur bimachine asynchrone destiné à la traction ferroviaire”, These Doctorat De l’INPT Toulouse 2002
- [41] **Marek Jasiński**  
 “Direct Power and Torque Control of AC/DC/AC Converter-Fed Induction Motor Drives”, Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering) Warsaw – Pologne, 2005.
- [42] **Bimal K. Bose**  
 “Modern Power Electronics and AC Drives” Edition Prentice Hall PTR 2002, ISBN 0-13-016743-6.
- [43] **Timothy L. Skvarenina**  
 “The Power Electronics Handbook”, Edition CRC Press LLC 2002, ISBN 0-8493-7336-0.
- [44] **Pierre Brosselard**  
 “Conception, Réalisation et Caractérisation d’interrupteurs (*thyristors* et *JFETs*) haute tension (5kV) en carbure de silicium ”, Thèse doctorat de l’INSA de Lyon 2004.
- [45] **Kwok K.Ng**  
 “Complete Guide to Semiconductor Devices”, Edition McGraw-Hill ISBN 0-17-113527-8.
- [46] **Franck Nallet**  
 “SiC pour l’Électronique de puissance du futur”, RE 3, Techniques de l’Ingénieur.
- [47] **Peter K. Steimer et al.**  
 “IGCT-une nouvelle génération de thyristors pour des onduleurs de forte puissance à moindre coût”, ABB Industrie AG, Revue ABB 5/98.
- [48] **Rashid, Muhammad H.**  
 “Power Electronics Handbook.” Academic Press Series in Engineering 2001, ISBN: 0-12-581650-2.
- [49] **Fairchild Semiconductor**  
 “AN9010 MOSFET Basics”, April 1999. [www.fairchild-direct.com](http://www.fairchild-direct.com).
- [50] **Serge Pittet**  
 “Modélisation Physique d’un Transistor de Puissance IGBT -Traînée en Tension à L’enclenchement”, Thèse doctorat EPFL Lausanne 2005.
- [51] **STMicroelectronics**  
 “IGBT Basics, AN1491 - Application Note”, 2001. <http://www.st.com>
- [52] **Motto, E.R., Donlon, J.F., Majumdar, G., Hatae, S.**  
 “A New Intelligent Power Module With Microprocessor Compatible Analog Current Feedback, Control Input, and Status Output Signals”, IEEE Thirty-First Industry Applications Conference, vol.3, pp. 1287 – 1291, Oct 1996
- [53] **François Bernot**  
 “Composants de l’électronique de puissance”, E3960 Technique de l’Ingénieur.

- [54] **Mitsubishi Electric Corporation**  
“Power Electronics Edition”, Mitsubishi Electric Advance, Vol. 97, ISSN 1345-3041, Mar. 2002.
- [55] **Analog Devices**  
“Implementing Space Vector Modulation with the ADMC33 (AN331-17)” Analog Devices Inc. Jan 2000.
- [56] **Mariusz Malinowski**  
“Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”, Thèse de Doctorat (Faculty of Electrical Engineering), Warsaw – Pologne, 2001.
- [57] **AP0801701**  
“Constant V/f Control of Induction Motors Using Space Vector Modulation” Infineon Technologies AG 2006. [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [58] **G. Grellet, G. Clerc**  
“Actionneurs Electrique Principes-Modèles-Commande”, Edit. Eyrolles 97. ISBN 2-212-09352-7.
- [59] **Kheldoun Aissa**  
“Amélioration des Performances d’un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté”, Thèse de Doctorat Université de Boumerdès Faculté des hydrocarbures et de la chimie 2007.
- [60] **Minh Ta-Cao, Hoang Le-Huy**  
“Rotor Resistance Estimation Using Fuzzy Logic for High Performance Induction Motor Drives ”, IEEE, Proceedings of the 24th Ann. Conf. of IES. Vol. 1, pp.303 – 308, Aug/Sep 1998.
- [61] **David Aguglia**  
“Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande vectorielle ”, Mémoire Maître ès science de l’Université de LAVAL Québec, Canada 2004.
- [62] **A. M. Trzynadlowski**  
“ Control of Induction Motors”, Edition Academic Press 2001, 0-12-701510-8.
- [63] **S. Khojet El Khil**  
“Commande Vectorielle d’une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA) ”, Thèse de Doctorat, INP de Toulouse 2006.
- [64] **G. Buche**  
“Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement temps réel Matlab/Simulink ”, PFE d’Ingénieur C.N.A.M. Grenoble 2001.
- [65] **Mihai Comanescu**  
“Flux and Speed Estimation Techniques for Sensorless Control of Induction Motors ”, Thèse de Doctorat Université de l’état d’Ohio USA 2005.
- [66] **Dariusz L. Sobczuk**  
“Application of ANN for Control of PWM Inverter Fed Induction Motor Drives”, Ph.D. Thesis, University of Technology Faculty of Electrical Engineering Warsaw 1999.
- [67] **Minh Ta Cao**  
“Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue”, Thèse (Ph.D.) Faculté des sciences et de Genie Université Laval Québec Dec. 1997.
- [68] **I.Takahashi, T.Noguchi,**  
“A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor,” IEEE Trans.Ind.Applicat.,vol. IA-22, pp. 820–827, Sept./Oct. 1986.
- [69] **Depenbroak 88.**  
“Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No. 4. Oct. 1988.
- [70] **ABB-1999**  
“Technical Guide No.1- Direct Torque Control”, <http://www.abb.fi/vsd/index.htm>
- [71] **Cristian Lascu, Ion Boldea, Frede Blaabjerg,**  
“A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive ” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, Jan/Feb 2000.
- [72] **Jun Zhang**  
“Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System” Doctor of Philosophy thesis, The University of New South Wales Aug 2006.

- [73] **Jamel Belhadj**  
“Commande Directe en Couple d’une Machine Asynchrone- Structures d’observation - Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs” Thèse de Doctorat Université de Tunis El-Manar, Ecole Nationale d’Ingénieurs de Tunis 2001.
- [74] **Ismail El Hassan**  
“Commande Haute Performance d'un Moteur Asynchrone sans Capteur de Vitesse par Control Directe du Couple ” Thèse de Doctorat INP de Toulouse 1999.
- [75] **Toh Chuen Ling**  
“Implementation of Direct Torque Control of Induction Machines Utilizing Digital Signal Processor (DSP) and Field Programmable Gate Arrays (FPGA)” Thesis of Master of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.
- [76] **Isao Takahashi, Youichi Ohmori**  
“High-Performance Direct Torque Control of Induction Motor”, IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 25, No. 2, Mar/Apr 1989 p 257-264.
- [77] **Abdelnassir Abdalla**  
“Torque Ripple Minimization in Direct Torque Control of Induction Machines”, Thèse de Master Université de Akron 2005.
- [78] **Zool Hilmi Bin Ismail**  
“Direct Torque Control of induction motor drives using Space Vector Modulation (DTC-SVM)”, Master thesis of Engineering Faculty of Electrical Engineering University Technology Malaysia 2005.
- [79] **Vadim I. Utkin**  
“Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives”  
IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 40, NO. 1, February 1993
- [80] **Sivert A., Betin F., Faqir A., Capolino G.A.**  
“Robust control of an induction machine drive using a time-varying sliding surface”, Industrial Electronics, 2004 IEEE International Symposium on Vol. 2, pp. 1369 – 1374, May 2004.
- [81] **W. Perruquetti, J.P. Barbot**  
“Sliding Mode Control in Engineering”, Edition Marcel Dekker 2002, ISBN 0-8247-0671-4.
- [82] **Weibing Gao, Yufu Wang, Abdollah Homaifa**  
“Discrete-Time Variable Structure Control Systems”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 2, Aprl. 1995.
- [83] **Weibing Gao, James C. Hung**  
“Variable Structure Control of Nonlinear Systems: A New Approach”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 40, No. 1, Feb 199
- [84] **Slotine J.-J. E.**  
“Applied Nonlinear Control”, Edition Prentice Hall 1991, ISBN 0-13-040890-5.
- [85] **V. I. UTKIN**  
“Variable Structure Systems with Sliding Modes”, IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. AC-22, No. 2, pp. 212-222, April 1977.
- [86] **Faqir A., Betin F., Chrifi Alaoui L., Nahid B., Pinchon D.**  
“Varying Sliding Surface Control of an induction machine drive”, Control Applications, Proceedings of 2003 IEEE Conference on Vol. 1, pp. 93 - 98 23-25, Jun. 2003.
- [87] **John Y. Hung, Weibing Gao, James C. Hung**  
“Variable Structure Control: A Survey”, IEEE Transaction on Industrial Electronics Vol. 40, No. 1, Feb. 1993.
- [88] **A. L. Nemmour**  
“Contribution à la Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double Alimentation”, Mémoire de Magistère de l'Université de Batna 2002.
- [89] **Hung, J.C.**  
“Chattering Handling for Variable Structure Control Systems”, Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON apos,93., International Conference on vol.3. pp. 1968 – 1972, Nov 1993.

- [90] **Zaharieva, T.**  
“ Les algorithmes de commande à structure variable appliqués à un moteur synchrone autopiloté pour le contrôle en vitesse et en position ”, Thèse de L'INSA de Toulouse, 1998.
- [91] **Barambones O., Alkorta, P., Garrido I., Garrido A.J.**  
“Smoothing out the Adaptive Variable Structure Control Law for Induction Motors”, Emerging Technologies and Factory Automation, IEEE Conference on Vol, pp.1449-1452 Sept. 2007.
- [92] **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.
- [93] **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.
- [94] **Joachim Holtz**  
“Sensorless Control of Induction Motor Drives”, Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 8, Aug 2002
- [95] **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.
- [96] **Cao-Minh Ta, Toshiyuki Uchida, Yoichi Hori**  
“MRAS-based Speed Sensorless Control for Induction Motor Drives using Instantaneous Reactive Power”, 27<sup>th</sup> Ann. Conf. of the IEEE Industrial Electronics Society on vol.2, pp. 1417-1422, 2001.
- [97] **Lotfi 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, 1999.



**ملخص:** أخذت الآلات الكهربائية اهتماما بالغا من قبل الباحثين، لأن إيجابياتها تجلت في قدرتها على التكيف في كافة البيئات و لمرودها الفعال، متفوقة بذلك على الأجهزة الأخرى غير الكهربائية. نظرا للسهولة والكلفة المنخفضة و انعدام الصيانة، فإن الآلة اللازامية هي بدون شك الأكثر استعمالا صناعيا، إن مجال استعمالها يمتد من الميكرو محرك إلى المحركات ذات الاستطاعة الكبيرة. إن التقدم الحالي للتكنولوجيات في مجال الإلكترونيات الاستطاعة و معالجة الإشارات الرقمية، فتح السبل للباحثين من أجل تطوير أساليب التحكم الفائقة التي تستجيب للمتطلبات الصناعية. إن أنظمة التحكم الأكثر تواجدا صناعيا حاليا هي، نظام التحكم السلمي، نظام التحكم الشعاعي (FOC)، و نظام التحكم المباشر في العزم (DTC). النظام الأول مرغوب في التطبيقات التي لا تتطلب دقة كبيرة في التحكم. أما النظامين (FOC) و (DTC) فإنهما مطلوبين بشدة عندما يتعلق الأمر بمتطلبات أكثر دقة و جودة في التحكم. إلا أنهما لا يخلوان من بعض النقص، منها الحساسية للإرتتبات الداخلية و الخارجية. الشيء الذي فتح المجال أمام الباحثين لتطوير طرق جديدة لتحسينهما. من أجل ذلك يتمثل هذا العمل في تطوير بنية نظام التحكم غير المباشر بحقل موجه (IRFOC). الهدف هو إدخال تقنية التعديل الشعاعي الفضائي (SVPWM) للتحكم في مموح التوتر بغية التقليل من تموجات التيارات و العزم. الهدف الثاني هو استعمال الأنظمة ذات البنية المتغيرة بالنمط الإنزلاقي من أجل جعل النظام غير حساس للإرتتبات. أخيرا و بغية حذف ملتقط السرعة و ملتقط عزم الحمولة تم استعمال على الترتيب، تقنية نظام التحكم التلائمي بنموذج مرجعي (MRAS) و ملاحظ من نوع Luenberger.

**كلمات مفتاحية:** آلة لآلامية، تحكم مباشر في العزم، التحكم الشعاعي غير المباشر بحقل موجه، التعديل الشعاعي الفضائي، النمط الإنزلاقي، نظام التحكم التلائمي بنموذج مرجعي، ملاحظ Luenberger، تحكم بدون ملتقطات.

**Résumé:** Les machines électriques ont acquis un intérêt énorme de la part des chercheurs, car leurs avantages sont incontestables de par leurs aptitudes à s'adapter à tout environnement et à leurs rendements efficaces, dépassant ainsi d'autres actionneurs non électriques.

Vu, la simplicité, le coût réduit, et l'absence d'entretien, le moteur asynchrone est le plus utilisé, sa gamme d'utilisation s'étant du micromoteur aux moteurs à très grandes puissances. Les avancées technologiques récentes de l'électronique de puissance et de traitement de signal numérique, ont ouverts aux chercheurs les voix de développements de commandes performantes qui répondent aux exigences industrielles.

Les commandes actuellement prépondérantes dans l'industrie sont, la commande scalaire, la commande vectorielle à flux orienté FOC, et la commande directe du couple DTC. La première est préféré dans les applications à faibles performances, tandis que la FOC est la DTC, sont très sollicitées quand il s'agit d'exigences plus performantes. Cependant, toutes les deux présentent quelques inconvénients, dont la sensibilité aux incertitudes intérieurs et extérieurs. Ce qui laisse les portes ouvertes aux chercheurs de développer de nouvelles techniques pour les améliorer. C'est pourquoi, ce travail présente le développement d'une structure de commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté IRFOC.

Le premier objectif est d'améliorer la commande de l'onduleur de tension par l'introduction de la technique de modulation vectorielle SVPWM très convoité par les industriels, afin d'atténuer les ondulations des courants et du couple. Le deuxième objectif est l'application des systèmes à structure variable par mode glissant aux régulateurs dans le but de rendre la commande robuste envers les incertitudes. Enfin, le dernier objectif est de supprimer les capteurs de vitesse et du couple de charge en introduisant respectivement, la méthode de système adaptatif à modèle de référence MRAS, et un observateur de type Luenberger.

**Mots Clés:** Machine Asynchrone, DTC, IRFOC, SVPWM, Mode glissant, MRAS, observateur de Luenberger, Commande Sans Capteurs.

**Abstract:** The electric machines had a great interest by the researchers, because their advantages are seen in their aptitudes for adapting to any environments, and their efficiency, thus exceeding other nonelectric actuators.

Considering, simplicity, reduced cost, and absence of maintenance, the asynchronous motor is undoubtedly the most used industrially, its range of use extend from micro motors until very great ones. The recent technological advances of power electronics and digital signal processing have opened to the researchers a ways to develop controls with good performances.

The recent controls dominating in industry are, the control with constant V/f, the field oriented control FOC, and the direct torque control DTC. The first one is preferred in the applications with poor performances, whereas the FOC and DTC are much requested when they are high performances requirements. However, both present some disadvantages, like sensitivity to internals and/or externals uncertainties. What leaves the doors open to the researchers to develop new techniques to improve them.

This is why this work presents the development of a structure of vector control, and in particular the indirect rotor field oriented control IRFOC.

The first objective of this thesis is the introduction of the technique of space vector modulation SVPWM to control the inverter in order to attenuate the currents and torque ripples.

The second objective is the use of the variable structure systems by sliding mode applied to the controllers for the robustness against uncertainties. Lastly, the objective is to remove the velocity and the load torque sensors by the introduction the method of model reference adaptive system MRAS, and using Luenberger observers type.

**Key words:** Induction Machine, DTC, IRFOC, SVPWM, Sliding Mode, MRAS, Luenberger observer, Sensorless control