

RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE



UNIVERSITÉ MENTOURI CONSTANTINE
FACULTÉ DES SCIENCES DE L'INGÉNIEUR
DÉPARTEMENT D'ÉLECTROTECHNIQUE

THÈSE

PRÉSENTÉE POUR L'OBTENTION DU DIPLÔME DE DOCTORAT EN SCIENCES

EN ÉLECTROTECHNIQUE

SPÉCIALITÉ

MACHINES ÉLECTRIQUES

TITRE

**CONTRIBUTION A LA COMMANDE
DIRECTE DU COUPLE
DE LA MACHINE ASYNCHRONE**

PRÉSENTÉE PAR

Monsieur TOUFOUTI RIAD

Soutenue le: 02/06/2008

DEVANT LE JURY CONSTITUÉ DE

<u>Président:</u>	AÏSSA BOUZID	Prof.	Univ. Mentouri Constantine
<u>Rapporteur:</u>	HOCINE BENALLA	Prof.	Univ. Mentouri Constantine
<u>Examineurs:</u>	RACHID ABDESSEMED	Prof.	Univ. Hadj Lakhdar Batna
	AMMAR MOUSSI	Prof.	Univ. Mohamed Khider Biskra
	AMAR BENTOUNSI	M. C.	Univ. Mentouri Constantine

2008

Dédicaces

A ma femme mes deux filles Raïhane et Tesnime

A ma grande famille

A mes chers frères et sœurs et leurs enfants

Au parent frères et sœurs de ma femme

REMERCIEMENTS

Les travaux de recherche présentés dans ce mémoire ont été effectués au Laboratoire d'Electrotechnique de l'Université de Constantine(L.E.C).

Je commencerais par exprimer ma profonde gratitude envers mon directeur de thèse Monsieur Hocine BENALLA, Professeur à l'Université de Constantine, pour la confiance qu'il m'a toujours témoignée. J'ai tout particulièrement apprécié ses encouragements et ses conseils, surtout en fin de thèse. Notre collaboration m'a permis de progresser et de me constituer de solides bases pour le futur. En outre, il m'a permis de comprendre de ne jamais abandonner en recherche malgré les nombreux obstacles...

Je tiens également à remercier :

Monsieur Aïssa BOUZID, Professeur à l'Université de Constantine, qui m'a fait l'honneur de présider le jury, Mes remerciements vont également aux membres du jury qui m'ont fait l'honneur de participer au jury pour l'intérêt qu'il ont bien voulu porter à ce travail, en acceptant de l'examiner, en l'occurrence : Monsieur Rachid ABDESSEMED, Professeur à l'Université de Batna, Monsieur Ammar MOUSSI, Professeur à l'Université de Biskra et Monsieur Ammar BENTOUNSI, Maître de conférence à l'Université de Constantine.

Leurs intervention vont sans aucun doute enrichie le débat et ouvrir de nouvelles perspectives à mes travaux.

Je tiens aussi à exprimer ma profonde gratitude et mes remerciements les plus sincères à Messieurs Med El-Hadi LATRECHE Directeur de LEC de l'Université de Constantine.

Je suis reconnaissant envers Monsieur Yves-Andre Chapuis, Professeur (CNRS) France, Monsieur Xavier Roboam Chargé de Recherches (CNRS) France et Monsieur Miloudi Abdallah professeur du C.U Moulay Thahar Saida pour l'intérêt qu'il m'ont témoignés envers mon travail et la documentation q'il m'a transmise.

Que ceux que j'ai oublié de citer sachant combien je leur serais toujours reconnaissant.

Je n'ose citer des noms de peur d'oublier quelqu'un mais je garderai en mémoire leur aide et leur soutien.

Mes remerciements s'adressent aussi à tous mes collègues mes amis et tous les membres de ma famille, en particulier ma femme, pour leurs encouragements et leur appui moral qui m'ont permis de mener à bon terme ce travail.

Travaux scientifiques

Publications Internationales

1. **ACSE** International Journal on Automatic Control and System Engineering, Volume 6, Issue 2, pp. 33-40, June 2006.

ISSN 1687-4811

Titre: *Direct Torque Control for Induction Motor Using Fuzzy Logic*

Auteurs: **Riad Toufouti**, Salima Meziane & Hocine Benalla

2. **IJAER** International Journal of Applied Engineering Research Volume 2, Number 3, pp.453–466, 2007.

ISSN 0973-4562

Titre: *Direct Torque Control for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation*

Auteurs: **Riad Toufouti**, Salima Meziane & Hocine Benalla.

3. **ACSE** International Journal on Automatic Control and System Engineering, Volume 6, Issue 3, pp. 47-53, October 2006.

ISSN 1687-4811

Titre: *Review of Direct Torque and Flux Control Methods for Voltage Source Inverter Fed Induction Motor*

Auteurs: Salima Meziane, **Riad Toufouti** & Hocine Benalla

4. **JATIT** Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Volume 3, Number 3, pp. 35-44, July-September, 2007.

ISSN 1992-8645

Titre: *Direct Torque Control for Induction Motor Using Intelligent Techniques*

Auteurs: **Riad Toufouti**, Salima Meziane & Hocine Benalla

5. **ACTA** Electrotechnica et Informatica, Volume 7, Number 1 pp. 22-28, 2007.

ISSN 1335-8243

Titre: *Direct Torque Control Strategy of Induction Motors*

Auteurs: **Riad Toufouti**, Salima Meziane & Hocine Benalla.

Publications Nationales

1. **COST** Communication Sciences et Technologie, N° 6, pp. 22-28, 2007. Janvier 2008.

ISSN 1112-5187

Titre: *Correction d'ondulation du couple et de flux de la DTC d'une machine asynchrone*

Auteurs: **Riad Toufouti**, Salima Meziane & H. Benalla.

Communications Internationales

1. **World Conference on Energy for Sustainable Development:** Technology Advances and Environmental Issues, Cairo, Egypt, December 6-9, 2004.

Titre: *DTC Modifie D'un Moteur Asynchrone*

Auteurs: **Toufouti Riad**, Meziane Salima & Benalla Hocine

2. **World Conference on Energy for Sustainable Development:** Technology Advances and Environmental Issues, Cairo, Egypt, December 6-9, 2004.

Titre: *Contrôle Direct du Couple de la Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur de Tension Trois-Niveaux*

Auteurs: **Toufouti Riad**, Meziane Salima & Benalla Hocine.

3. **PCIM'05** International Conference Power Electronics Intelligent Motion, Power Quality / Energy Management June 7 – 9, 2005 in Nürnberg, Germany

Titre: *A Modified Direct Torque Control Strategy for Flux And Torque Ripple Reduction for Induction Motors Drive*

Auteurs: **Toufouti Riad**, Benalla Hocine & Meziane Salima.

4. **SSD'07** Fourth International conference on Systems, signals & Devices, Volume II: Conference on Power Electrical Systems Hammamet, Tunisia March 19-22, 2007

Titre: *The space sectors modification for direct torque control of induction motor*

Auteurs: **Toufouti Riad**, Meziane Salima , Hocine Benalla & Fateh Mehazem.

Communications Nationales

1. **ICEEA'06** Conférence Internationale sur l'électrotechnique et ses Applications, Sidi Bel Abbès, 22-23 Mai 2006.

Titre: *Etude comparative entre la DTC deux-niveaux et la DTC trois-niveaux de la machine asynchrone*

Auteurs: Salima.Meziane, **Riad Toufouti** & H. Benalla.

LISTE DES SYMBOLES

Paramètres du Modèle

R_s	Résistance statorique.
R_r	Résistance rotorique.
L_s	L'inductance propre d'une phase statorique.
L_r	L'inductance propre d'une phase rotorique.
M_{sr}	La mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques
J	Moment d'inertie du rotor
p	Nombre de paires de pôles

Variables électriques et mécaniques de la machine

E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur
V_s	La tension statorique
I_s	Le courant statorique
I_r	Le courant rotorique
φ_s	Le flux du stator
φ_r	Le flux du rotor
ω_s	La pulsation statorique
ω	La pulsation mécanique
ω_{sl}	La pulsation de glissement
θ_r	L'angle électrique entre le rotor et le stator
θ_{sl}	L'angle électrique entre l'axe d et le rotor.
θ_s	L'angle électrique entre l'axe d et le stator
$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$	Coefficient de dispersion de Blondel
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$	La constante de temps rotorique
$T_s = \frac{L_s}{R_s}$	La constante de temps statorique
γ	l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
C_r	Couple de charge

Indices

a, b, c	Variables exprimées dans le repère fixe triphasé
d, q	Variables exprimées dans le repère (d,q) tournant à la vitesse synchrone
α, β	Variables exprimées dans le repère fixe biphasé (α, β)

Variables de commande et de régulation

T_e	La période d'échantillonnage
K_p, K_I	Le gain proportionnel et intégral de l'estimateur PI
\hat{C}_e	Le couple estimé
$\hat{\varphi}_s$	Le flux estimé
C_e^*	Le couple de référence
φ_s^*	Le flux de référence
η	Le pas d'apprentissage
f_c	La fréquence de commutation

ABRÉVIATIONS

MAS	<i>Machine asynchrone</i>
IFOC	<i>Acronyme de Indirect Field oriented control</i>
FOC	<i>Acronyme de Field oriented control</i>
DTC	<i>Acronyme de Direct torque control</i>
DSC	<i>Acronyme de Direct self control</i>
SVM	<i>Acronyme de Space vector modulation</i>
PWM	<i>Acronyme Pulse with modulation</i>
IGBT	<i>Acronyme insolated gate bipolar transistor</i>
GTO	<i>Acronyme Gate Turn Off</i>
ANN	<i>Acronyme artificial neural networks</i>
MLP	<i>Acronyme Multi layer Perceptrons</i>
FNN	<i>Acronyme Fuzzy neural Networks</i>
FLP	<i>Acronyme Fuzzy logic processor</i>
MLI	<i>Modulation par largeur d'impulsion</i>
RN	<i>Réseaux neurone</i>
LF	<i>Logique floue</i>
RLF	<i>Régulateur par logique floue</i>
DTNC	<i>Commande neuronale directe du couple</i>
DTFC	<i>Commande floue directe du couple</i>
DTNFC	<i>Commande Neuro-Floue directe du couple</i>
ANFIS	<i>Contrôleur d'inférence Neuro Floue Adaptatif</i>

SOMMAIRE

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE -----	01
CHAPITRE 1 ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE -----	05
1.1 Introduction-----	05
1.2 Commande Scalaire -----	06
1.3 Commande Vectorielle-----	07
1.4 Commande Directe de Couple -----	08
1.4.1. <i>Caractéristiques Générales d'une Commande Directe de Couple</i> -----	09
1.4.2. <i>Avantages de la Commande Directe de Couple</i> -----	09
1.4.3. <i>Inconvénients de la Commande Directe de Couple</i> -----	09
1.5 Le DSC (Direct Self Control) -----	10
1.6 Techniques d'amélioration de la DTC -----	10
1.7 Résumé de l'état de l'art des stratégies de commande pour les machines électriques -----	16
1.8 Points de Notre contribution -----	18
CHAPITRE 2 MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE-----	19
2.1 Introduction -----	19
2.2 Description Du Moteur Asynchrone A Cage -----	20
2.3 Problèmes Posés Par Le Moteur Asynchrone -----	21
2.4 Hypothèses Simplificatrices -----	21
2.5 Modélisation De La Machine Asynchrone -----	22
2.5.1. <i>Équations électriques</i> -----	22
2.5.2. <i>Equations Magnétiques</i> -----	23
2.5.3. <i>Modèle de Park.</i> -----	23
2.5.4. <i>Modèle Exprimé Dans Le Repère (d,q) Lié Au Champ Tournant</i> -----	25
2.5.5. <i>Modèle Exprimé Dans Le Repère (d,q) Lié Au Stator</i> -----	27
2.6. Modélisation Des Onduleurs De Tension. -----	28
2.6.1. <i>Vecteurs Tension Et Séquences De Niveaux De Phase D'un Onduleur A 2-Niveaux</i> -----	29
2.6.2. <i>Structures de MLI</i> -----	30
2.7. La Commande Vectorielle Des Machines Asynchrones-----	31
2.7.1. <i>Découplage De La Commande Selon L'orientation Du Flux</i> -----	32
2.7.2. <i>Analogie avec le moteur à courant continu</i> -----	33
2.7.3. <i>Etude des Méthodes Directe et Indirecte du Contrôle à Flux Rotorique Orienté</i> -----	34
2.7.3.1. <i>Le contrôle direct</i> -----	34
2.7.3.2. <i>Le contrôle indirect</i> -----	35
2.7.3.3. <i>Conclusion sur les méthodes de contrôle direct et indirect à flux rotorique orienté</i> -----	38
2.8. Conclusion -----	44
CHAPITRE 3 COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE -----	45
3.1. Introduction-----	45
3.2. Les Commandes En Amplitude -----	46
3.3. Principe De La Commande DTC Et DSC -----	46
3.3.1. <i>Contrôle Direct Du Couple</i> -----	47
3.3.1.1. <i>Contrôle du flux statorique</i> -----	48
3.3.1.2. <i>Contrôle du couple électromagnétique</i> -----	50
3.3.2. <i>Estimation Du Flux Statorique Et Du Couple Electromagnétique</i> -----	53
3.3.2.1. <i>Estimation du module et du secteur position du flux statorique</i> -----	53
3.3.2.2. <i>Estimation du couple électromagnétique</i> -----	54
3.3.3. <i>Réglage Du Flux Statorique Et Du Couple Electromagnétique</i> -----	55
3.4. Présentation Et Utilisation Du Module De Simulation En Matlab/Simulink-----	57
3.5. Influences des Bandes d'hystérésis des Comparateurs-----	60
3.5.1. <i>Effet de la bande d'hystérésis du comparateur de flux.</i> -----	58
3.5.2. <i>Effet de la bande d'hystérésis du comparateur de couple</i> -----	60
3.5.3. <i>Contrôle Vectoriel Direct Du Flux Statorique : DSC</i> -----	63
3.6 Conclusion -----	68

CHAPITRE 4	AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA DTC DE LA MACHINE	
	ASYNCHRONE	69
4.1	Introduction	69
4.2	Etude du Régime Transitoire et établi du flux statorique	70
4.2.1	Etablissement Simultané Du Flux Et Du Couple	70
4.2.1.1.	Phénomène d'ondulation du flux statorique	70
4.2.2	Fin D'établissement Du Flux Avec Un Couple Etabli	72
4.2.2.1.	Etude De L'influence Du Terme Résistif	72
4.2.3	Correction Des Ondulations Du Flux	74
4.2.3.1.	Le Mode de Décalage des Zones	74
4.2.4	Effet De La Variation De Résistance Statorique Sur La Commandé DTC	77
4.2.4.1.	Influence de la variation de la résistance statorique	77
4.2.4.2.	Estimation et compensation de la variation de la résistance statorique	77
4.3	Amélioration Des Performances De La DTC	82
4.3.1	Le contrôle direct du couple modifié	82
4.3.2	Le contrôle direct du couple douze secteurs	85
4.3.3	Contrôle direct du couple basé sur la modulation vectorielle	88
4.3.3.1.	Modèle approximatif de la machine	89
4.3.3.2.	Contrôle du flux et du couple	90
4.3.4	DTC D'une Machine Asynchrone Alimentée Par Onduleur 3 Niveaux	95
4.3.4.1.	Onduleurs Multi-niveaux	95
4.3.4.2.	Topologies D'onduleurs Multiniveaux	96
4.3.4.3.	Présentation de L'onduleur de Tension Trois Niveaux	96
4.3.4.4.	DTC de la Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur 3- Niveau	98
4.4	Conclusion	101
CHAPITRE 5	DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE BASE SUR LES TECHNIQUES	
	INTELLIGENTES	103
5.1	Introduction	103
5.2	Les Réseaux De Neurones	104
5.2.1	Les Réseaux De Neurones Artificiels	104
5.2.1.1.	Neurone formel	102
5.2.1.2.	Perceptrons multicouches	105
5.2.2	Commande neuronale directe du couple (DTNC)	107
5.3	Logique Floue	109
5.3.1	Définition de la Logique Floue	109
5.3.1	Commande Par Logique Floue	110
5.3.2	Principes généraux d'une commande par logique floue	110
5.3.2.1.	Fuzzification	111
5.3.2.2.	Base de règles et définitions	111
5.3.3	Défuzzification	112
5.3.4	Commande Floue directe du couple (DTFC)	113
5.4	Les Réseaux de Neurones Flous	119
5.4.1	Les Différentes approches des FNN	119
5.4.2	Commande Neuro-floue directe du couple (DTCNF):	120
5.4.2.1.	Contrôleur d'inférence Neuro Floue Adaptatif (ANFIS)	120
5.4.3	Commande directe du couple basée sur les réseaux Neuro Floue Adaptatif	121
5.5	Conclusion	124
Conclusion Générale		125
Annexe A		127
Annexe B		128
Annexe C		134
Annexe D		137
Bibliographique		149

INTRODUCTION
GENERALE

Depuis le début des années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position de précision [12]. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse de rotation...etc.

Par la suite, la machine asynchrone bénéficia d'une attention particulière dans les installations industrielles modernes, pour plusieurs raisons, notamment : son faible coût, sa masse réduite, sa robustesse et sa simplicité de fabrication et d'entretien.

Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liée aux interactions électromagnétiques, mécaniques,...etc.

D'autre part, à la différence du moteur à courant continu où il suffit de faire varier la tension d'alimentation de l'induit pour faire varier la vitesse, le moteur asynchrone nécessite l'utilisation de courants alternatifs de fréquence variable. L'un des principaux problèmes était lié à l'onduleur devant fonctionner en commutation forcée.

La machine asynchrone a donc longtemps été utilisée essentiellement à vitesse constante, faute de pouvoir maîtriser convenablement la dynamique de l'ensemble moteur-charge.

L'apparition des thyristors GTO et, par la suite, des transistors IGBT a permis le développement d'onduleurs à MLI performants, fiables et à faible coût. Le problème de l'alimentation étant pratiquement réglé les stratégies de commande ont pu être implantées dans des conditions satisfaisantes.

Toutefois, la commande de la machine asynchrone reste complexe par les développements théoriques mis en oeuvre et la difficulté à identifier certains paramètres en temps réel (observateurs en boucle fermée).

Notons par ailleurs que la commande vectorielle impose généralement le pilotage d'un convertisseur de puissance à travers un modulateur de puissance. On parle alors de techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI). Depuis, de nombreuses applications technologiques ont pu être développées et réalisées dans des secteurs industriels comme la traction ferroviaire, le domaine des machines-outils et dernièrement le véhicule électrique. Cependant cette structure nécessite, en général, la mise en place d'un capteur sur l'arbre pour la connaissance d'une grandeur mécanique [5]. De plus elle reste très sensible aux variations des paramètres de la machine, notamment celles de la résistance rotorique, qui sont délicates à identifier en cours de fonctionnement [6]-[13]. Pour cela, beaucoup d'algorithmes et autres arrangements ont été développés pour prendre en compte ces variations de paramètres de la machine dans la commande [7]-[13]. Néanmoins, ces arrangements augmentent la complexité et le coût de système.

Les méthodes de contrôle direct de couple (DTC: Direct Torque Control) des machines asynchrones sont apparues à la fin des années 1980, concurrençant les méthodes de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières, qui sont basées sur des formalismes mathématiques pointus mais rigoureux[7], les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine[50]. Souvent, les actions de réglage étaient entreprises en recourant à de simples comparateurs à hystérésis et des tableaux de localisation [6,50]. L'implémentation de ces algorithmes était donc plus simple, à une époque où les moyens informatiques ne cessaient de progresser en puissance et en vitesse.

Les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation, performances aux faibles vitesses) sont néanmoins contre balancés par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné ; par principe, le comparateur conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques. L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis ; d'autre part à l'influence de variation de la résistance statorique de la machine asynchrone est due généralement à la variation de la charge et de la température du milieu ambiant. Elle varie pratiquement d'une manière irrégulière pendant le fonctionnement, cette variation provoquant une erreur d'estimation du flux statorique et du couple, ce qui peut causer l'instabilité de la DTC par l'application de séquences non conformes à l'état de l'entraînement [54]. Pour cela, nous allons développer plusieurs techniques d'amélioration des performances de la DTC dans ce manuscrit qui comporte cinq chapitres:

- ⊕ Dans le premier chapitre nous passerons en revue les principales stratégies du type contrôle direct classiques et de deuxième génération que nous jugeons les plus représentatives de l'état de l'art actuel.
- ⊕ Dans le deuxième chapitre, nous commencerons par la modélisation du système-machine asynchrone onduleur. Dans la première partie on donnera la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire sa représentation à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on procèdera à la modélisation de l'onduleur deux niveaux. Dans la troisième partie on exposera les principes de la commande vectorielle des machines asynchrones, en se limitant plus particulièrement à la commande indirecte à

flux rotorique orienté appelée IFOC (Indirect Field Oriented Control). On décrira les principales structures nécessaires pour le contrôle des courants, le calage du référentiel et le contrôle de flux rotorique.

- ⊕ Dans la première partie du troisième chapitre, nous développons le principe des commandes en amplitudes de la MAS avec un intérêt particulier au contrôle direct du couple, noyau de notre thème. Pour cette stratégie de commande, nous expliquerons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique en se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension générés. La deuxième partie de ce chapitre est destinée à l'étude de l'effet des bandes hystérésis sur les performances de la commande DTC. On terminera par l'étude du contrôle vectoriel direct du flux statorique [Direct Self Control (DSC)].

- ⊕ Au quatrième chapitre, nous définirons quelques stratégies d'amélioration de la DTC. Dans la première partie, on étudiera le fonctionnement en régime transitoire magnétique. On analysera les problèmes liés à l'établissement des grandeurs flux et couple. Par la suite, on développera une étude de fonctionnement en régime magnétique établi. Plus particulièrement, on analysera l'influence du terme résistif sur le contrôle du couple. On étudiera également l'évolution du couple, on pourra ainsi relever les défauts de progression du couple, qui apparaissent à basses vitesses, où nous présentons une méthode de compensations de ces effets à l'aide d'une fonction de décalage des zones de position du flux statorique. Par la suite on présente l'effet de variation de la résistance statorique sur les performances de la DTC ; cette étude a été accompagnée par une méthode d'estimation de la résistance statorique pour compenser convenablement cette variation et améliorer la robustesse de la commande DTC. Afin de surmonter les inconvénients du DTC, nous allons étudier quelques améliorations de la DTC classique comme la DTC modifiée, DTC 12 secteurs et la DTC basée sur MLI vectorielle. En fin de chapitre, on présentera l'utilisation des onduleurs multi niveaux qui permet d'obtenir le grand nombre de vecteurs de tension, afin d'améliorer le contrôle de flux et du couple et de réduire la fréquence de commutation.

- ⊕ Le cinquième chapitre sera consacré à développer quelques techniques intelligentes pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple, ces méthodes consistent à remplacer les comparateurs classiques et la table de sélection appliqués au DTC de la machine asynchrone par un contrôleur basé sur les réseaux

neurones, la logique floue et neuro-flou, pour conduire le flux et le couple vers leur valeurs de référence durant une période de temps fixe. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique.

- ⊕ Enfin, nous concluons cette thèse en présentant les perspectives quant à la poursuite de ces travaux qui peuvent être envisagées.

CHAPITRE I

***ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE
DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE
ASYNCHRONE***

1. ETAT DE L'ART DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.1. Introduction

L'histoire des moteurs électriques remonte jusqu' à 1820, quand Hans Christian Oersted a découvert l'effet magnétique d'un courant électrique. Un an après, Michael Faraday a découvert la rotation électromagnétique et a construit le premier moteur primitif de courant continu. Faraday par la suite en 1831 a découvert les phénomènes électromagnétiques [1].

Dans les années 1960, la machine à courant continu occupe une place prépondérante dans le domaine des asservissements de position et de précision [5,12]. En effet, à cette époque, les industriels ont mis au point des asservissements analogiques performants qui ont contribué à rendre pratiquement incontournable ce type de moteur pendant plusieurs décennies dans la plupart des installations industrielles que ce soit en robotique ou en commande numérique de machines-outils[5,6,12]. Néanmoins, ce type d'actionneur présente des inconvénients de par son prix élevé (tant en fabrication qu'en maintenance). A cause de son collecteur, sa puissance et sa vitesse de rotation se retrouvent limitées, sa sensibilité vis à vis des environnements corrosifs et son incapacité à travailler en atmosphère explosive [4,10].

Aussi, ces limitations d'emploi ont poussé la recherche vers d'autres solutions faisant intervenir des actionneurs moins coûteux et plus robustes, à savoir les machines à courant alternatif, en particulier le moteur asynchrone. Ainsi, les progrès effectués en électronique de puissance et de commande ont permis de remplacer les machines à courant continu par des machines à courant alternatif dans le domaine de la vitesse variable [6-24]. On peut citer à titre d'exemple la traction électrique (trains à grande vitesse) où les moteurs à courant continu des années 1970 ont été remplacés par des moteurs synchrones autopilotés dans les années 1980, puis par des machines asynchrones en 2000 ; cette mutation s'est également produite sur les métros et d'autres moyens de transport [2,4].

De ces études sur les entraînements électriques à vitesse variable, il ressort que le moteur à cage est de loin le moins coûteux en terme de construction et d'entretien, et le plus électromécaniquement robuste des moteurs alternatifs [3,4,20]. Cependant, le développement de stratégies de commande pour contrôler la vitesse des moteurs asynchrones est préalablement nécessaire, parce que contrairement à leur structure mécanique qui est robuste et simple, sa structure mathématique est très complexe (système multi variable et non linéaire) [8,10,13].

C'est dans ce domaine qu'un effort considérable de recherches a été réalisé. L'objectif étant de trouver des stratégies de commande de vitesse convenables aux moteurs asynchrones.

Depuis quelques décennies plusieurs stratégies de commandes ont été développées et améliorées :

1.2. Commande scalaire

C'est l'une des premières commandes, développée pour la variation des moteurs asynchrones. Dans cette commande, on s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase. On considère dans la littérature deux types de commande scalaire [7,8,12] :

- ☞ La commande scalaire indirecte où le flux magnétique est contrôlé en imposant le rapport amplitude / fréquence de la tension ou du courant.
- ☞ La commande scalaire directe où le flux magnétique est contrôlé à partir de son estimation ou de sa mesure.

La deuxième méthode est plus difficile à mettre en pratique et nous nous intéressons uniquement à la première approche qui de par sa simplicité est la plus utilisée [5,12][109].

En régime statique, le couple est déterminé selon l'équation (1.1)

$$C_e = 3 p \frac{\phi_r^2}{R_r} \omega_r \tag{1.1}$$

Cette équation montre que si le flux est maintenu constant, on obtient une caractéristique de commande rappelant celle de la machine à courant continu où le rôle du courant d'induit est joué par la pulsation rotorique ω_r .

En négligeant la chute de tension ohmique dans le bobinage statorique, le flux rotorique peut être maintenu constant si la tension statorique reste proportionnelle à la pulsation [12]. Cette hypothèse n'est plus applicable aux basses vitesses et il faut alors imposer à la tension statorique une valeur plus grande que celle que donnerait un rapport (tension/pulsation) constant [3,6,12].

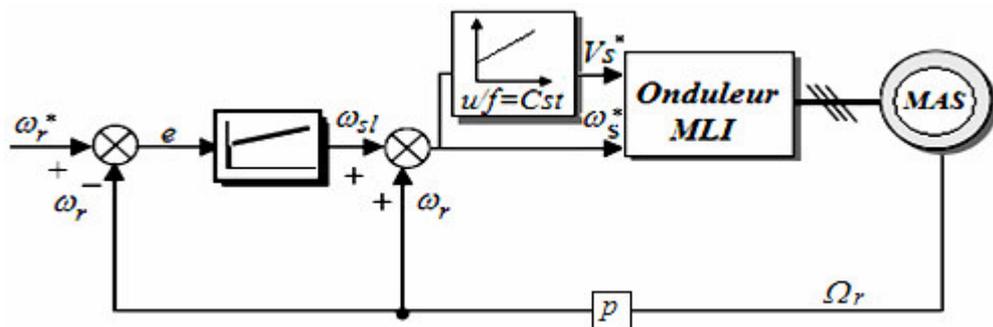


Figure 1.1. Schéma classique de commande scalaire

La figure (1.1) représente le schéma classique de commande scalaire indirecte [7] L'erreur e de vitesse permet par l'intermédiaire d'un régulateur PI de générer la pulsation de glissement

ω_{sl} qui ajoutée à la pulsation rotorique ω_r donne la pulsation ω_s^* des tensions statoriques [5]. De cette dernière, on détermine la tension statorique V_s^* en utilisant la loi (u/f) constante [3,5].

Cette stratégie de contrôle permet d’obtenir de bons résultats pour des consignes de vitesse sensiblement constantes. Par contre, pour un démarrage ou pour une inversion de sens de rotation de la machine, le flux oscille fortement avec des grandes amplitudes et son module est variable durant les régimes transitoires [7,8]. Ceci explique pourquoi les relations utilisées pour calculer cette commande ne sont valables que dans le régime permanent.

Ces oscillations vont se reproduire sur la qualité du couple et la vitesse, dégradant ainsi les performances en régime transitoire de la machine. Ce type de commande n’est donc employé que pour des applications où la variation de vitesse n’est pas grande telle en pompage ou en ventilation [3,7]. Ainsi, ce type de contrôle est inadapté lorsque l’on veut réaliser un positionnement de la machine tel en robotique ou en commande numérique de machine outils. Il faut alors faire appel à des techniques plus adaptées telle que la commande vectorielle, objet de notre étude.

1.3. Commande vectorielle (FOC)

Introduite par Blaschke [9] en 1972, elle constitue une révolution historique pour la commande de la machine asynchrone. Cette technique consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone, du point de vue variation de vitesse, à celui du moteur à courant continu [2-6], en effectuant un découplage entre le flux et le couple électromagnétique [10-17]. Cette stratégie de commande utilise deux boucles de régulation pour contrôler en même temps le couple et flux voir la figure1.2.

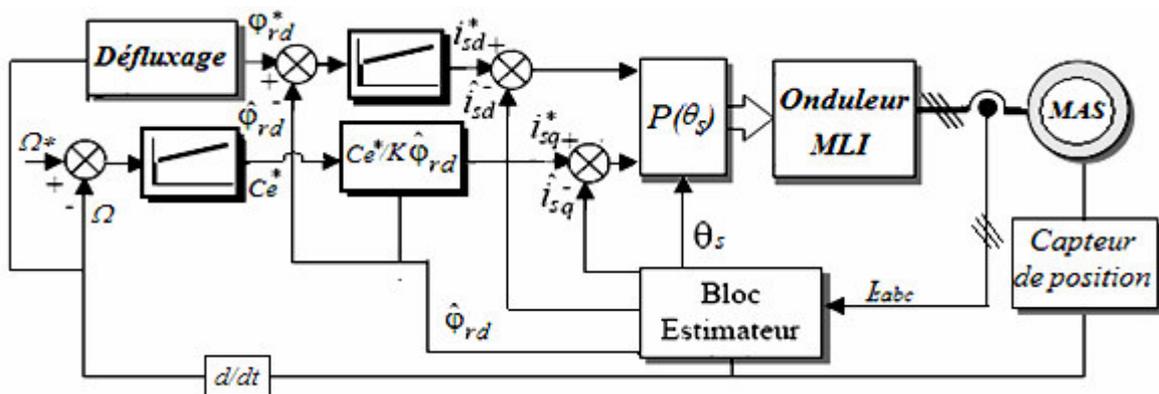


Figure. 1.2. Structure générale du contrôle direct à flux rotorique orienté

Sa précision est très bonne pour le couple et la vitesse. Toute méthode a des inconvénients et ceux de cette technique sont le volume de traitement informatique nécessaire pour son implémentation et l'obligation de faire une bonne identification des paramètres du moteur [15-21][109]. Elle présente aussi une grande sensibilité aux variations de ces paramètres,

notamment à celle de la résistance rotorique dont la valeur change sensiblement avec la température [15,20]. Toute différence entre les paramètres utilisés par l'algorithme de la commande vectorielle, et les paramètres réels du moteur se traduit par des erreurs dans les valeurs de sortie du flux et du couple, ce qui entraîne l'augmentation des pertes dans la machine et la diminution des performances du système à contrôler [8,10].

1.4. Commande directe de couple (DTC)

Au milieu des années 80, une stratégie de contrôle direct du couple de la machine asynchrone apparue dans la littérature sous le nom de DTC (Direct Torque Control), a été proposée par I. Takahashi et T. Noguchi [28,37] et de Depenbrock [41]. Le principe de la commande DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des comparateurs à hystérésis [25-40]. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation [30,32]. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible [40].

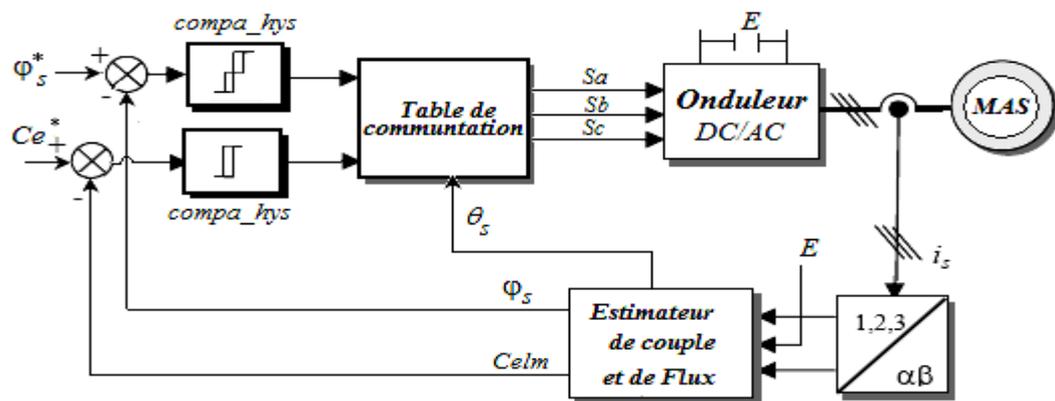


Figure.1. 3. Synoptique de la commande DTC classique 2-niveaux

Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis [39]. Cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel.

1.4.1. Caractéristiques générales d'une commande directe de couple

- ❖ La DTC est basée sur la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ❖ La commande indirecte des intensités et tensions statorique de la machine.
- ❖ L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales.
- ❖ La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide.
- ❖ L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis.
- ❖ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

1.4.2. Avantages de la commande directe de couple [33][24]

- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ❖ Utilise un modèle simplifié du moteur à induction.
- ❖ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ❖ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ❖ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- ❖ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ❖ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ❖ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ❖ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

1.4.3. Inconvénients de la commande directe de couple [33]

- ✓ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✓ L'existence des oscillations de couple.
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.

Cependant, la DTC est une commande qui est basée sur l'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique. Seule la variation de la résistance du stator, due aux changements de la température ou le fonctionnement à des vitesses de rotation petites,

dégradent les performances de la commande DTC [25,28]. Cette variation peut être rapide et aléatoire, c'est pourquoi, l'implantation d'un estimateur de cette résistance ou un observateur d'état est plus que nécessaire, afin de corriger ou d'estimer le flux et le couple [54-59]. Pour résoudre l'inconvénient précédent, divers travaux ont été faits dans lesquels ont visé des arrangements et des algorithmes pour considérer la variation de la résistance statorique [55].

Dans [45] apparaît un nouvel arrangement de DTC qui utilise la troisième harmonique de la tension statorique pour estimer le flux et le couple en présence de la variation de la résistance statorique, cet arrangement a donné une bonne amélioration dans le fonctionnement, avec un démarrage rapide et robuste du moteur à vitesse réduite.

1.5. Contrôle direct du flux statorique (DSC)

La stratégie de contrôle direct du flux statorique (DSC : Direct self control) a été développée en Allemagne par M. Depenrock en 1985 [41] et a été mise en oeuvre pour des variateurs de grandes puissances à GTO, particulièrement destinés aux systèmes de traction de grandes puissances avec une fréquence de commutation faible. Son principe de base correspond à une version simplifiée de celui du DTC car, bien que le couple est aussi régulé par un régulateur hystérésis simple bande, le flux statorique ne l'est pas [42]. En effet, le flux statorique a une allure trapézoïdale dans le temps, au lieu de se rapprocher d'une sinusoïde comme dans le cas du DTC.

Le principe de réglage consiste à faire évoluer le vecteur flux statorique selon une trajectoire dans le plan ($\alpha\beta$) qui est définie à priori comme étant un hexagone de rayon égal au flux de référence en diphasé [43]. Tous les avantages annoncés pour la stratégie DTC sont aussi valables pour la stratégie DSC. L'amplitude du flux statorique n'est régulée qu'à six instants dans la période fondamentale, qui correspondent aux instants où le vecteur flux statorique change de secteur angulaire ($0^\circ, 60^\circ, 120^\circ, \dots$ etc.). Il y a ainsi un nombre minimal de commutations requises pour réguler le flux statorique, et la majorité des commutations servent à imposer le couple à l'intérieur de sa bande d'hystérésis, ce qui permet d'obtenir une fréquence de commutation de l'onduleur minimale [43]. Ce fait a été annoncé comme un avantage majeur lorsque l'on prétend viser des applications de forte puissance.

1.6. Techniques d'amélioration de la DTC

Au cours des années 90, on a pu assister à une acceptation plus élargie des lois de contrôle direct surtout par la communauté scientifique [60-75], mais aussi par l'industrie. Pendant les dernières années, des nouvelles stratégies de contrôle direct sont apparues. Ces stratégies, que nous classifions de contrôle direct de deuxième génération sont aussi basées

sur le même principe de régulation instantanée du couple et du flux statorique et la détermination directe des signaux de commande de l'onduleur. Cependant, au contraire des lois classiques, les lois de contrôle direct deuxième génération exigent une implémentation numérique sur une plate-forme de commande hautes performances comportant, entre autres, des microprocesseurs ou microcontrôleurs numériques. Généralement, leur algorithme de commande prévoit l'utilisation d'un modèle approximatif de la machine, valable pendant des temps courts, et qui contribue à la fois au choix optimisé des vecteurs tensions et au calcul des temps de leur application dans la période d'échantillonnage. Les régulateurs à hystérésis sont souvent entièrement écartés, et l'action de commande relative à une période d'échantillonnage donnée est achevée dans le sens de minimiser ou annuler les erreurs de couple et flux en fin de période (commande prédictive en un seul coup).

Quelques uns prévoient l'utilisation d'une modulation vectorielle « *SVM : Space Vector Modulation* », L'une des premières stratégies de contrôle direct deuxième génération proposés en [71-75], fait appel à un modèle approximatif de la machine, valable en régime permanent, et à un module MLI vectorielle, afin de procéder à une régulation prédictive du couple et du flux.

Dans [71], les auteurs proposent un algorithme basé sur la modulation du vecteur de l'espace SVM pour commander le couple électromagnétique du moteur à induction. Cette technique offre une fréquence de commutation fixe, elle améliore la réponse dynamique et le comportement statique de la DTC.

Les auteurs dans [72-73] visent de nouvelles techniques de la modulation basées sur le vecteur de l'espace pour réduire le bruit acoustique, les ondulations du couple, flux, courant, et de la vitesse pendant le régime permanent, ainsi le flux et le couple sont estimés pour améliorer le courant et la tension du modèle de l'observateur de vitesse.

En 1997 un nouveau mode de contrôle direct du couple moyen appelé « *DMTC : Direct Mean Torque Control* » a été étudié initialement, par E. Flach [46]. La méthode consiste à appliquer deux vecteurs tension à chaque période d'échantillonnage afin d'imposer un couple moyen dans la période égal au couple de référence. Le premier étant un vecteur tension actif et le second un vecteur tension nul. Le vecteur tension actif sera appliqué à la machine pendant une partie de la période d'échantillonnage t_{com}^k .

Une stratégie de commande très similaire a été aussi proposée par Kang [62], dans ce cas, un seul vecteur tension actif est choisi directement à partir d'un tableau de localisation, en

fonction du secteur angulaire, du signe de l'erreur de couple et du flux statorique à l'instant t_{com}^k , de manière identique à celle du DTC classique.

Ce vecteur actif sera ensuite appliqué à la machine pendant une partie initiale de la période, de durée t_{com}^k , et un vecteur nul pendant la deuxième partie $Te - t_{com}^k$. Le calcul de t_{com}^k se fait aussi à l'aide d'un modèle prédictif de la machine, mais dans ce cas de manière à minimiser l'erreur de couple pendant la période d'échantillonnage.

Ces stratégies ont été développées dans le but de minimiser l'ondulation de couple et de permettre une maîtrise de la fréquence de commutation moyenne de l'onduleur.

Afin de remédier à certains de ces inconvénients, une nouvelle version améliorée de la première stratégie DMTC a été proposée par le même auteur [47], où il présélectionne trois vecteurs tension actifs au lieu de deux. Pour chaque vecteur actif on calculera ensuite le temps de commutation, t_{com}^k et un régulateur de flux s'en chargera par la suite de sélectionner le vecteur actif définitif, qui sera le plus favorable du point de vue de la régulation du flux. Ceci doit à priori résoudre les problèmes d'instabilité locale dans la régulation du flux lors des passages d'un secteur angulaire à l'autre. Néanmoins, il n'est pas encore assuré que la dérivée de couple issue du vecteur actif choisi soit de signe contraire de celui issu du vecteur nul, afin qu'une solution possible existe pour le calcul de t_{com}^k . D'autre part, la complexité de l'algorithme est significativement augmentée.

Une stratégie de commande désignée de contrôle vectoriel du couple a été proposée pour la première fois en 1997, par Ciro Attaianese [23] et Heath Hofmann [24] faisant récemment l'objet d'une diffusion plus élargie, il s'agit aussi d'utiliser un modèle de la machine capable de prévoir l'état électromagnétique de la machine (couple et flux) en fin de période, afin de procéder à une action de réglage prédictive.

Dans le cas présent, le modèle prédictif de la machine utilisé coïncide avec l'observateur de flux. Comme dans le cas des stratégies DMTC, l'action de commande consiste souvent à choisir deux vecteurs tension à chaque période d'échantillonnage. Le temps de commutation, t_{com}^k , est calculé pour annuler l'erreur de couple en fin de période et de minimiser celui du flux. Cependant, si une modulation entre les deux vecteurs tension ne permet pas d'annuler l'erreur de couple, on choisira dans ce cas un seul vecteur tension qui sera appliqué pendant toute la période. Ce vecteur sera celui qui minimise l'erreur de couple sans dépasser la valeur maximale du courant statorique.

Au contraire des techniques DMTC, la ou les vecteurs tension sont choisis exhaustivement parmi toutes les sept possibilités. Bien entendu, il s'agit ici de l'utilisation d'un onduleur à 2-niveaux, ce qui rend cette tâche réalisable. La contrainte de choisir forcément un vecteur nul n'existe pas. Ceci doit à priori éliminer le risque des ondulations de couple non maîtrisées dans certains points de fonctionnement du plan couple vitesse, attribué aux stratégies DMTC. En revanche, aucune contrainte n'existe dans l'algorithme permettant de fixer des limitations au niveau des commutations entre vecteurs tension, conduisant ainsi à une maîtrise de la fréquence de commutation.

Dans [70,77] fait proposés une méthode de contrôle direct du couple de la machine asynchrone basé sur la modulation de largeur d'impulsion (PWM) avec fréquence de commutation fixe. La méthode proposée contrôle le couple et l'amplitude flux statorique est développée en temps discret pour permettre la mise en œuvre, sur des microcontrôleurs ou les cartes d'acquisition (DSP). Le projet de contrôle nécessite la connaissance de quelques paramètres du moteur à induction, à savoir la résistance statorique et l'inductance de fuite. Le contrôle direct du couple en temps discret «*DT_DTC : Discrete Time Direct Torque Control*», exige des mesures de tension et de courant pour calculer la *fem*. Les auteurs utilisent les simulations et les essais expérimentaux pour valider la méthode proposée.

Dans [66,67] les auteurs ont montré que la DTC classique présente un nombre de vecteurs de tension appliqué à la machine est faible, ce cause des ondulations indésirables du couple, flux et de courant. Ces travaux montrent qu'une amélioration des performances, peuvent être obtenues en utilisant un nouvel algorithme de la DTC, basé sur la sur l'application de la modulation de l'espace vectoriel (SVM) pour des intervalles de temps fixe. De cette manière, une modulation discrète de l'espace vectoriel «*DSVM : Discrete space vector modulation*» utilisant un comparateur de couple cinq niveaux pour produire un nombre de vecteur tension plus élevé. Des simulations numériques et des essais expérimentaux montrent une réponse améliorée de couple et de flux avec fréquence de commutation fixe.

Dans les articles [28,45], les auteurs améliorent le comportement du DTC avec l'introduction d'un signal de haute fréquence et de faible amplitude dans les contrôleurs de couple et de flux, avec lesquels ils ont obtenus des bons résultats.

En outre, [39-40][62] les auteurs présentent de nouvelles techniques de la commande DTC avec fréquence de commutation fixe. Les résultats obtenus montrent les différences existantes entre la DTC classique et ces nouvelles techniques. Dans [39], l'auteur a essayé de fixer la fréquence de commutation avec la variation de la bande de l'hystérésis du contrôleur du couple et de flux. Alors que dans [40], l'erreur du couple est annulée par l'utilisation de deux

contrôleurs PI, dont les sorties sont comparées avec un signal portant une fréquence fixe, qui permet de déterminer ou limiter la valeur réelle de la fréquence de commutation de la DTC.

L'article [64] propose un arrangement simple de commande prédictive du couple et du flux pour diminuer l'ondulation du couple et améliorer les déformations de flux dans les basses vitesses de la (DTC) du moteur à induction. Le concept des vecteurs virtuels est présenté pour produire une fréquence commutation fixe et plus élevée de l'onduleur PWM. En outre, la méthode « *MRAS : Model reference adaptive system* » employée, dans le modèle modifié du flux rotorique est appliquée pour estimer la vitesse de rotation du moteur asynchrone, ce qui peut réaliser une commande avec une grande gamme de vitesse.

Concernant l'arrangement de la DTC basée sur l'onduleur deux niveaux, beaucoup de travaux existent pour améliorer le comportement du DTC dans la gamme de faible puissance.

Dans [37] apparaît une nouvelle méthode de DTC basée sur deux ondulateurs à 2 niveaux à thyristors (GTO). Selon le plan de l'investissement et de la stratégie de contrôle, la fréquence de commutation est réduite à 60% comparée au DTC classique dans les mêmes conditions d'exploitation. Mais cette technique proposée présente l'inconvénient de l'augmentation du prix et la taille du système, ainsi que l'augmentation des pertes.

Dans [77], les auteurs visent l'application d'un convertisseur en matriciel à la DTC ils ont proposé une nouvelle méthode de contrôle pour les convertisseurs matriciels qui permet, sous la contrainte de l'unité facteur de puissance d'entrée, la génération des vecteurs de tension requis pour mettre en application à la commande directe de couple (DTC) des machines asynchrones. L'utilisation de cette méthode de contrôle montre un bon arrangement au DTC classique, et la combinaison des avantages des convertisseurs en matrice avec celles de la DTC classique, pour obtenir une commande avec des performances élevées pour des grandes puissances.

Dans [78], l'auteur a employé de nouvelles stratégies pour la commande directe du couple, pour le contrôle des machines asynchrones capables de minimiser les émissions électromagnétiques de conduit.

Dans l'article [79], a proposée une méthode probabiliste pour étudier le contenu d'harmonique de la tension dans la DTC du moteur asynchrone. Le vecteur tension à la sortie l'onduleur est simulé avec un processus aléatoire de sept valeurs possibles. Puis, la fonction d'auto corrélation des vecteurs tension est calculée et sa densité du spectre de puissance est obtenue, ainsi que l'effet des bandes hystérésis, paramètres de la machine et la tension continue d'onduleur sur le spectre de la tension du moteur a été étudié. L'auteur présente des

résultats de simulation et des essais expérimentaux pour confirmer la validité de la méthode proposée.

Dans [80] les auteurs se mettent à employer une stratégie de commande par mode glissant « *Sliding mode* » en temps discret de sorte que le couple et le flux soient robustes contre la variation des paramètres de la machine. Les contrôleurs fournissent les tensions de référence ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) pour les appliquer au moteur à induction et aucun courant contrôleur n'est utilisé. Toutefois, contrairement à la plupart des techniques de mode de glissant, le vecteur tension de référence est calculé par un système vecteur PWM et une fréquence de découpage fixe est utilisée. Des Simulation et résultats expérimentaux sont présentés pour montrer l'efficacité de la stratégie proposée.

Dans [81], un arrangement de la commande directe de couple du moteur asynchrone est proposé ; il utilise une sonde simple de courant inséré côté continu de l'onduleur. Le but de cette proposition est de développer une commande à prix réduit mais avec un rendement élevé des moteurs à induction. L'arrangement exploite un algorithme simple et robuste pour reconstruire les courants statoriques qui permet d'estimer le flux et le couple du moteur. L'algorithme fonctionne en deux étapes : premièrement , il prévoit les courants statoriques d'un modèle du moteur puis il ajuste la prévision sur la base du courant mesuré côté C.C. les résultats expérimentaux sont présentés pour démontrer la capacité du système à reproduire la performance de la DTC classique .

Dans [82,87] un onduleur trois niveaux est appliqué au DTC, pour la réduction des ondulations du couple, mais l'inconvénient de cet arrangement est le coût élevé. Elles sont très utiles particulièrement dans les commandes de grande puissance.

Dans l'article [88], la commande directe du couple (DTC) d'un moteur à induction 5 phases a été développé par les auteurs. Dans cette nouvelle commande par DTC, le couple a une réponse rapide avec faibles ondulations du flux statorique. Le nombre des vecteurs tensions élevé de cette stratégie (32 vecteurs), permet d'offrir une grande souplesse dans le choix des états de commutation de l'onduleur, donc le contrôle de flux et du couple sont plus précis. Les résultats de simulation et expérimentations montrent clairement de meilleures performances de la DTC, qui suggèrent l'application pratique de la DTC à des moteurs polyphasés.

Dans [89], les auteurs appliquent la DTC sur une machine asynchrone triphasée double stator (dual star induction motor), où le stator de la machine comporte deux ensembles de trois enroulements décalée spatialement de 30 degrés électriques. Les résultats expérimentaux montrent que cette stratégie porte plusieurs avantages par rapport à la DTC classique tel que,

fréquence de commutation constante, une bonne réponse au transitoire et au régime permanent et faible distorsion du couple et flux statorique.

Dans [96-97] et [103-106], les auteurs proposent une technique pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple en utilisant les techniques intelligentes. Elle est nommée commande floue, neuronale directe du couple ; elle utilise des contrôleurs à logique floue ou réseaux de neurones pour remplacer la table vérité et les comparateurs à hystérésis, afin de générer le vecteur tension qui permet de conduire le flux et le couple vers leurs références d'une manière optimale.

Une nouvelle stratégie de commande est présentée dans [107,112] ; elle est appelée commande neuro-floue directe du couple. Cette commande utilise un système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) qui associe la logique floue et les réseaux de neurones artificiels afin d'évaluer le vecteur tension de référence requis pour conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe [109-110]. L'évaluation du vecteur tension est ainsi synthétisée en utilisant la modulation vectorielle. Cette stratégie de commande permet l'obtention d'une fréquence de commutation fixe alors qu'elle est variable dans le cas de la commande DTC classique.

1.7. Résumé de l'état de l'art des stratégies de commande pour les machines électriques

Commande scalaire (Scalaire control): l'une des premières commandes pour les MAS,

- Ne s'intéresse qu'à l'amplitude de la variable contrôlée et non à sa phase.
- N'est valable qu'en régime permanent.
- ☹ Pour des consignes de vitesse le flux oscille avec des grandes amplitudes.
- ☹ Reste inadaptée lorsque l'on veut réaliser un positionnement de la machine.

Commande vectorielle (FOC : Field Oriented Control): Introduite par Blaschke en 1972

- Consiste à ramener le comportement de la MAS, à celui du MCC, en effectuant un découplage entre le flux et le couple. Cependant elle:
- ☹ Nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre de la MAS
- ☹ Reste sensible vis-à-vis les variations paramétriques notamment la résistance rotorique, induisant une perte de découplage.

Commande directe de couple (DTC: Direct Torque Control).

Proposée au milieu des années 80 par I.Takahashi

- ☺ Elle est robuste contre les variations paramétriques de la machine.
- ☺ Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique.
- ☺ La dynamique rapide de couple et du flux.

Cependant cette commande présente ces inconvénients :

- ☹ La fréquence de commutation variable (entraîne des bruits audibles)
- ☹ Les ondulations du couple et de flux autour des bandes d'hystérésis.
- ☹ En basses vitesses, le flux est difficile à contrôler.

<p><u>Contrôle direct du flux statorique (DSC: Direct Self Control):</u></p> <p>Développé par M. Depenprock en 1985. Correspond à une version simplifiée de la DTC.</p> <ul style="list-style-type: none"> ☺ Elle permet d’avoir une fréquence de commutation minimale. ☺ Le Couple est bien contrôlé ☹ Destiné aux systèmes de traction de grandes puissances. ☹ Les flux et les courants ne sont pas sinusoïdaux.
<p><u>DTC par Modulation vectorielle (SVM: Space vector Modulation):</u></p> <p>Basée sur le calcul prédictif du vecteur tension de référence appliqué en utilisant le modèle approximatif de la machine.</p> <ul style="list-style-type: none"> ☺ La fréquence de commutation est constante. ☺ La diminution des ondulations de couple et du courant. ☺ La DTC_SVM est plus compliquée que la DTC classique.
<p><u>Contrôle direct du couple moyen (DMTC :Direct Mean Torque Control):</u></p> <p>Proposé par E.Flach et H.Hofmann en 1997. Consiste à appliquer deux vecteurs tension à chaque période d’échantillonnage afin d’imposer un couple moyen dans la période égal au couple de référence.</p> <ul style="list-style-type: none"> ☺ Chaque bras de l’onduleur commute seulement sur 2 secteurs angulaire ce qui permet de ☺ Maîtriser la fréquence de commutation. ☺ Minimiser les ondulations du couple. ☺ La structure de La DMTC est plus compliquée.
<p><u>Contrôle Vectoriel du couple (VTC : Vectorial Torque Control):</u></p> <p>Proposé pour la 1ere fois en 1997, par C.Attaianesi et H.Hofmann. l’action de commande consiste souvent à choisir deux vecteurs tension actives à chaque période d’échantillonnage, ce qui permet</p> <ul style="list-style-type: none"> ☺ D’annuler l’erreur de couple et minimiser celle de flux ☺ Le choix du vecteur nul n’existe pas, ce qui permet d’éliminer le risque d’ondulations de couple non maîtrisées. ☺ La fréquence de commutation n’est pas maîtrisée.
<p><u>DTC par modulation discrète d’espace(DSVM:Discrete Space vector Modulation):</u></p> <ul style="list-style-type: none"> ☺ Nombre des vecteurs tensions générés est plus élevé, en utilisant de comparateur hystérésis 5 niveaux. ☺ La réponse du couple est bien améliorée. ☺ Fréquence de commutation est constante. ☺ Cette technique est moins compliquée que la DTC_SVM.
<p><u>DTC appliquée aux onduleurs Multi-niveaux (Three-Level Inverter)</u></p> <ul style="list-style-type: none"> ☺ Présente un nombre des vecteurs tensions élevés, Ce qui permet de ☺ Réduire les ondulations du couple. ☺ Minimiser la fréquence de commutation. ☹ Cependant le coût cet arrangement est élevé. ☹ Limitée pour les commandes de grande puissance.
<p><u>DTC des Machines Asynchrone Multi-phases (Polyphase Induction Motors):</u></p> <ul style="list-style-type: none"> ☺ Bonne réponse de flux et du couple dans les régimes transitoire et permanent. ☺ Le nombre des vecteurs tensions élevé permet d’offrir une grande souplesse dans le choix des états de commutation de l’onduleur. ☺ Le contrôle de flux et du couple sont plus précis. ☺ La grande taille de la table que celle de la DTC classique.

DTC par les techniques intelligentes (Artificiel Neural Network, Fuzzy Logic, Neuro-Fuzzy)

Ces techniques ont un succès considérable dans les domaines de commande et d'identification des systèmes non linéaires; pour la DTC ces technique elles permettent de.

- ☺ Maîtriser la fréquence de commutation.
- ☺ Avoir des réponses rapides de flux et du couple avec moins de distorsions.
- ☹ La structure interne est plus compliquée.

1.8. Points de Notre contribution

A partir de cette synthèse bibliographique de ces techniques, les travaux dans cette thèse sont directement orientés vers

- La synthèse de la majorité des techniques avec même cahier de charge
- Remplacer les comparateurs hystérésis et la table par des contrôleurs intelligents
- Améliorer la DTC par logique floue (minimisation des règles floues jusqu'à 30 règles)
- Combiner la DTC neuro-flou avec la modulation vectorielle.
- Développer une approche qui combine les RNF avec la SVM pour les onduleurs 3N.
- Une comparaison complète entre ces méthodes.
- Valider nos résultats avec d'autres travaux expérimentaux publiés

Ces points de contributions seront développées dans les chapitres suivants.

CHAPITRE II

MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2. MODELISATION ET COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

2.1. Introduction

La machine asynchrone, de par sa simplicité de fabrication et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention par N. Tesla à la fin du 19^{ème} siècle quand il découvrit les champs magnétiques tournants engendrés par un système de courants polyphasés [2].

Le moteur asynchrone a un intérêt majeur par rapport aux autres types de moteur par ses qualités de robustesse, le faible coût de fabrication et d'entretien [3,4,10]. Pour que le moteur asynchrone soit utilisable dans des régimes de vitesse variable [12,16], il doit être commandé par un processus externe qui permette d'ajuster au mieux la tension d'alimentation de manière à répondre aux variations de consigne de vitesse et de couple de charge [3].

Les principes de la commande vectorielle à flux orienté ont été élaborés, des 1972, par F. Balachke [9]. Historiquement il s'agit de la première méthode de contrôle vectoriel développée pour les machines alternatives et notamment synchrones [5,20]. Puis les principes de la commande ont été adaptés à la machine asynchrone. Cette méthode basée sur le contrôle de l'état magnétique et du couple de la machine est aujourd'hui la méthode utilisée dans l'industrie, que ce soit dans les domaines de la traction ferroviaire, de la machine outil ou de la robotique [10]. Ce type de contrôle est réalisé dans le référentiel tournant.

La première partie de ce premier chapitre sera dédiée à la modélisation de la machine à induction triphasée et l'onduleur de tension. Elle présente une importance essentielle car il lui sera associé une commande vectorielle répondant aux exigences actuelles d'entraînement des moteurs asynchrones. Cette partie est très importante car c'est à partir de ce modèle que nous allons simuler les dynamiques de notre système.

Dans la deuxième partie, on exposera les principes de la commande vectorielle des machines asynchrones en se limitant plus particulièrement à la commande indirecte à flux rotorique orienté appelée IFOC. On décrira les principales structures nécessaires pour le contrôle des courants, le choix du référentiel et le contrôle de flux. Une technique de découplage est proposée suivie par des résultats de simulation.

2.2. Description du moteur asynchrone à cage

La machine asynchrone, appelée aussi machine à induction, est constituée d'une carcasse intégrant le circuit ferromagnétique statorique constitué d'encoches où l'enroulement statorique polyphasé est bobiné. Au centre de ce circuit magnétique, qui se présente comme un cylindre creux, séparé par un entrefer se trouve le circuit magnétique rotorique [6,12]. Celui-ci est également constitué d'encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre [2,6]. Ces barreaux sont court-circuités à chaque extrémité à l'aide d'anneaux. L'arbre moteur est solidaire du circuit rotorique et des paliers lui sont posés afin qu'il puisse tourner. La figure.2.1 représente ces différents éléments [12].

Le fait que le moteur asynchrone ne soit constitué que d'un seul bobinage polyphasé au stator et d'un seul bobinage massif en court circuit au rotor lui confère des propriétés très intéressantes en terme de coût de fabrication et d'entretien, de robustesse et de standardisation [2,3]. Néanmoins, cette simplicité structurelle entraîne une forte complexité fonctionnelle liée à de nombreux problèmes[12].

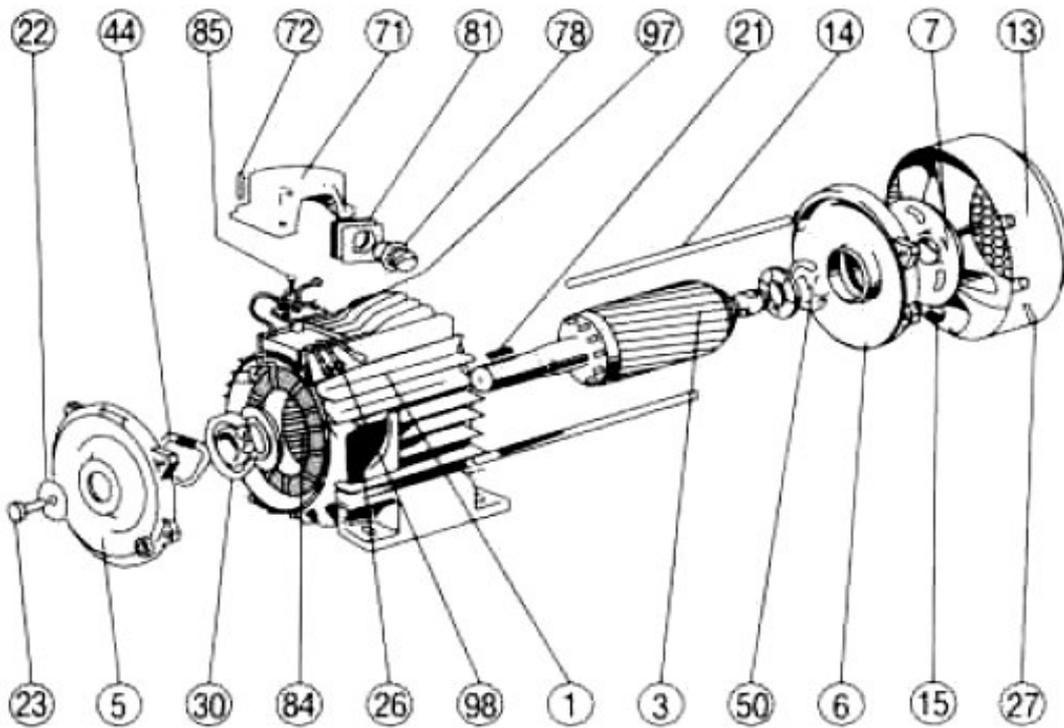


Figure2.1 Moteur asynchrone (catalogue Leroy-Somer) [12]

N°	Désignation	N°	Désignation
1	<i>Carter et stator bobiné</i>	27	<i>Vis fixation capot</i>
3	<i>Rotor</i>	30	<i>Roulement côté accouplement</i>
5	<i>Flasque côté accouplement</i>	44	<i>Rondelle élastique</i>
6	<i>Flasque côté ventilation</i>	50	<i>Roulement côté ventilateur</i>
7	<i>Ventilateur</i>	71	<i>Boîte à bornes</i>
13	<i>Capot de ventilateur</i>	72	<i>Vis fixation boîte à bornes</i>
14	<i>Tige d'assemblage</i>	78	<i>Presses-étoupe</i>
15	<i>Ecrou de tige d'assemblage</i>	81	<i>Plaque support Presses-étoupe</i>
21	<i>Clavette de bout d'arbre</i>	84	<i>Planchette à bornes</i>
22	<i>Rondelle de bout d'arbre</i>	85	<i>Vis de fixations planchettes à bornes</i>
23	<i>Vis de serrage rondelle</i>	97	<i>Vis bornes de masse</i>
26	<i>Plaque signalétique</i>	98	<i>Barrettes de connexion</i>

Tableau 2.1 Les différents éléments de la machine asynchrone [12]

2.3. Problèmes posés par le moteur asynchrone

Dans le moteur asynchrone, le courant statorique sert à la fois à générer le flux et le couple. Le découplage naturel de la machine à courant continu n'existe plus. D'autre part, on ne peut connaître les variables internes du rotor à cage (Ir par exemple) qu'à travers le stator [11]. L'inaccessibilité du rotor nous amènera à modifier l'équation vectorielle rotorique pour exprimer les grandeurs rotoriques à travers leurs actions sur le stator, [2,6]. Cependant sa simplicité structurelle cache une grande complexité fonctionnelle due à l'absence d'inducteur indépendant, aux non linéarités, à la difficulté d'identification et aux variations paramétrique qui sont essentiellement conséquences du rotor à cage [22]. Ceci se traduit par de fortes contraintes sur le contrôle du système donc une complexité importante de la commande.

2.4. Hypothèses simplificatrices

La modélisation de Park est construite à partir des équations électriques de la machine. Les hypothèses généralement admises dans le modèle de la machine asynchrone sont [3,6] :

- ❖ La parfaite symétrie de la machine.
- ❖ L'absence de saturation et de pertes dans le circuit magnétique (l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables)
- ❖ La répartition spatiale sinusoïdale des champs magnétique le long de l'entrefer.
- ❖ L'équivalence du rotor en court-circuit à un enroulement triphasé monté en étoile.
- ❖ L'alimentation est réalisée par un système de tensions triphasées symétriques.
- ❖ On néglige l'effet de peau.
- ❖ L'additivité de flux.
- ❖ La constance des inductances propres.
- ❖ La constance des résistances statoriques et rotoriques.

- ❖ La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

2.5. Modélisation de la machine asynchrone

Une bonne commande en boucle fermée doit s'appuyer sur un modèle mathématique du processus à réguler ou à asservir. Dans notre application, nous utiliserons un modèle de la machine asynchrone qui décrit le comportement dynamique des différentes grandeurs concernées par le système de contrôle (couple électromagnétique, flux magnétique, courants, tensions, etc.) [5,6,20].

On suppose la machine triphasée au stator et au rotor et, pour simplifier les équations, bipolaires.

Les équations de la machine asynchrone à cage d'écuriel (rotor en court-circuit), s'écrivent alors :

2.5.1. Equations électriques

$$\text{Stator} \quad \begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Rotor} \quad \begin{cases} V_{ra} = 0 = R_r I_{ra} + \frac{d\varphi_{ra}}{dt} \\ V_{rb} = 0 = R_r I_{rb} + \frac{d\varphi_{rb}}{dt} \\ V_{rc} = 0 = R_r I_{rc} + \frac{d\varphi_{rc}}{dt} \end{cases} \quad (2.2)$$

Avec :

- V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} , les trois tensions statoriques.
- $I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}; I_{ra}, I_{rb}, I_{rc}$, les trois courants statoriques et rotoriques.
- $\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}; \varphi_{ra}, \varphi_{rb}, \varphi_{rc}$ les flux à travers les trois phases du stator et du rotor.

Les équations (2.1). et (2.2) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$\text{Stator:} \quad [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \quad (2.3)$$

$$\text{Rotor :} \quad [V_r] = 0 = [R_r][I_r] + \frac{d[\varphi_r]}{dt} \quad (2.4)$$

2.5.2. Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_s I_{sa} + M_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sb} = M_s I_{sa} + L_s I_{sb} + M_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \\ \varphi_{sc} = M_s I_{sa} + M_s I_{sb} + L_s I_{sc} + M_{sr} I_{ra} + M_{sr} I_{rb} + M_{sr} I_{rc} \end{cases} \quad (2.5)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ra} = L_r I_{ra} + M_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rb} = M_r I_{sa} + L_r I_{rb} + M_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \\ \varphi_{rc} = M_r I_{sa} + M_r I_{sb} + L_r I_{rc} + M_{rs} I_{sa} + M_{rs} I_{sb} + M_{rs} I_{sc} \end{cases} \quad (2.6)$$

Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_s] = [L_{ss}] [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \quad (2.7) \quad [\varphi_r] = [L_{rr}] [I_r] + [M_{rs}] [I_s] \quad (2.8)$$

Avec :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (2.9), \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Si on désigne par θ l'écart angulaire compté dans le sens de rotation entre les phases du stator et du rotor, et M la mutuelle quand les axes des deux enroulements considérés coïncident [3].

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$\text{Avec : } [M_{sr}] = [M_{rs}]^T$$

Telle que :

- L_s, L_r : Inductance propre d'une phase statorique et rotorique.
- M_{sr}, M_{rs} : Inductance mutuelle entre phases statoriques et entre phases rotoriques.

En désignant par L_{sr} la mutuelle inductance entre phases statoriques et rotoriques et par M_{sr} sa valeur lorsque leur axes coïncident.

2.5.3. Modèle de Park.

Pour remplacer ces équations différentielles à coefficients fonctions du temps par des équations différentielles plus simples et à coefficients constants, on fait appel à la transformation la plus utilisée pour les machines asynchrones dite transformation de Park

[4-6]. Ainsi pour un système de trois courants réels I_a, I_b, I_c , la transformation de Park d'angle θ génère deux composantes (i_d, i_q). Les deux systèmes sont liés par:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Ou inversement :

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

- En faisant une transformation de Park d'angle θ_s (ou θ_s est l'angle électrique entre l'axe d et le stator) pour les grandeurs statoriques, on obtient les grandeurs statoriques $V_{sd}, V_{sq}, I_{sd}, I_{sq}$ relatives à deux enroulements fictifs S_d et S_q tournant à la vitesse angulaire $\frac{d\theta_s}{dt}$ par rapport au stator.
- En faisant une transformation de Park d'angle θ_r (ou θ_r est l'angle électrique entre le rotor et le stator) pour les grandeurs rotoriques, on obtient les courants rotoriques I_{rd}, I_{rq} dans les deux enroulements fictifs R_d et R_q tournant à la vitesse angulaire $\frac{d\theta_r}{dt}$ par rapport au rotor.

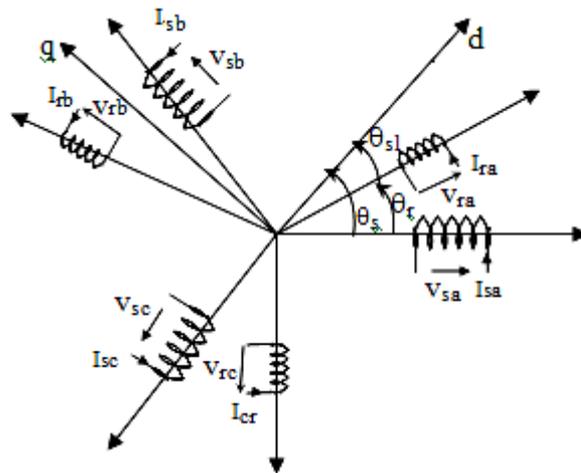


Figure 2.2. Définition des angles entre les différents repères quadratiques

On cherche évidemment à ce que R_d et R_q tournent à la même vitesse que S_d et S_q , pour cela il faut que :

$$\theta_s = \theta_r + \theta_{sl} \quad (2.14)$$

Où θ_{sl} est l'angle électrique entre l'axe d et le rotor.

Parmi les diverses façons de remplir cette condition et ainsi permettre un autopilotage réalisant l'orientation du repère, trois cas sont particulièrement intéressants :

$$\text{☞ Repère lié au stator :} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = 0 \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = -\omega \quad (2.15)$$

$$\text{☞ Repère lié au rotor :} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = 0 \quad (2.16)$$

$$\text{☞ Repère lié au champ tournant :} \quad \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{d\theta_{sl}}{dt} = \omega_s - \omega \quad (2.17)$$

Où

- ω_s est la pulsation statorique
- ω est la pulsation mécanique
- ω_{sl} est la pulsation de glissement

2.5.4. Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant

Dans le dernier cas où le repère est lié au champ tournant, les équations liant les composantes des tensions à celles des courants et des flux s'écrivent pour le stator et le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & \\ & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{sd} \\ \varphi_{sq} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & \\ & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Les flux totaux à travers les quatre bobines fictives ayant pour valeurs :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = L_s I_{sd} + M_{sr} I_{rd} \\ \varphi_{sq} = L_s I_{sq} + M_{sr} I_{rq} \end{cases} \quad (2.20) \quad \begin{cases} \varphi_{rd} = L_r I_{rd} + M_{sr} I_{sd} \\ \varphi_{rq} = L_r I_{rq} + M_{sr} I_{sq} \end{cases} \quad (2.21)$$

A partir de l'équation (2- 21), on obtient l'équation suivante :

$$\begin{cases} I_{rd} = \frac{\varphi_{rd} - M_{sr} I_{sd}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\varphi_{rq} - M_{sr} I_{sq}}{L_r} \end{cases} \quad (2.22)$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (2.22) par leurs valeurs dans les équations (2-20), on obtient alors :

$$\begin{cases} \varphi_{sd} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) I_{sd} + \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{rd} \\ \varphi_{sq} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) I_{sq} + \frac{M_{sr}}{L_r} \varphi_{rq} \end{cases} \quad (2.23)$$

En dérivant ces dernières en fonction du temps, on trouve :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{sd}}{dt} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} \\ \frac{d\varphi_{sq}}{dt} = \left(L_s - \frac{M_{sr}^2}{L_r}\right) \frac{dI_{sq}}{dt} + \frac{M_{sr}}{L_r} \frac{d\varphi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (2.24)$$

Pour le rotor à partir des équations (2.19) on obtient :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = -R_r I_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = -R_r I_{rq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.25)$$

En remplaçant I_{rd} et I_{rq} par leurs expressions obtenu en (2.22), les expressions suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{rd}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{sd} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rd} + \omega_{sl} \varphi_{rq} \\ \frac{d\varphi_{rq}}{dt} = \frac{M_{sr} R_r}{L_r} I_{sq} - \frac{R_r}{L_r} \varphi_{rq} - \omega_{sl} \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.26)$$

On obtient finalement à partir des équations (2.18), (2.23), (2.24) et (2.26) :

$$\begin{cases} \frac{dI_{sd}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sd} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) I_{sd} + \omega_s I_{sq} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rd} + \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rq} \\ \frac{dI_{sq}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} V_{sq} - \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2}\right) I_{sq} - \omega_s I_{sd} + \frac{M_{sr} R_r}{\sigma L_s L_r^2} \varphi_{rq} - \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \varphi_{rd} \end{cases} \quad (2.27)$$

On peut écrire les équations (2.26) et (2.27) sous forme d'équations d'état telles que [4]:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_{sd} \\ \dot{I}_{sq} \\ \dot{\varphi}_{rd} \\ \dot{\varphi}_{rq} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr} T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega \\ -\omega_s & -\left(\frac{1}{T_r \sigma} + \frac{1}{T_r} \frac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr}} \omega & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{M_{sr} T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_{sl} & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \\ \varphi_{rd} \\ \varphi_{rq} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_U \quad (2.28)$$

Avec :

- $\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU$
- $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, $T_s = \frac{L_s}{R_s}$: Constante de temps rotorique et statorique.

- $\sigma = 1 - \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r}$: Coefficient de dispersion.

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit :

$$C_e = \frac{pM_{sr}}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (2.29)$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f\Omega_r \quad (2.30)$$

Ce modèle il sera utilisé pour simuler la commande vectorielle indirecte (IFOC).

2.5.5. Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au stator

Le passage de Park (d,q) à celle Concordia (α, β) en faisant une rotation de l'angle θ :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

Cela correspond aux changements de repère dans un contexte de modélisation de l'ensemble convertisseur statique - machine asynchrone; en vue de l'étude des lois de commande basées sur le réglage des grandeurs statoriques de la machine, il paraît plus judicieux le choix d'un repère diphasé, aux axes orthogonaux (α, β) fixes au stator, ayant l'axe α selon la phase a du système d'alimentation. Ce repère (α, β), dans le quel $\theta_s = \omega_s \cdot t = 0$, est un cas particulier du repère tournant (d,q) et sera désormais retenu pour la suite de l'étude[5,6]. Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe devient alors:

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = R_s I_{s\alpha} + \frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} \\ V_{s\beta} = R_s I_{s\beta} + \frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \quad (2.33) \quad \begin{cases} 0 = R_r I_{r\alpha} + \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} + \omega\varphi_{r\beta} \\ 0 = R_r I_{r\beta} + \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} - \omega\varphi_{r\alpha} \end{cases} \quad (2.34)$$

Etant donné que le repère (α, β) est lié au stator donc leurs tensions sont réelles et ne dépendent pas de la position (θ) du rotor, il vient que :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.35)$$

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique, donnés par (2.36):

$$\begin{cases} I_{r\alpha} = \frac{(\varphi_{s\alpha} - L_s I_{s\alpha})}{M_{sr}} \\ I_{r\beta} = \frac{(\varphi_{s\beta} - L_s I_{s\beta})}{M_{sr}} \end{cases} \quad (2.36)$$

Le système d'équations (2.37) établit les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites:

$$\begin{cases} \varphi_{r\alpha} = \frac{L_r}{M_{sr}} (\varphi_{s\alpha} - \sigma L_s I_{s\alpha}) \\ \varphi_{r\beta} = \frac{L_r}{M_{sr}} (\varphi_{s\beta} - \sigma L_s I_{s\beta}) \end{cases} \quad (2.37)$$

En les dérivant par rapport au temps, on obtient:

$$\begin{cases} \frac{d\varphi_{r\alpha}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d\varphi_{s\alpha}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\alpha}}{dt} \right) \\ \frac{d\varphi_{r\beta}}{dt} = \frac{L_r}{M_{sr}} \left(\frac{d\varphi_{s\beta}}{dt} - \sigma L_s \frac{dI_{s\beta}}{dt} \right) \end{cases} \quad (2.38)$$

En remplaçant les expressions des équations (2.36-38) dans les équations (2.33-34), on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{I}_{s\alpha} \\ \dot{I}_{s\beta} \\ \dot{\varphi}_{s\alpha} \\ \dot{\varphi}_{s\beta} \\ \dot{X} \end{bmatrix}}_X = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & 0 & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega \\ 0 & -\frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r} \right) & -\frac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r} \omega & \frac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \frac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \frac{M_{sr}}{T_r} & \omega & -\frac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_A \underbrace{\begin{bmatrix} I_{s\alpha} \\ I_{s\beta} \\ \varphi_{s\alpha} \\ \varphi_{s\beta} \end{bmatrix}}_X + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_B \underbrace{\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_U \quad (2.39)$$

Ce dernier modèle d'état sera utiliser dans les simulations de la commande directe du couple.

2.6. Modélisation des onduleurs de tension.

L'onduleur de tension à deux niveaux, est constitué de trois bras indépendants, comprenant chacun deux interrupteurs. Chaque interrupteur comprend un transistor IGBT et d'une diode montée en antiparallèle [26,27]. La tension fournie par un convertisseur DC-AC, varie instantanément de zéro à la valeur de la tension du bus continu et vice-versa, ce qui rend le convertisseur statique non linéaire du point de vue instantané [50]. Pour la définition de lois de commande linéaires des systèmes alimentés par ces convertisseurs statiques, un

bloc de commande MLI est généralement utilisé [50,27]. Il génère les signaux de commande des semi-conducteurs de puissance afin de produire une tension de sortie dont la valeur moyenne sur une période d'échantillonnage, est proportionnelle au rapport cyclique. Dans ce cas l'ensemble module MLI – convertisseur statique peut être modélisé par des valeurs moyennes.

Afin de prendre en compte l'effet du retard lié à la période de modulation la modélisation se fait à l'aide d'une fonction de transfert du type premier ordre (filtre passe-bas)[50].

2.6.1. Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur à 2-Niveaux.

Le vecteur V_s est directement calculé à partir des états des 6 interrupteurs de puissance de l'onduleur et de la tension continue E . L'état, ouvert ou fermé, des interrupteurs de puissance est représenté par 3 grandeurs booléennes de commande notées S_j ($j = a, b, c$), Figure 2.3 [25]. Pour le bras j , lorsque $S_j = '1'$, l'interrupteur du haut est fermé et l'interrupteur du bas ouvert. Inversement lorsque $S_j = '0'$, l'interrupteur du haut est ouvert et l'interrupteur du bas fermé. Les combinaisons des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c) permettent de générer, par rapport au système d'axes (d, q), 8 positions du vecteur tension V_s dont 2 correspondent au vecteur nul [3,6,27] : (S_a, S_b, S_c) = (111) ou (S_a, S_b, S_c) = (000), voir figure 2.3.

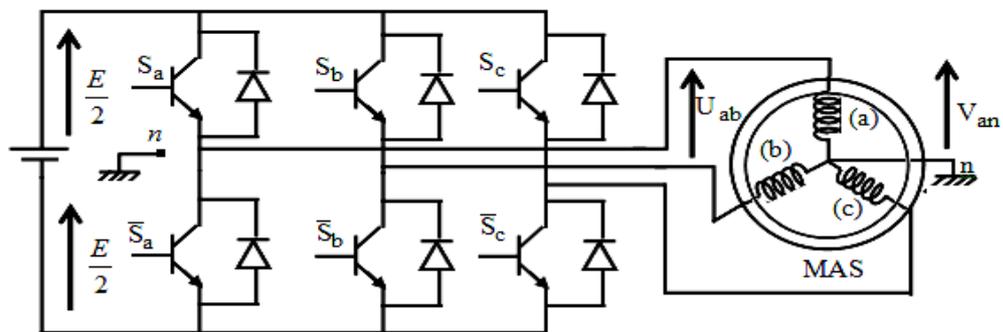


Figure. 2.3. Onduleur de tension 2-niveaux alimentant une charge triphasée

Les tensions phase point neutre fictive de la charge peuvent s'écrire, en triphasé, sous la forme du système d'équations (2.40) [25].

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{E}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{E}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cn} = \frac{E}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (2.40)$$

En appliquant la transformation de Park, prise sous la forme de (2.12), aux tensions phase-neutre données par (2.40), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveaux de phase(2.41).

$$\underline{V}_s = V_{sd} + jV_{sq} = \sqrt{\frac{2}{3}}E (S_a + \underline{a}S_b + \underline{a}^2S_c) \tag{2.41}$$

L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure.2.5 [25,50].

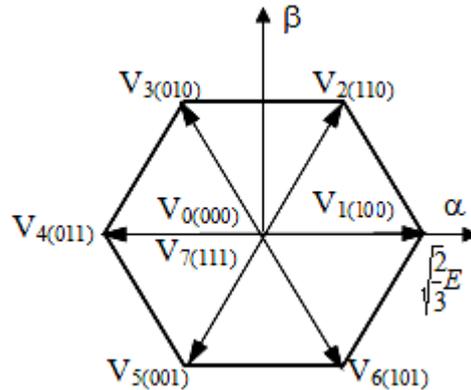


Figure.2.4 : Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux.

Les huit vecteurs de tensions sont représentés dans le plan (α, β) par la figure2.4 où \vec{V}_0 et \vec{V}_7 sont identiquement nuls. Les six autres ont le même module égale à $\sqrt{\frac{2}{3}}E$. Les extrémités de ces six vecteurs définissant les sommets d'un hexagone régulier puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de $\frac{\pi}{3}$.

2.6.2. Structures de MLI

La technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI) permet de commander la tension de sortie de l'onduleur en amplitude et en fréquence à partir des signaux de commandes des interrupteurs de l'onduleur tout en limitant l'effet des harmoniques [2,5].

Il existe différentes structures de Modulation de Largeur d'Impulsion permettant de gérer les trois courants d'alimentation de la machine asynchrone à partir des courants de référence calculés au niveau de la commande [5,6]. Trois types de MLI sont généralement utilisés:

- ♦ La *MLI précalculée* : consiste à calculer les instants de commutation des interrupteurs de puissance de manière à éliminer certaines harmoniques non désirables [5]. Ces séquences sont alors enregistrées dans une mémoire et restituées cycliquement pour assurer la commande des interrupteurs. L'implantation de cette technique de MLI sur circuit intégré spécifique est alors

envisageable. Plusieurs travaux d'intégration ont d'ailleurs été réalisés pour ce type de structure.

♦ *La MLI sinus-triangle* : est basée sur la comparaison entre une onde modulante, de forme sinusoïdale à faible fréquence, et une autre onde porteuse de forme triangulaire à fréquence plus élevée. Les points d'intersection entre la porteuse et la modulante déterminent les instants de commutation [5]. Ce genre de MLI est surtout bien adapté à l'électronique analogique mais est difficilement utilisable en numérique. En effet, il est, par exemple, difficile de reproduire une tension de référence sinusoïdale parfaite à partir d'informations numériques.

♦ *La MLI vectorielle* : utilisée dans les commandes modernes des machines asynchrones pour obtenir des formes d'ondes arbitraires non nécessairement sinusoïdales [6]. Le principe de la *MLI vectorielle* consiste à reconstruire le vecteur tension statorique V_s à partir de huit vecteurs tension [5,6]. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé, Cette méthode de MLI peut désormais être implantée dans des circuits intégrés numériques. Elle nécessite toutefois des calculs numériques rapides et précis. De ce fait, la fonction MLI est séparée des fonctions de "commande algorithmique" et implantée dans un circuit intégré spécifique.

Les techniques de Modulation à Largeur d'Impulsions (MLI) sont souvent assez lourdes à mettre en oeuvre. Elles sont souvent un obstacle à l'intégration complète de la commande : "commande algorithmique" et "commande rapprochée" sur un circuit intégré spécifique.

Pour obtenir une commande plus performante, la MLI doit en outre être précise et rapide. Ceci est généralement difficile à combiner avec les nombreuses fonctions de calculs de la "commande algorithmique" liées, de surcroît, à un modèle complexe de la machine dans le cas d'une commande vectorielle.

Deux techniques de commande MLI vont être développées dans cette thèse à savoir la commande MLI sinus – triangle et la commande MLI vectorielle (voir l'annexe B).

2.7. La commande vectorielle de machines asynchrones (FOC)

La commande vectorielle, nommée aussi commande par orientation du flux, est certainement la stratégie de commande actuellement la plus élaborée pour les machines asynchrones. Développée par Blaschke au début des années 70[9], il aura toutefois fallu attendre 1980 pour voir la première réalisation pratique [7]. C'est en effet à partir des progrès de la Micro-électronique, et notamment des microprocesseurs puis des DSP, que la commande vectorielle a pu prendre son essor. Notons par ailleurs que la commande

vectorielle impose généralement le pilotage d'un convertisseur de puissance à travers un modulateur de puissance. On parle alors de techniques de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

2.7.1. Découplage de la commande selon l'orientation du flux

Le principe de la commande vectorielle se base sur un modèle évolué de la machine asynchrone. Ce modèle est construit à partir de la transformation mathématique des grandeurs qui contribuent à la génération du couple électromagnétique et du flux de la machine (courants, tensions, vitesse de rotation et position du rotor) [11,13]. La figure 2.6 illustre les différentes phases de transformation des grandeurs mesurées, intervenant dans la commande. Dans une première phase, on simplifie le modèle d'équations de la machine par la transformation de Park, en passant d'un référentiel statorique triphasé $S(a,b,c)$ à un référentiel statorique biphasé $S(\alpha,\beta)$. Une seconde phase de transformation, dite transformation de Park, va permettre de passer du référentiel statorique biphasé $S(\alpha,\beta)$ à un référentiel associé au champ tournant (d,q) par une simple rotation à partir de la relation (2.14),[6] .

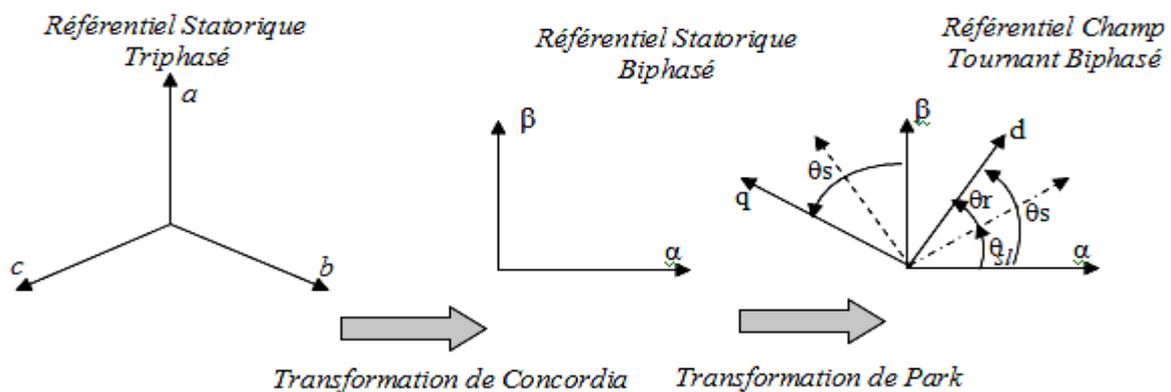


Figure 2.5. Phases de transformation pour les changements de référentiels

Dans le cas de l'orientation selon le flux rotorique dans le référentiel (d,q) , c'est-à-dire tel que l'axe d soit confondu avec la direction du vecteur flux rotorique ϕ_r , ce qui est montré dans la figure 2.6.[6], nous montrerons que l'expression du couple n'est fonction que des composantes biphasées du courant d'alimentation de la machine, I_{sd} et I_{sq} . La composante d'axe d du courant statorique I_{sd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux rotorique [16]. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine [10,11]. Le contrôle du couple ne dépendant plus, dans ce cas, que de la composante d'axe q du courant statorique I_{sq} .

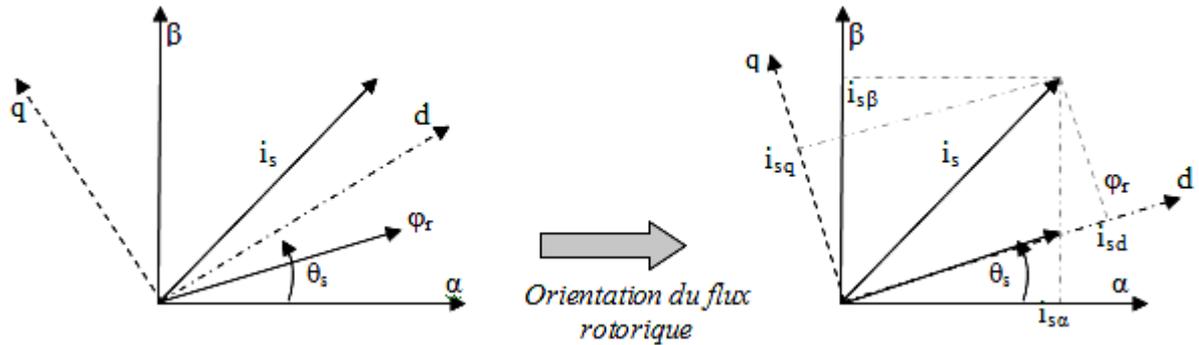


Figure 2.6 : Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation du flux rotorique

2.7.2. Analogie avec le moteur à courant continu

Les machines à courant continu occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique voir figure 2.7. Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple [5,12].

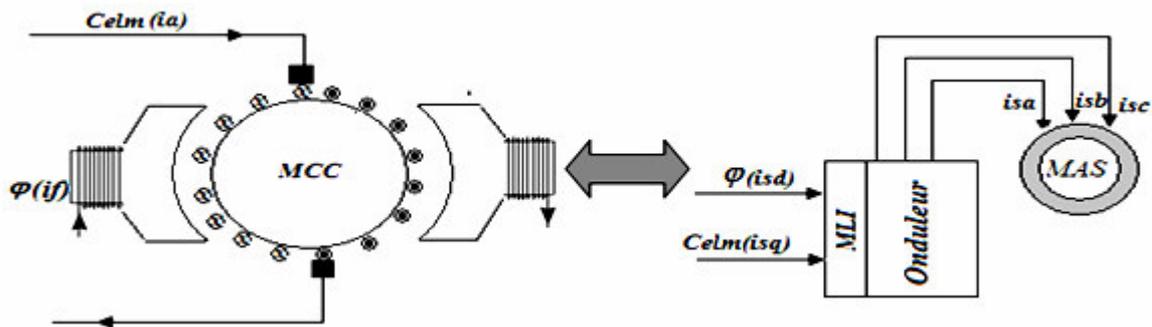


Figure 2.7 : Analogie entre la commande d'une MCC et la commande FOC d'une MAS

La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = K \cdot \varphi \cdot i_a = K' \cdot i_f \cdot i_a \quad (2.42)$$

Avec φ : Flux imposé par le courant d'excitation i_f et i_a : Courant d'induit.

Le courant d'induit i_a est la grandeur génératrice du couple et le courant d'excitation i_f est la grandeur génératrice du flux. Ainsi, dans une machine à courant continu tout se passe comme si les variables de commandes i_a et i_f étaient orthogonales. C'est à dire que le flux commandé par le courant i_f et le couple par le courant i_a . On dit que l'induit et l'inducteur sont découplés [5].

Pour une machine asynchrone, la relation du couple électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} (\varphi_{rd} I_{sq} - \varphi_{rq} I_{sd}) \quad (2.43)$$

En partant de cette équation, on peut réaliser un *découplage* de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant I_{sq} et ainsi donc le flux par le courant I_{sd} . La relation finale du couple est :

$$C_e = \frac{pL_m}{L_r} (\varphi_r I_{sq}) = KI_{sq} I_{sd} \quad (2.44)$$

On voit que cette relation est similaire à celle du moteur à courant continu.

A l'examen de ces dernières relations, on constate que [3] :

- ♣ La composante I_{sd} joue le rôle du courant d'excitation qui génère et contrôle le flux d'excitation φ_r .
- ♣ La composante I_{sq} joue le rôle du courant induit qui, à flux d'excitation donné, contrôle le couple.

Le découplage entre le couple et le flux, obtenu à partir de la méthode *d'orientation vectorielle du flux rotorique*, semble être une solution privilégiée lors de l'implantation du contrôle vectoriel. Par contre, l'estimation du flux rotorique dépend de nombreux paramètres de la machine, dont la résistance rotorique, qui est très difficile à identifier en cours de fonctionnement [19-21].

Inversement, la commande vectorielle basée sur *l'orientation du flux statorique*, bien que ne permettant pas un découplage du couple et du flux, a l'avantage de ne prendre en compte que les paramètres statoriques de la machine. Cet avantage permettra de réduire très nettement l'influence des variations des paramètres de la machine sur la commande.

2.7.3. Etude des méthodes directe et indirecte du contrôle à flux rotorique orienté

Etudions et comparons à présent les deux principales méthodes d'établissement de la commande à flux rotorique orienté : la méthode à contrôle direct (DFOC) et la méthode à contrôle indirect (IFOC).

2.7.3.1. Le contrôle direct (DFOC)

Ce type de contrôle exige la connaissance du module et de la phase du flux (rotorique dans notre cas) à tout instant puis régulé par une boucle de contre-réaction [3,4], Figure 2.9. Une première méthode consiste à mesurer directement le flux de la machine à l'aide de capteurs positionnés dans l'entrefer et d'en déduire l'amplitude et la phase. Le calcul du flux se base sur l'intégration des courants statoriques mesurés [4,12]. En outre, la connaissance de la position du flux dans les référentiel tournant $S(d,q)$ est également nécessaire à l'élaboration des modèles du flux, du couple et des courants de référence du système de commande [12,13]. Les capteurs sont soumis à des conditions extrêmes (température, vibrations, etc.) de plus la

mesure est entachée de bruits dépendant de la vitesse causés par les encoches, ce qui nécessite du filtrage à fréquence variable cette mesure permet de concevoir une commande vectorielle complètement découplée (flux et couple) par contre l'installation de capteurs de flux augmente le coût de fabrication [4,6]. Pour cette raison une deuxième méthode est celle de l'estimation (boucle ouverte) ou observation (boucle fermée) du flux à partir de mesures classiques (courants, tensions, vitesse)

2.7.3.2. Le contrôle indirect (IFOC)

Contrairement à la commande vectorielle directe, la méthode indirecte consiste à ne pas estimer l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de référence φ_{rd}^* [4,6]. L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence Ce^* et du flux rotorique de référence φ_{rd}^* . La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié. Mais elle reste sensible vis-à-vis les variations des paramètres de la machine et en particulier de la constante de temps rotorique T_r peut poser problème en régime de survitesse[14-16], car la position du flux θ_s est calculé en boucle ouverte. D'où la nécessité également d'une adaptation paramétrique, voir [16,20]. Des résultats de simulation sont présentés dans ce chapitre qui ont montré les faiblesses de cette commande contre les variations paramétriques on peut distinguer deux types de commande.

2.7.3.2.1. Commande en courant

Considérons les deux courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}) comme variables de commande, le flux rotorique (φ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état, après arrangement des équations (2.26), (2.29) et (2.30). Nous obtenons :

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d\varphi_r}{dt} + \varphi_r = M \cdot I_{ds} \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\varphi_r} = \omega_s - \omega_r \\ C_e = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot \varphi_r \cdot I_{qs} \\ J \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - Cr - f \cdot \Omega_r \end{cases} \quad (2.45)$$

Nous pouvons remarquer dans les équations (2.45) que seule la composante directe (axe "d") du courant statorique (I_{ds}) détermine l'amplitude du flux rotorique (φ_r), alors que le couple ne dépend

que de la composante en quadrature (axe "q") du courant statorique (I_{qs}) si le flux rotorique est maintenu constant. Ainsi est réalisée une décomposition du courant statorique en deux termes correspondants respectivement au flux et au couple. Le schéma fonctionnel correspondant est le suivant [22]:

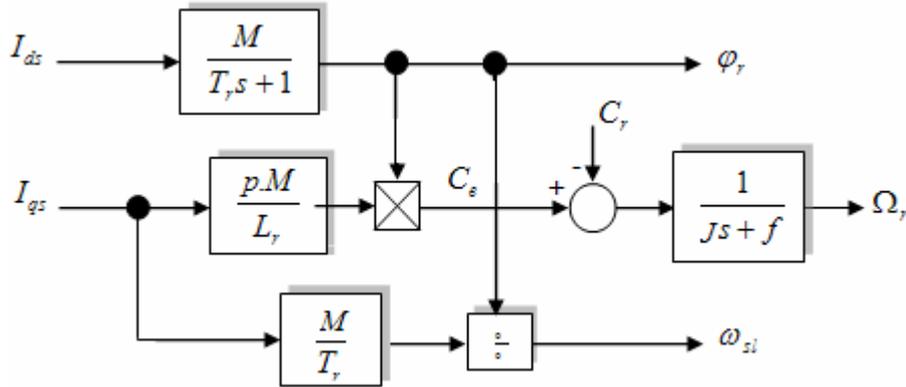


Figure 2.8 : Modèle en courant par orientation du flux rotorique.

2.7.3.2.2. Commande en tension

Les idées sont les mêmes que celles exprimées dans le paragraphe précédent, cependant nous ne devons pas seulement considérer la dynamique du rotor mais aussi la dynamique du stator, parce que la machine est alimentée par une source de tension [22].

Considérons les deux tensions statoriques (V_{ds}, V_{qs}) comme variable de commande, les deux courants statoriques (I_{ds}, I_{qs}), le flux rotorique (ϕ_r) et la vitesse mécanique (Ω_r) comme variables d'état. Nous obtenons le modèle de la MAS alimentée en tension.

$$\begin{cases}
 \sigma.T_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds} = \frac{v_{ds}}{R_s} + \sigma.T_s \cdot \omega_s \cdot I_{qs} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \cdot \frac{d\phi_r}{dt} \\
 \sigma.T_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs} = \frac{v_{qs}}{R_s} - \omega_s \cdot \left[\sigma.T_s \cdot I_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \cdot \phi_r \right] \\
 T_r \cdot \frac{d\phi_r}{dt} + \phi_r = M \cdot I_{ds} \\
 \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\phi_r} \\
 C_e = \frac{p \cdot M}{L_r} \cdot \phi_r \cdot I_{qs} \\
 j \cdot \frac{d\Omega_r}{dt} = C_e - C_r - f \cdot \Omega_r
 \end{cases} \tag{2.46}$$

2.7.3.2.3. Structure de la commande indirecte (IFOC) de la MAS alimentée en tension

Considérons le couple (C_e^*) et le flux rotorique (φ_r^*) comme référence de commande. Nous inversons le modèle (2.47) et nous obtenons les équations de commande suivantes [22] :

$$\begin{cases} I_{qs} = \frac{L_r}{p.M} \cdot \frac{C_e^*}{\varphi_r^*} \\ I_{ds} = \frac{1}{M} (T_r \cdot \frac{d\varphi_r^*}{dt} + \varphi_r^*) \\ \omega_{sl} = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{I_{qs}}{\varphi_r^*} \\ V_{ds} = R_s \left\{ (\sigma.T_s \cdot \frac{dI_{ds}}{dt} + I_{ds}) + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \cdot \frac{d\varphi_r^*}{dt} - \sigma.T_s \cdot (\omega_{sl} + p.\Omega_r) \cdot I_{qs} \right\} \\ V_{qs} = R_s \left\{ (\sigma.T_s \cdot \frac{dI_{qs}}{dt} + I_{qs}) + (\omega_{sl} + p.\Omega_r) \left[\sigma.T_s \cdot I_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \cdot \varphi_r^* \right] \right\} \end{cases} \quad (2.47)$$

Le schéma fonctionnel correspondant de la commande est le suivant :

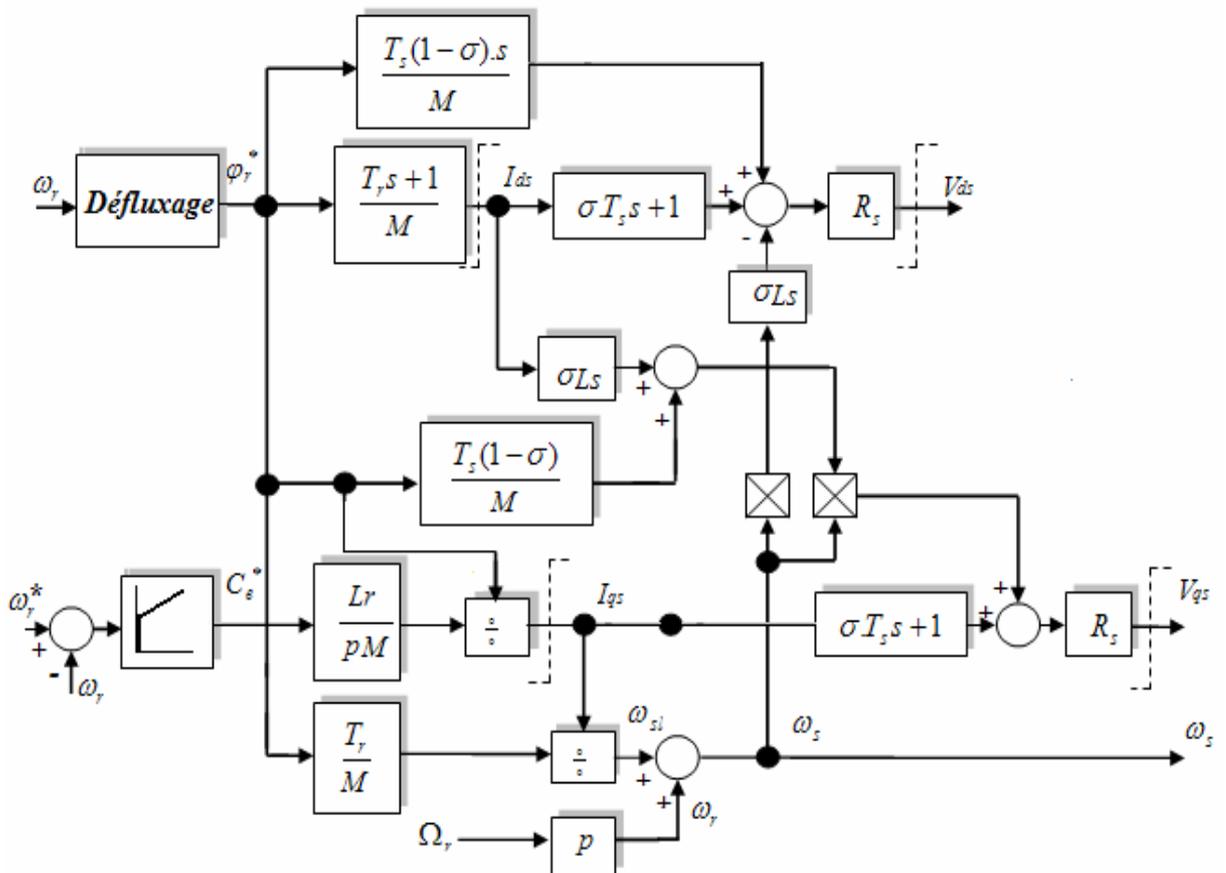


Figure 2.9 : Schéma fonctionnel de la structure de commande en tension

2.7.3.3. Conclusion sur les méthodes de contrôle direct et indirect à flux rotorique orienté

A l'inverse du contrôle direct, le contrôle indirect du flux reste très sensible à la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement [15,16]. Par contre, cette méthode est plus facile à implanter et présente de biens meilleures performances à faible vitesse que le contrôle direct qui ne permet pas une estimation correcte du flux dans ces gammes de fonctionnement [4,15]. Nous remarquerons que ces deux structures de commande vectorielle à flux rotorique orienté nécessitent un capteur mécanique pour l'information de vitesse et de position du rotor de la machine. En outre, elles nécessitent généralement un modulateur qui contrôle les commutations imposées au convertisseur de puissance.

✍ Résultats de simulation

➤ Simulation du démarrage de la Machine asynchrone alimentée par le réseau et par l'onduleur

Me modèle mathématique de la machine mis sous forme d'état utilisant des blocs de simulation par le logiciel *Matlab/Simulink* voir le comportement de la machine face a l'alimentation. Les résultats de simulation sont donnée par les figures ci-dessous.

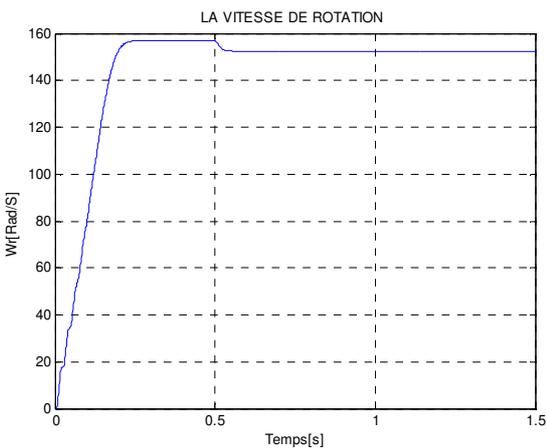


Fig2.10.a: Vitesse de rotation MAS-Réseau

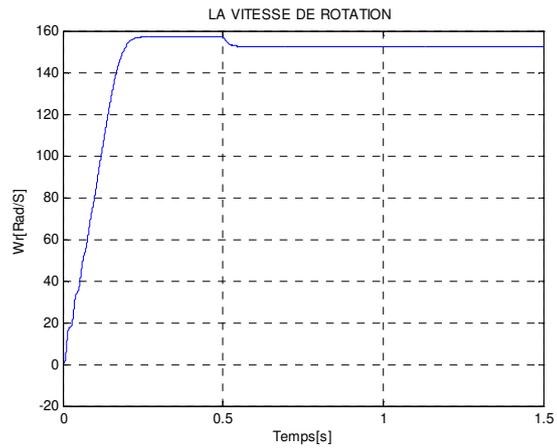


Fig2.10.d : Vitesse de rotation MAS-Onduleur

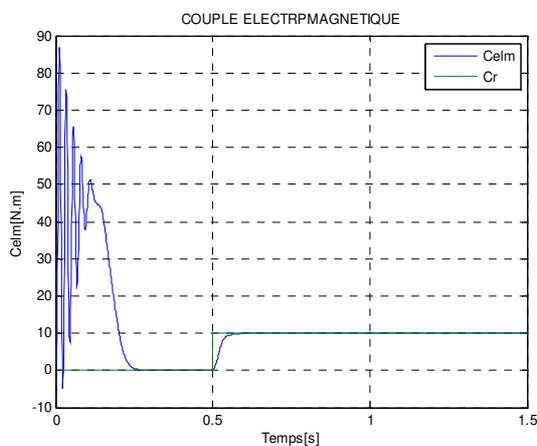


Fig2.10.b: Couple électromagnétique MAS-Réseau

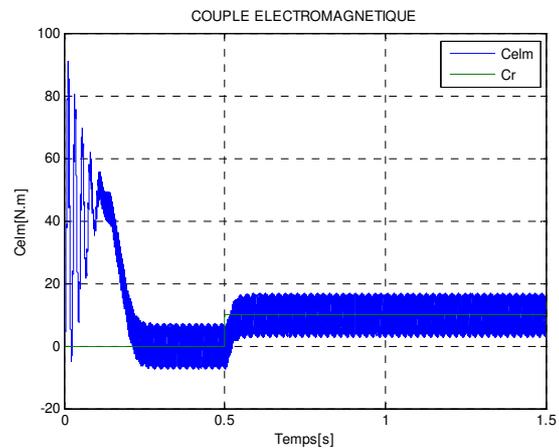


Fig2.10.e: Couple électromagnétique MAS-Onduleur

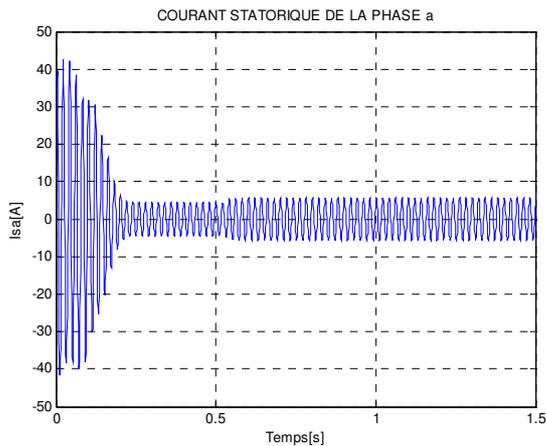


Fig2.10.c: Courant de la phase MAS-Réseau

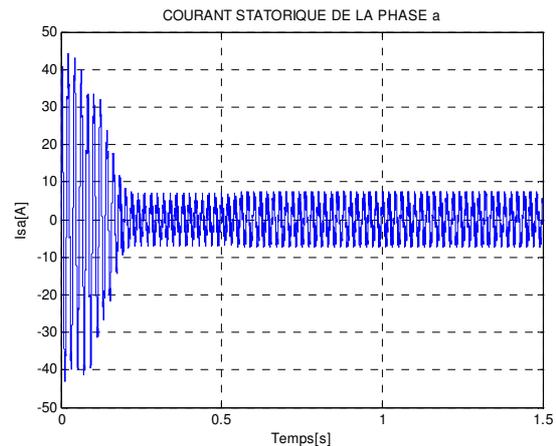


Fig2.10.f: Courant de la phase MAS-Onduleur

✎ Pour ce fonctionnement de la machine alimentée directement par le réseau standard [220/380V et 50Hz], l'examen des courbes des figures.2.10 (a, b et c) montre que durant la phase où la machine est à vide ($t < 0.5s$), la vitesse atteint une vitesse très proche de celle du synchronisme (157rad/s, Glissement presque nul), avec un accroissement presque linéaire. Pendant le régime transitoire, le couple fortement pulsatoire, présente aux premiers instants de démarrage des battements importants; en régime stationnaire, le couple électromagnétique s'annule. Le courant statorique se stabilise à la constante qui définit le courant nécessaire à la magnétisation de la machine asynchrone à vide sous une tension nominale. A l'instant 0.5s une perturbation de couple $C_r=10Nm$ est appliquée à l'arbre de la machine (démarrage en charge), l'ordre de l'application de la perturbation de couple, le couple électromagnétique rejoint sa valeur pour compenser cette oscillation avec une réponse quasi instantanée, avant de se stabiliser à la valeur du couple résistant nominal; mais on constate une décroissance de vitesse rotorique qui se traduit par un glissement, ce qui est un résultat évident (la vitesse diminue pour les sur charges). On remarque également que les courants statoriques évoluent selon la charge appliquée à l'arbre de la machine.

✎ Les figures.10(d,e,f) montrent le démarrage avec un onduleur de tension de la machine asynchrone à vide permet d'avoir un comportement pratiquement identique par rapport au démarrage sous la pleine tension. Par contre, la courbe de variation du couple électromagnétique montre une forte pulsation de ce dernier au début du démarrage, puis il continue avec des oscillations moins importantes dues à la modulation autour d'une valeur moyenne correspond aux pertes par frottements et ventilation. La forme du courant de ligne absorbé est proche d'une sinusoïde.

➤ *Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone*

La commande vectorielle indirecte a été implantée numériquement sur *Simulink/Matlab*. Dans cette étude nous réglons la vitesse; les consignes sont le flux rotorique et la vitesse, on choisi le flux de référence de $\varphi_r^* = 0.6\text{Wb}$, un couple de référence C_e^* généré à la sortie du régulateur de la vitesse PI ($K_p=0.98$; $K_i=7.75$).

a) *Influence de la variation du couple de charge et l'inversion de la vitesse*

Dans cette partie, on démarre la machine à vide puis on applique et élimine d'un couple de charge de 10 (N.m) aux instants 1s et 2s respectivement; à l'instant $t=2.5\text{s}$ on fait l'inversion du sens de rotation de $[+100 \text{ à } -100]$ rad/s. nous avons obtenus les résultats suivantes.

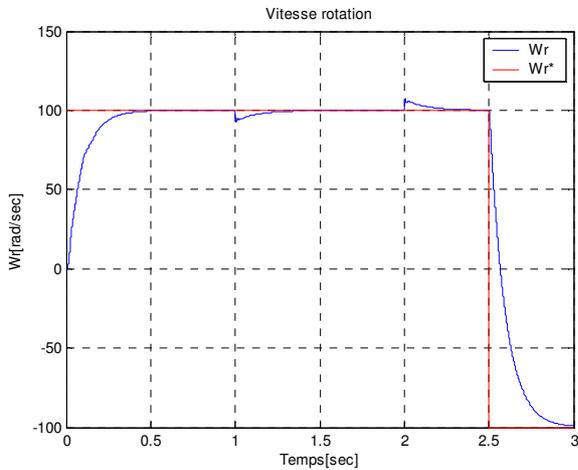


Fig2.11.a.: Vitesse de rotation

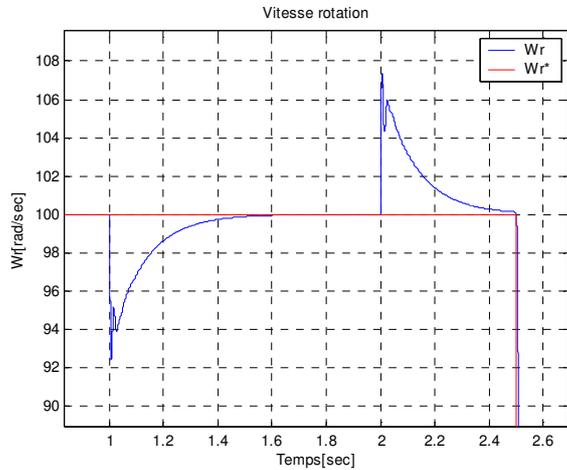


Fig2.11.b: Effet loupe de la vitesse de rotation

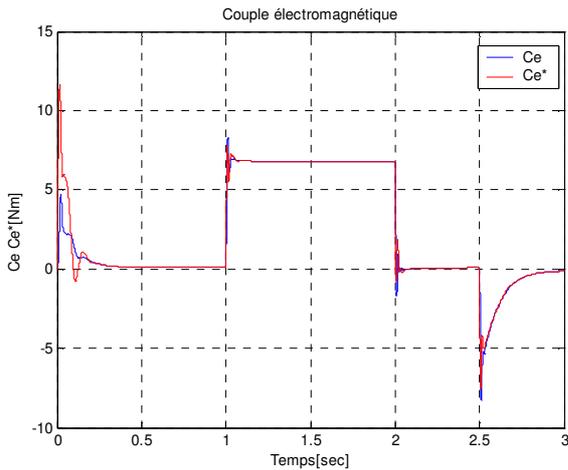


Fig2.12.a: Couple électromagnétique

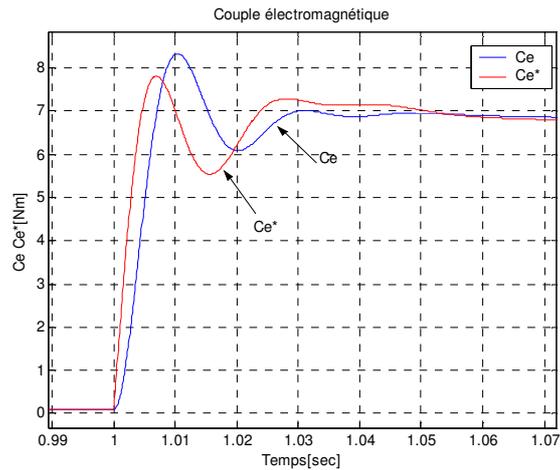


Fig2.12.b: Effet loupe couple électromagnétique

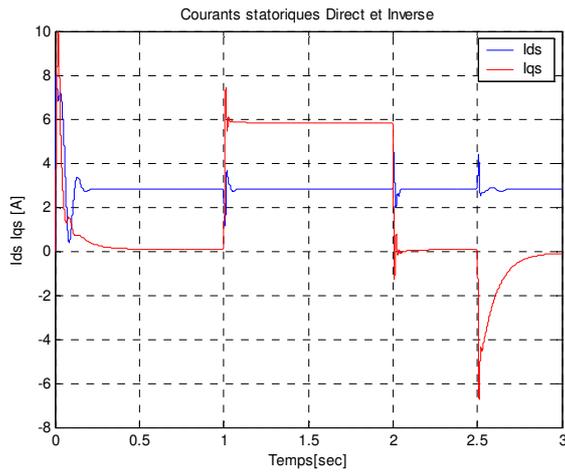


Fig2.13.a: Courants statorique I_{sd} I_{sq}

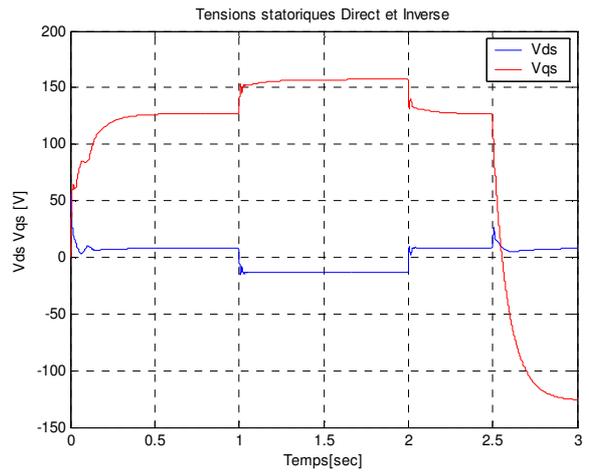


Fig2.13.b: Courants statorique V_{sd} V_{sq}

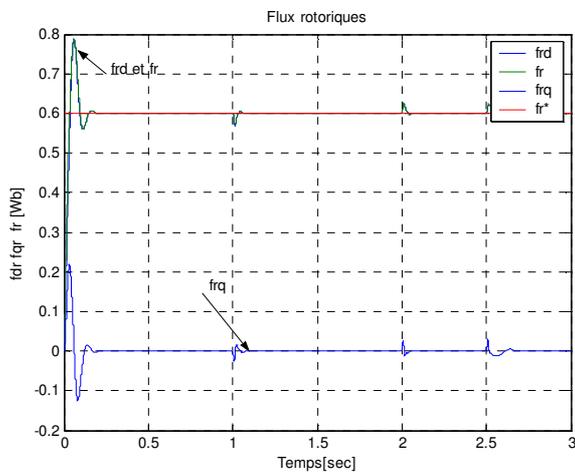


Fig2.14.a: Flux rotoriques ϕ_r , ϕ_{rd} , ϕ_{ra}

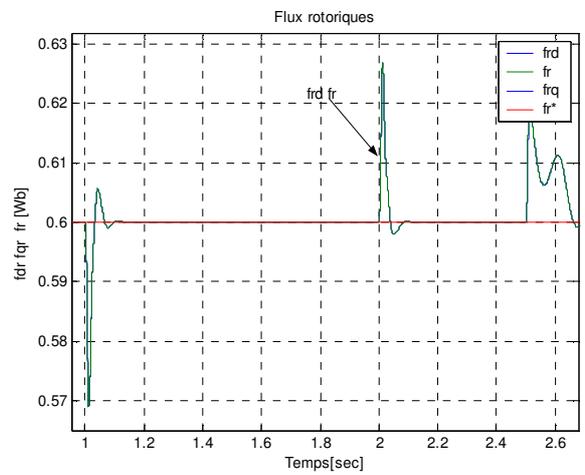


Fig2.14.b: Effet loupe flux rotoriques ϕ_r , ϕ_{rd} , ϕ_{ra}

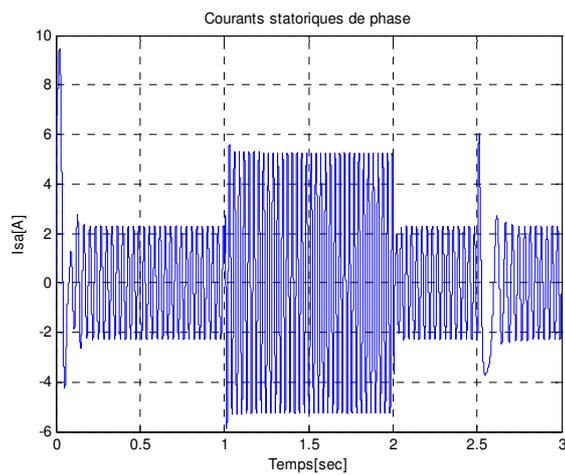


Fig2.15.a: Courant statorique de phase

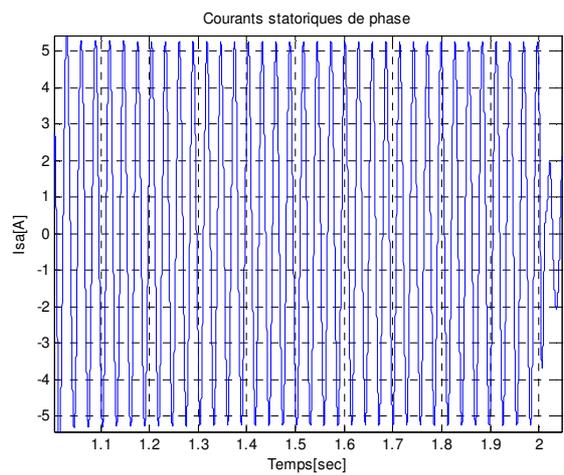


Fig2.15.b: Effet loupe courant statorique de phase

Figure 2.(11-15) : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée

d'après les figures(2.11-2.15), on peut noter que durant la phase initiale une bonne poursuite de vitesse et un excellent découplage entre le flux, mais à l'instant où l'on surcharge le moteur, on remarque une diminution de la vitesse (freinage de la machine) figures2(11a-b). Cette perturbation est d'allures vite rejetée, le couple développé par le moteur rattrape la valeur du couple de référence (figures212a-12b), où on observe quelques dépassements transitoires lors de changements de consigne de couple électromagnétique, elles sont données par l'absence d'un découplage parfait du fait du temps de réponse des régulateurs. Ainsi que le couple C_e et le flux rotorique φ_r sont découplés. D'après (figures214a-14b), le flux $\varphi_{r,d}$ est orienté suivant le flux φ_r et $\varphi_{r,q} = 0$, avec une légère diminution de aux instants de la variation de la charge.

a) Influence de la variation de la résistance rotorique.

Pour tester la robustesse des commandes vectorielles présentées face aux variations des paramètres, on a opté pour des variations de la résistance rotorique de 50% durant la simulation. Les résultats de simulation sont présentés par les figures ci-dessous.

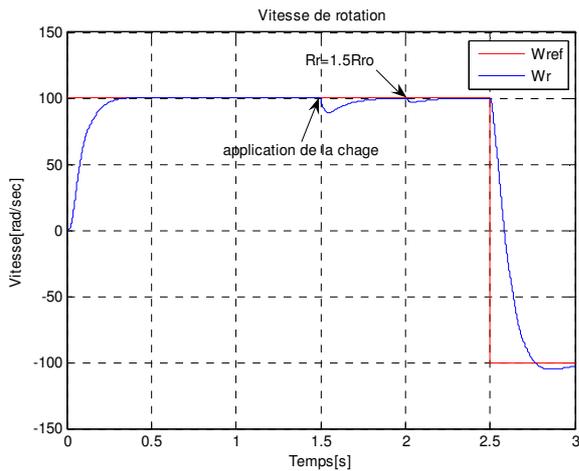


Fig2.16.a.: Vitesse de rotation

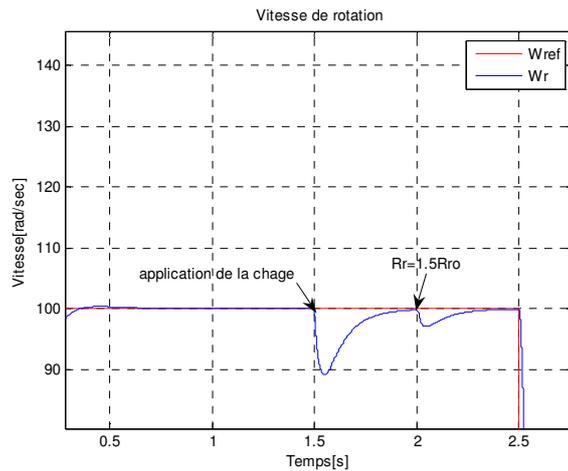


Fig2.16.b: Effet loupe de la vitesse de rotation

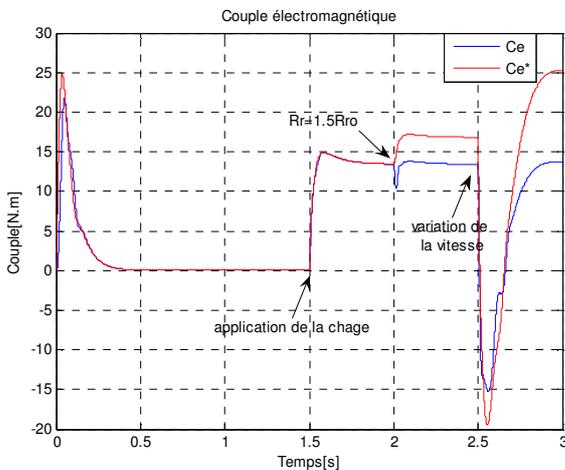


Fig2.17.a.: Couple électromagnétique

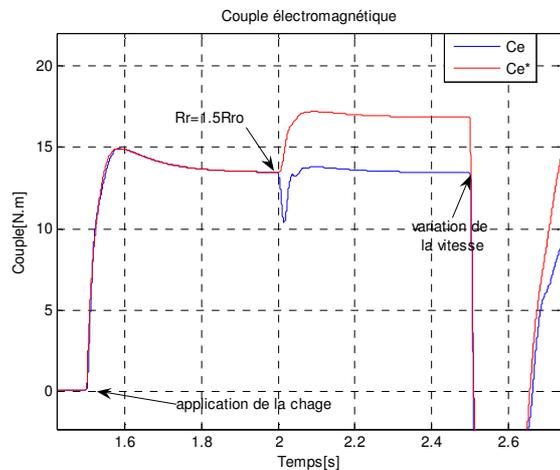


Fig2.17.b: Effet loupe couple électromagnétique

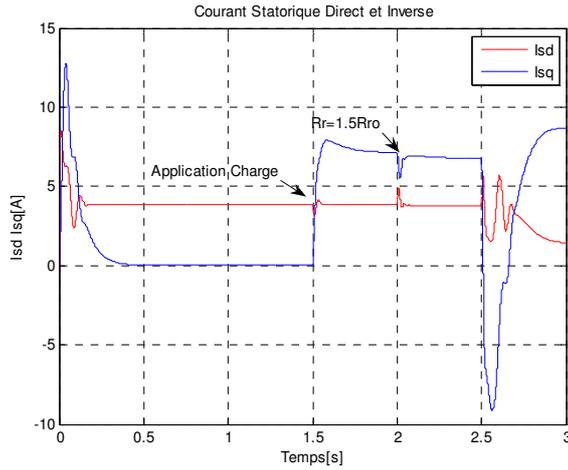


Fig2.18.a: Courants statorique Isd Isq

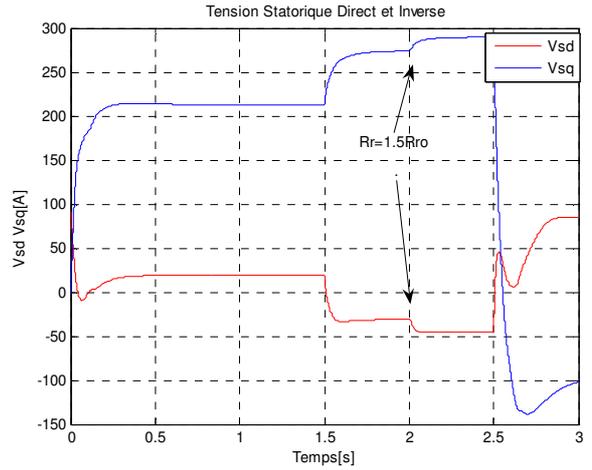


Fig2.18.b: Tension statorique Vsd Vsq

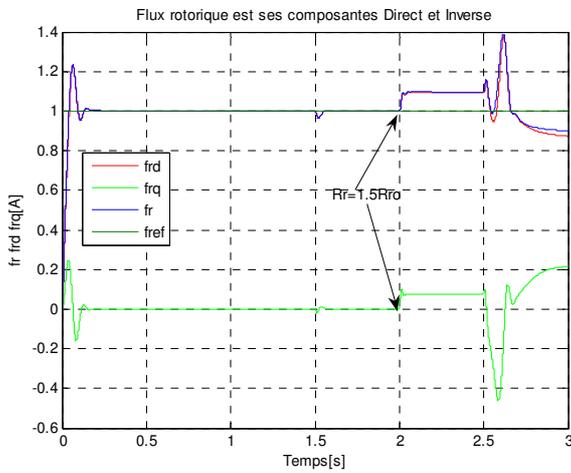


Fig2.19.a: Flux rotoriques $\phi_r, \phi_{rb}, \phi_{ra}$

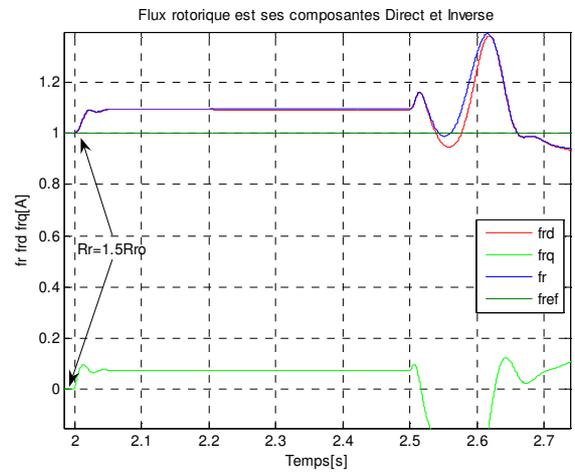


Fig2.19.b: Effet loupe flux rotoriques $\phi_r, \phi_{rb}, \phi_{ra}$

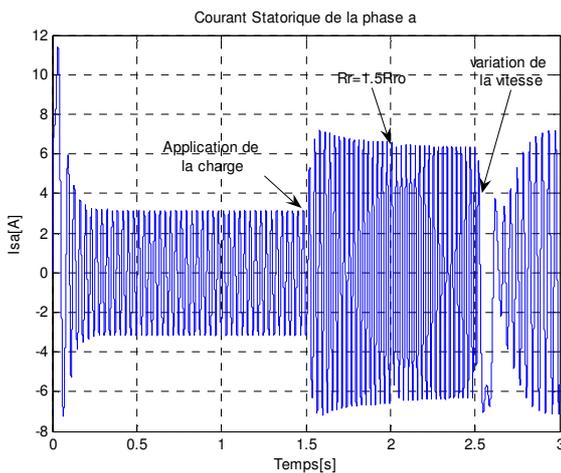


Fig2.20.a: Courant statorique de phase

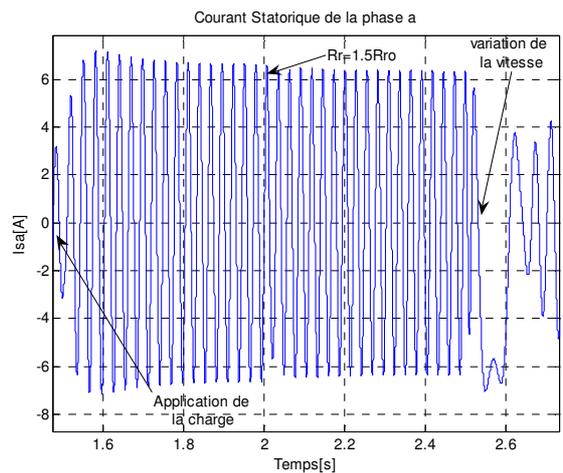


Fig2.20.b: Effet loupe courant statorique de phase

Figure 2.(16-20): Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée en tension avec une variation de la résistance rotorique de ($\Delta R_r=50\%$).

✎ D'après les figures(2.16-2.20), on observe une faible robustesse de la commande vectorielle, face aux variations paramétriques et notamment la variation de la résistance rotorique (à l'instant $t=1.5s, R=1.5R_o$) qui intervient dans la détermination de l'angle θ_s nécessaire pour la transformation vectorielle; cette dernière affecte considérablement la dynamique du flux magnétique, chose qui est exprimée par la perte de découplage, où le flux rotorique présente une erreur statique positive (surexcitation) assez remarquable démontrant en fait une qu'on a perdu le découplage du flux et du couple cela; augure d'une mauvaise performance de stabilisation du moteur voir les figures (2.17a et 2.19a). Par conséquent, on risque de faire saturer le circuit magnétique de la machine et de perdre les performances de la commande. Par ailleurs, la compensation de l'effet de la résistance rotorique dans la partie mécanique (vitesse et couple) peut nécessiter des courants et des tensions de commande supérieures aux valeurs admissibles supportées par la machine.

2.8. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation du système machine–onduleur asynchrone (MAS). Dans la première partie on a donné la représentation mathématique de la machine asynchrone dans un référentiel triphasé avant d'utiliser la transformation de Park pour réduire la représentation de la MAS à des référentiels biphasés. Dans la seconde partie on a procédé à la modélisation de l'onduleur deux niveaux, puis on a étudié les principes de la commande vectorielle. Une simulation numérique de la commande vectorielle indirecte a été effectuée; on a noté que cette dernière reste peu robuste face au variation des paramètres de la machine et notamment la résistance rotorique. En effet les résultats de simulations montrent une dégradation des performances et la perte du découplage plus ou moins conséquente qui peut amener à la déstabilisation du système à contrôler.

Nous constatons donc, à travers ces investigations, que la commande par flux orienté conduit à des limitations implicites des performances des variateurs auxquels elle est associée. A la suite de quoi et dans le but de palier les inconvénients de la commande par orientation de flux rotorique, nous avons essayé dans le chapitre suivant de proposer une alternative intéressante qui rentre dans le cadre des commandes appliquées à la machine asynchrone, On parle ici d'une commande directe du couple appelée (DTC).

CHAPITRE III

COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

3. COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

3.1. Introduction

Depuis une trentaines d'années, plusieurs stratégies de commande ont été développées pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine à induction. Ces méthodes appelées "commandes vectorielles" assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [3,25]. Au cours des dernières années, le développement de nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation des structures de commande beaucoup plus évoluée. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de commande directe du couple et du flux statorique, Les synoptiques de commande ont certes évolué dans le sens d'améliorer certains aspects comme la minimisation de l'influence des paramètres de la machine et on ne nécessitant pas de capteur mécanique de position [32-33].

Ce chapitre est destiné principalement à la description de ces nouvelles lois de contrôles. Nous présentons le principe du Contrôle Direct du couple appelé DTC (Direct Torque Control) et le contrôle vectoriel direct du flux statorique appelé DSC (Direct Self Control), avec un intérêt particulier au Contrôle Direct du Couple.

Dans la première partie, nous développons le principe du contrôle direct de couple de la machine, noyau du thème de cette thèse. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux présenté dans Chap.2§2.6. La deuxième partie de ce chapitre est destinée à l'étude de l'effet des bandes hystérésis sur les performances de la commande par DTC.

On terminera par l'étude du contrôle vectoriel direct du flux statorique DSC, qui correspond encore à une simplification du DTC et qui admet une fréquence de commutation minimale.

Des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances des techniques proposées.

3.2. Les commandes en amplitude

Ces commandes sont basées sur le modèle instantané du processus. Comme la Commande Directe du Couple (DTC), ou le Contrôle Vectoriel Direct du flux statorique (DSC) voir figure 3.1. Ces commandes consistent à imposer un vecteur tension à l'onduleur, en utilisant des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux stator et du couple électromagnétique [25-45].

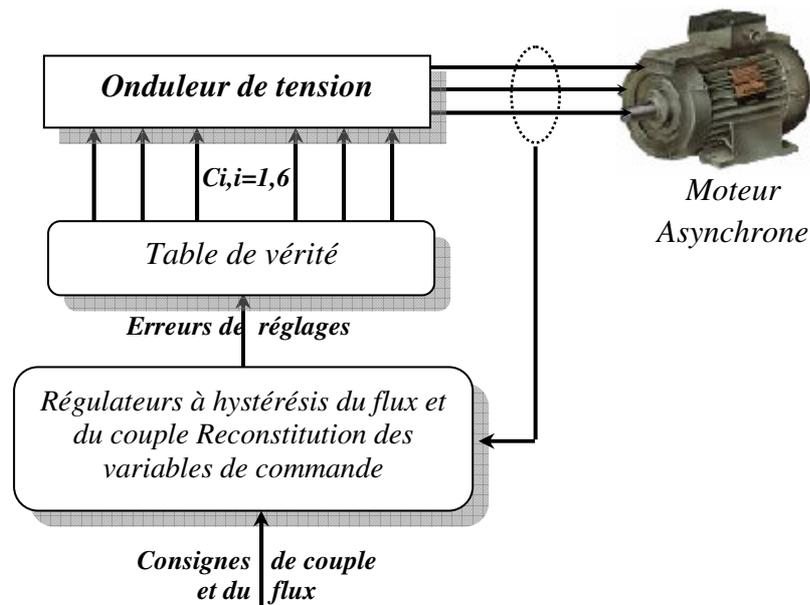


Figure.3.1 : Structure des commandes en amplitude

3.3. Principe de la commande DTC et DSC

Plusieurs travaux ont été réalisés, telles que la commande vectorielle par l'orientation de flux qui permet le découplage entre le flux magnétique et le couple électromagnétique [10,11], pour s'affranchir de la complexité de la commande de la machine asynchrone. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine asynchrone, ces structures de commande restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine notamment la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement [19-21].

Au cours des dernières années, plusieurs techniques d'entraînements à vitesse variable ont été développées [32]. De nouvelles techniques de traitement des signaux ont permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement inédites. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de la commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique. Deux principales stratégies ont été développées par plusieurs centres de recherche. Ces stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la

régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique, leur simplicité, bonnes performances et robustesse [33]. elles sont connues sous les noms de:

- Contrôle direct du couple : (*Direct Torque Control DTC*).
- Contrôle vectoriel direct du flux statorique: (*Direct Self Control DSC*)

3.3.1. Contrôle direct du couple

Le DTC a été introduit par I.TAKAHASHI en 1985 à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu [28,37]. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La structure de base du contrôle direct du couple est présentée sur la figure 3.2.

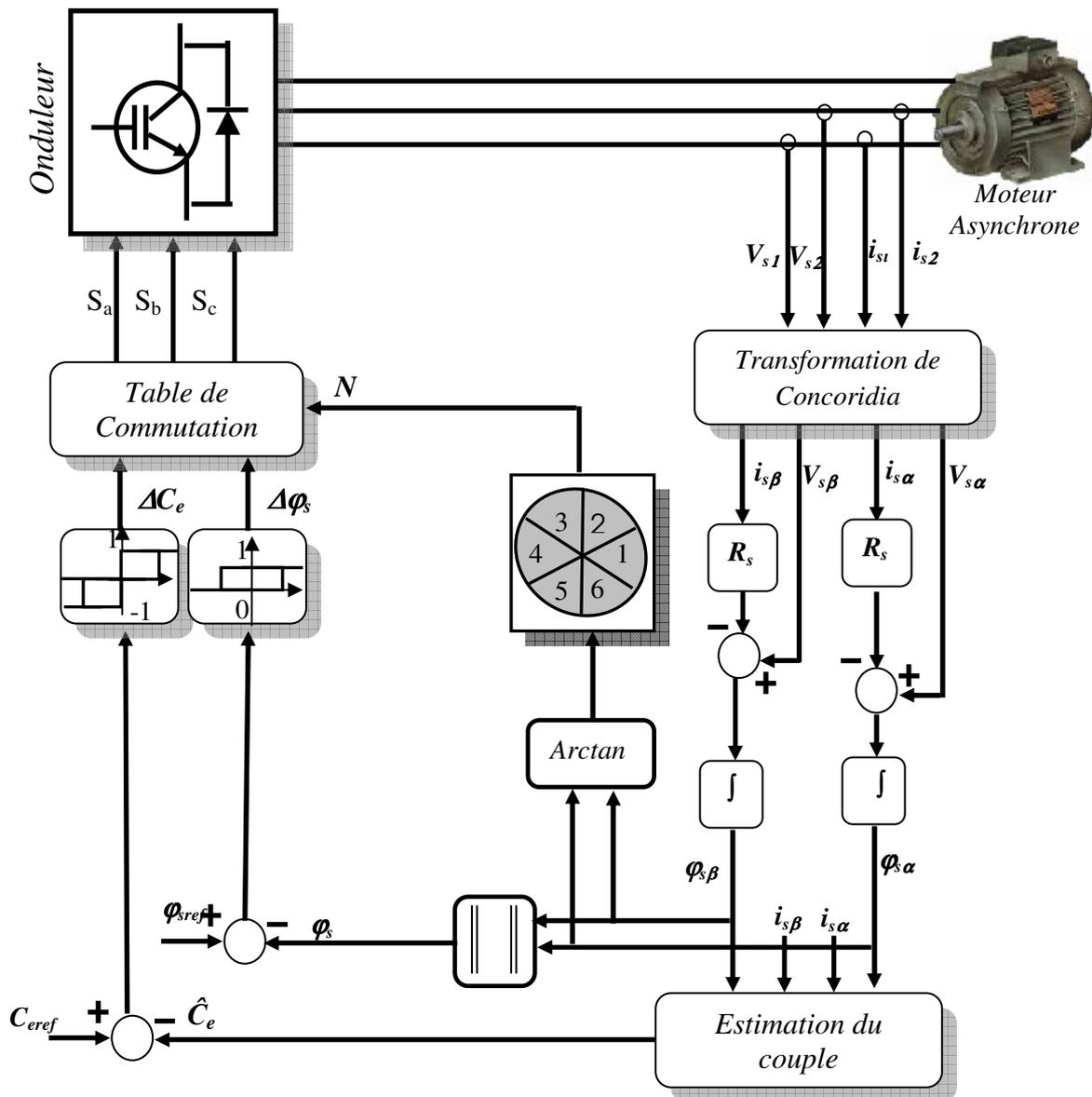


Figure 3.2 : Structure de base de la commande Directe du Couple

La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible.

Son principe est de sélectionner un des huit vecteurs tensions générés par l'onduleur de tension pour contrôler, à la fois du couple et du flux statorique, après la détermination des composantes du vecteur flux statorique [33], soit par estimation en intégrant directement les tensions statoriques soit préférentiellement par observation, par la suite le couple électromagnétique est estimé à partir des courants statoriques mesurés [29,33].

L'erreur instantanée du couple est ensuite calculée et appliquée à un régulateur à hystérésis double bande, générant à sa sortie la variable S_{ce} à trois niveaux (-1,0,1), représentative du sens d'évolution temporelle souhaité pour le couple [35]. De même, le module du vecteur flux statorique est calculé à partir des valeurs de ses coordonnées, et l'erreur de flux statorique injecté dans un régulateur à hystérésis de bande unique, générant à sa sortie la variable binaire S_{ϕ_s} , représentative de l'évolution souhaité pour le flux [35][50,51]. La variable θ_s correspond à une discrétisation de l'angle du vecteur flux statorique, et identifie le secteur angulaire dans lequel se trouve ce vecteur.

3.3.1.1. Contrôle du flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator. Le flux statorique de la machine asynchrone est obtenu à partir de l'équation suivante [25-45]:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (3.1)$$

On obtient :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (3.2)$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} - \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (3.3)$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué reste constant, on peut écrire alors:

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (3.4)$$

Où encore :

$$\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{V}_s T_e \quad (3.5)$$

Avec :

- $\varphi_s(k)$ c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel .
- $\varphi_s(k+1)$ c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant.

- $\Delta\varphi_s$ c'est la variation du vecteur flux statorique ($\varphi_s(k+1) - \varphi_s(k)$)
- T_e c'est la période d'échantillonnage.

Pour une période d'échantillonnage constante l'erreur du flux statorique $\Delta\varphi_s$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué au stator de la machine. La figure (3.3) montre que la sélection des tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique φ_s , dans le plan (α,β) , [32]. L'équation (3.5) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique \vec{V}_s à une vitesse égale à son amplitude [32,35].

La figure 3.4 montre un exemple de l'évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique dans la cas où $\vec{V}_s = \vec{V}_3$. Cette figure montre que la composante radiale du vecteur tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux [25]. En sélectionnant pas à pas le vecteur tension approprié, il est possible de faire suivre au vecteur flux statorique une trajectoire choisie permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine [25,27].

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

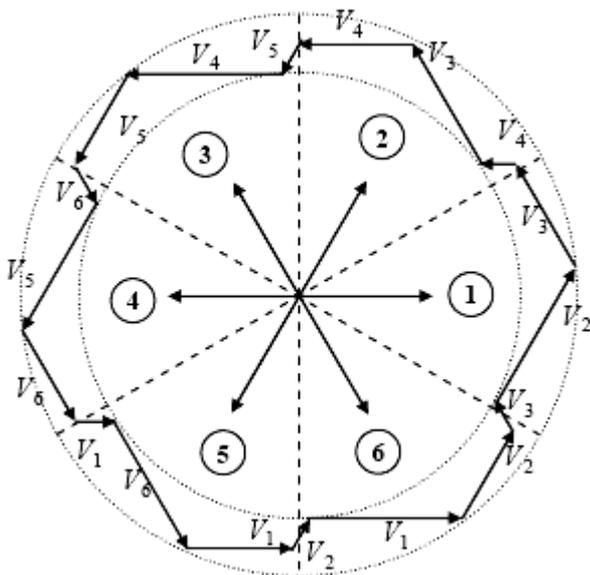


Figure.3.3 : Sélection du vecteur tensions V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux

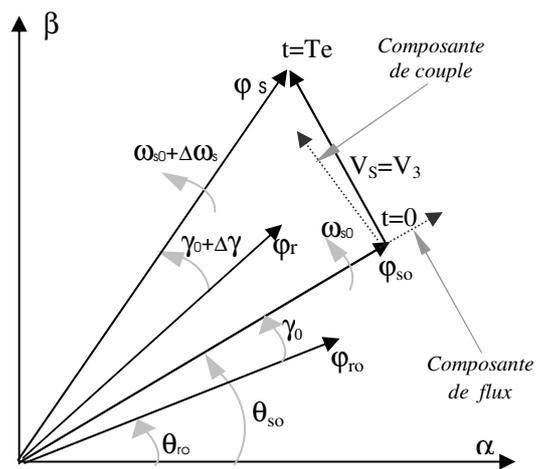


Figure. 3.4 : Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α,β)

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique φ_s dans une couronne circulaire comme

le montre la figure.3.5, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative [25,35,48]. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

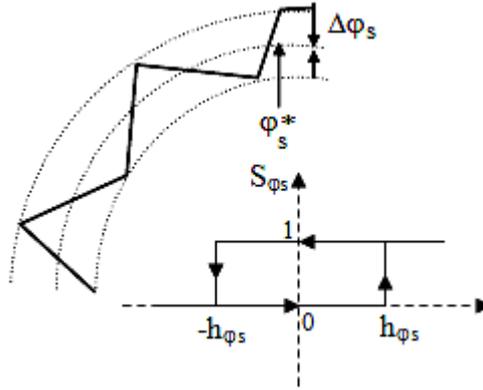


Figure. 3.5 : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta\varphi_s > h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\
 \text{si } \Delta\varphi_s < -h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0
 \end{cases} \quad (3.6)$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\varphi_s$, entre le flux de référence φ_s^* et le flux estimé φ_s dans un comparateur à hystérésis à deux niveaux voir figure 3.5, celui-ci génère à sa sortie la valeur $S_{\varphi_s}=+1$ pour augmenter le flux et $S_{\varphi_s}=0$ pour le réduire; ce type de correcteur permet d'obtenir de bonne performance dynamique du flux. Ainsi, pour faire évoluer le vecteur de flux statorique φ_s dans une couronne circulaire, les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés [25,26]. Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux φ_s . Ainsi, pour aller en marche arrière, on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

3.3.1.2. Contrôle du couple électromagnétique

La transformation de Park est faite avec conservation de puissance, l'expression du couple électromagnétique durant l'intervalle de commande peut être écrite sous la forme:

$$C_e = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin \gamma \quad (3.7)$$

Où $\gamma = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient:

$$\overline{\varphi}_s = [\varphi_s, \theta_s] = \varphi_s e^{j\theta_s}, \quad \overline{\varphi}_r = [\varphi_r, \theta_r] = \varphi_r e^{j\theta_r} \quad (3.8)$$

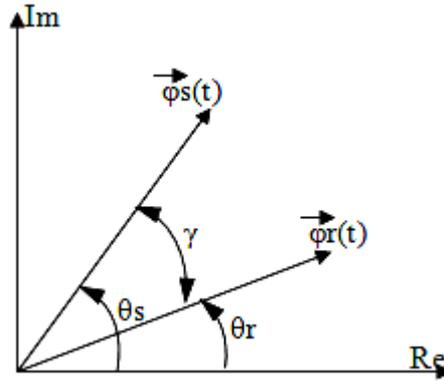


Figure. 3.6 : Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence “ φ_s^* ” et l'expression (3.7) devient:

$$C_e = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \sin \gamma \quad (3.9)$$

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon

$$\overline{\varphi}_s = \overline{\varphi}_s(t + \Delta t) = \varphi_s^* e^{j(\theta_s + \Delta \theta_s)} \quad (3.10)$$

Où “ $\Delta \theta_s = (\omega_s + \Delta \omega_s) \Delta t$ ”, $\Delta \omega_s$ est la variation de vitesse du vecteur statorique. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\overline{\varphi}_r = \overline{\varphi}_r(t + \Delta t) = (\varphi_r + \Delta \varphi_r) e^{j(\theta_r + \Delta \theta_r)} \quad (3.11)$$

Or l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique, la constante de temps est de l'ordre de 100ms, d'où

$$\Delta \varphi_s \approx 0 \quad \text{et} \quad \Delta \varphi_r \approx 0 \quad (3.12)$$

Et par conséquent le couple à l'instant “ $t + \Delta t$ ” devient:

$$C_e = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \sin(\gamma + \Delta \gamma) \quad (3.13)$$

Avec “ $\Delta\gamma = (\omega_s + \Delta\omega_s) \cdot \Delta t$ ” la variation de l’angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

La dérivée du couple est calculée de la façon suivante:

$$\left. \frac{dC_e}{dt} \right|_{t=ti (\Delta t=0)} = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \varphi_s^* \varphi_r \omega_s \quad (3.14)$$

Deux importantes conclusions se déduisent à partir des expressions précédentes :

- Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.
- Le coefficient de proportionnalité dans le calcul de la dérivée du couple étant positif définit la rapidité de la réponse de celui-ci.

Dans d’autres travaux [34,50], une étude basée sur un modèle de petites variations de la machine asynchrone valable à l’échelle de temps de la commutation permet d’exprimer la variation du couple en fonction de la tension et des grandeurs de contrôle (flux, couple). Cette expression, plus complexe que celle de la dérivée du flux, montre que la variation du couple peut être définie dans deux zones de fonctionnement dans le plan (couple, vitesse) et dépend de la vitesse (basse, moyenne et grande vitesse), de la charge et du vecteur tension appliqué [34]. En général, une séquence nulle ramène systématiquement le couple vers zéro en fonctionnement moteur [26]. Par contre, en fonctionnement générateur, le sens de variation du couple dépend d’une part du signe de la vitesse et d’autre part du niveau du couple de la machine.

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure 3.7 : Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation [25]. Ce comparateur est modélisé par l’algorithme de l’équation 3.15, tels que ‘ S_{ce} ’ représente l’état de sortie du comparateur et ‘ h_c ’ la limite de la bande d’hystérésis.

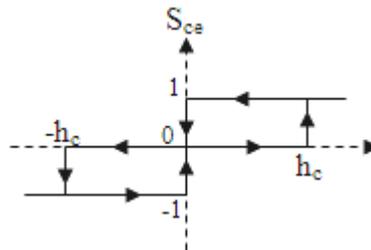


Figure.3.7 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{si } \Delta C_e > h_c & \Rightarrow S_{ce} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_c \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{ce} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq h_c \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{ce} = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -h_c & \Rightarrow S_{ce} = -1 \\
 \text{si } -h_c \leq \Delta C_e \leq 0 \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_e}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{ce} = 0 \\
 \text{si } -h_c \leq \Delta C_e \leq h_c \quad \text{et} \quad \frac{d\Delta C_e}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{ce} = -1
 \end{array} \right. \quad (3.15)$$

L'écart ΔC_e , entre le couple de référence C_e^* et le couple estimé C_e est introduit dans le comparateur à hystérésis à trois niveaux, ce dernier va générer à sa sortie la valeur $S_{ce}=1$ pour augmenter le couple, $S_{ce}= -1$ pour le réduire et $S_{ce}=0$ pour le maintenir constant à l'intérieur d'une bande h_c autour de sa référence [48]. L'augmentation des niveaux du correcteur entraîne une minimisation de la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux [25,48]. Ce type de correcteur autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. De plus, ce comparateur autorise une décroissance rapide du couple, en plus l'application des vecteurs nuls fait arrêter la rotation du vecteur flux statorique φ_s . Par exemple si on applique les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} et si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique φ_r rattrape le flux φ_s , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur [25,56].

Ce type de comparateur confère à la commande de la possibilité de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande.

3.3.2. Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique

3.3.2.1. Estimation du module et du secteur position du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes biphasées $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$:

$$\left\{ \begin{array}{l}
 \overline{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\overline{V}_{s\alpha} - R_s \overline{I}_{s\alpha}) dt \\
 \overline{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\overline{V}_{s\beta} - R_s \overline{I}_{s\beta}) dt
 \end{array} \right. \quad (3.16)$$

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (3.17)$$

Où $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (3.16) qui nécessite la connaissance des composantes du vecteur courant statorique et du vecteur tension statorique: $I_{s\alpha}$, $I_{s\beta}$, $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$. Les composantes du vecteur courant statorique sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurés, et : I_{sa} , I_{sb} et I_{sc} .

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sa} - i_{sb}) \end{cases} \quad (3.18)$$

Les composantes du vecteur tension statorique sont obtenues à partir des états des interrupteurs

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3.19)$$

La détermination de la position de φ_s , dans l'intervalle $[0-2\pi]$ est donnée par la tableau 3.1. Le numéro du secteur de la position du flux φ_s peut être obtenu à partir de la figure 3.3 [109].

		θ_s
$\varphi_{s\alpha} > 0$	$\varphi_{s\beta} > 0$	$\arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha})$
	$\varphi_{s\beta} < 0$	$\arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\varphi_{s\alpha} < 0$		$\arctan(\varphi_{s\beta}/\varphi_{s\alpha}) + \pi$
$\varphi_{s\alpha} = 0$	$\varphi_{s\beta} \geq 0$	$\pi/2$
	$\varphi_{s\beta} \leq 0$	$3\pi/2$

Tableau 3.1 : Position du vecteur flux statorique

3.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation 2.48, [36].

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (3.20)$$

a) Application d'un vecteur non nul

Nous représentons sur la figure 3.8 l'évolution de l'angle, pour deux vecteurs de tension différents.

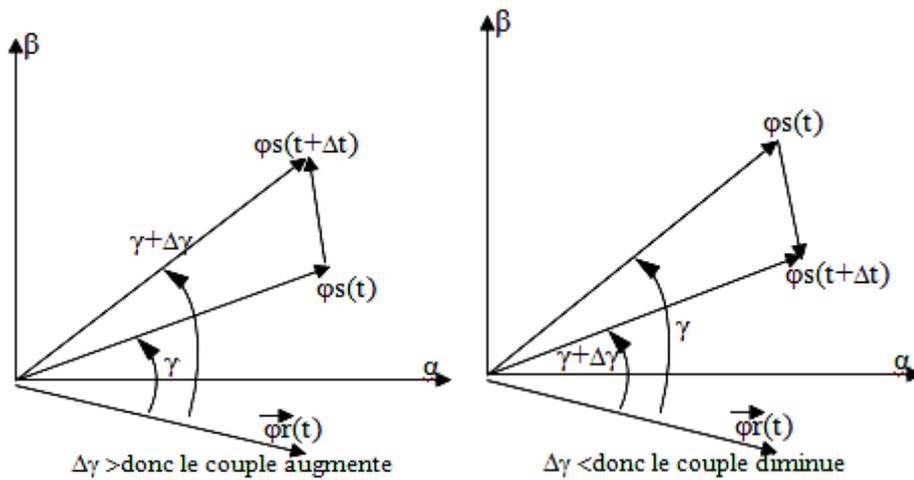


Figure 3.8 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

b) Application d'un vecteur nul

Lors de l'application d'un vecteur de tension nul, le vecteur flux statorique reste fixe et égal à $R_s I_s$. Quand on néglige le terme résistive ($R_s i_s \neq 0$), l'application d'un vecteur nul permet de ralentir la rotation du vecteur flux statorique [26,27]. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution avec la constante du temps rotorique; ainsi l'angle γ entre les deux vecteurs va être diminué et par conséquent le couple électromagnétique diminue lentement voir figure 3.9.

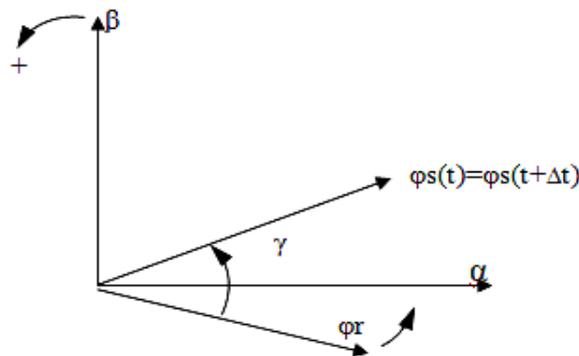


Figure.3.9 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

Pour le réglage du couple électromagnétique, on associe au régulateur à hystérésis du couple (figure3.7), une variable C_e^* qui peut être à deux ou à trois états en fonction de la nature du régulateur utilisé (simple bande, double bande...etc) [26,27]. Cette variable définit l'action désirée sur le couple (*augmentation, diminution, maintien*).

3.3.3. Réglage du flux statorique et du couple électromagnétique

D'une manière générale, pour augmenter ou diminuer le flux dans chaque secteur du plan(α,β), on s'inspire de la représentation généralisée de la figure 3.10.

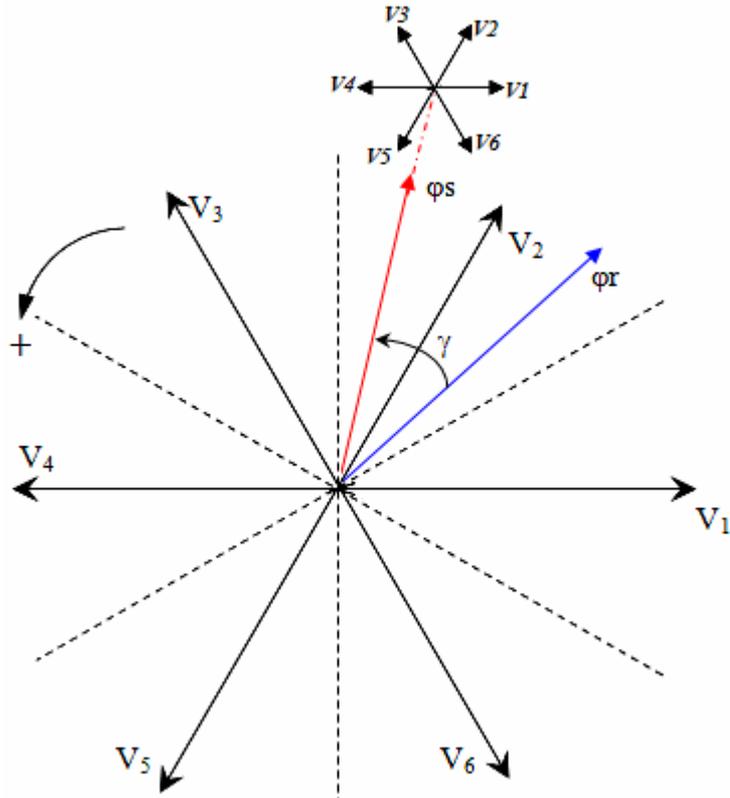


Figure.3.10 : Découpage du plan (α,β) en six secteurs angulaires

Supposons, à titre d'exemple, que à un instant donné le vecteur flux statorique se trouve dans le secteur angulaire $\theta(2)$, i.e. son angle est compris entre 30° et 90° . D'après les règles de comportement du flux statorique établies, l'application des vecteurs tension V_1 , V_2 et V_3 contribuent à son augmentation, tandis que V_4 , V_5 et V_6 contribuent à sa diminution [50,51]. D'autre part, d'après les règles de comportement du couple, V_3 et V_4 amènent à son augmentation et V_1 et V_6 à sa diminution, les vecteurs V_2 et V_5 ayant un effet peut prévisible mais faible sur sa variation. Si l'on veut à cet instant, par exemple, augmenter aussi bien le couple ($\Delta C_e=1$) que le flux statorique ($\Delta\phi_s=1$), le vecteur V_3 est le seul à pouvoir le faire dans tout le deuxième secteur. D'autre part, si l'on veut diminuer le couple ($\Delta C_e =-1$), et augmenter le flux statorique ($\Delta\phi_s=1$), le vecteur à appliquer doit être le V_1 [25, 50,51]. Une analyse similaire pour les binômes $(\Delta C_e,\Delta\phi_s)= (1, 0)$ et $(-1,0)$ amènerait au choix des vecteurs tension V_4 et V_6 , respectivement. Dans le secteur k et pour un sens de rotation positif :

- Pour augmenter l'amplitude du flux statique on peut appliquer V_i , V_{i+1} ou V_{i-1}
- Pour diminuer l'amplitude du flux statorique on peut appliquer V_{i+2} , V_{i+3} ou V_{i-2}

Ceci est dû à ce que les vecteurs (V_i, V_{i+1}, V_{i-1}) possèdent une composante $V_{s\alpha}$ positive, par conséquent ils ont tendance à augmenter le flux. En revanche, les autres vecteurs $(V_{i+2}, V_{i+3}, V_{i-2})$ possèdent une composante $V_{s\alpha}$ négative permettant de diminuer le flux

statorique [25,32,48-51]. On peut constater que pour un sens de rotation donné, le choix judicieux du vecteur tension permet d’augmenter ou de diminuer l’amplitude du flux.

D’une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager:

- L’action d’un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l’application du vecteur tension.
- L’action d’un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.
- La rapidité de l’augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliquée. En général, les vecteurs de tension en direction tangentielle (V_3 et V_6 pour le cas précédent) ont une très grande influence sur le couple. Pour limiter les fréquences de commutation, certains travaux [26,27] choisissent généralement les vecteurs qui modifient lentement le flux ou le couple. Par conséquent, selon la position du vecteur flux dans le plan (α,β) , on définit une table définissant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables C_e^* et φ_s^* . La table de commutation définie par ITAKAHASHI [28] est donnée par le tableau.3.2.

		<i>Région</i>					
		<i>1</i>	<i>2</i>	<i>3</i>	<i>4</i>	<i>5</i>	<i>6</i>
$\Delta\varphi_s = 1$	$\Delta C_e = +1$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$
	$\Delta C_e = 0$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$
	$\Delta C_e = -1$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$
$\Delta\varphi_s = 0$	$\Delta C_e = +1$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$
	$\Delta C_e = 0$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$	$\underline{V}_0(0,0,0)$	$\underline{V}_7(1,1,1)$
	$\Delta C_e = -1$	$\underline{V}_5(0,0,1)$	$\underline{V}_6(1,0,1)$	$\underline{V}_1(1,0,0)$	$\underline{V}_2(1,1,0)$	$\underline{V}_3(0,1,0)$	$\underline{V}_4(0,1,1)$

Tableau.3.2: Table de commutation de la commande DTC

3.4. Présentation et utilisation du module de simulation en Matlab/Simulink

Pour illustrer le fonctionnement de la commande et réaliser les études prospectives, un modèle de simulation de la commande a été mis en place à partir d’un logiciel de simulation d’association Machine/Convertisseur/Commande en (*Matlab/Simulink*).

Ce logiciel, permet de reproduire fidèlement les comportements des divers composants de la chaîne de puissance. Il permet également de simuler les différentes fonctions de la commande en prenant en compte, les temps de calcul, les retards qui en découlent, ainsi que les problèmes de quantification.

Résultats de Simulation

Les figures ci-dessous présente les résultats de simulation sur 500ms pour un couple de référence de trois échelons de consigne variant de 7→10→5N.m et un flux de référence à 0,6 Wb. La largeur de la bande d'hystérésis du comparateur de couple est dans ce cas fixée à ± 0.1 N.m et celle du comparateur de flux à ± 0.025 Wb. on suppose que la valeur de la résistance statorique R_s estimée utilisée dans la commande, est égale à la résistance R_s effective dans le moteur.

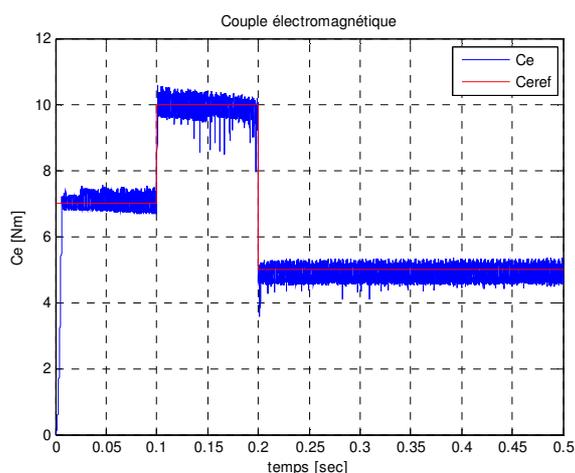


Fig 3.11a. Couple électromagnétique

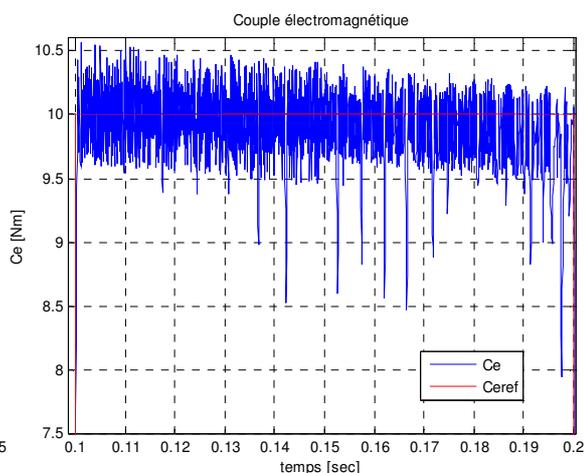


Fig 3.11b. Loupe couple électromagnétique

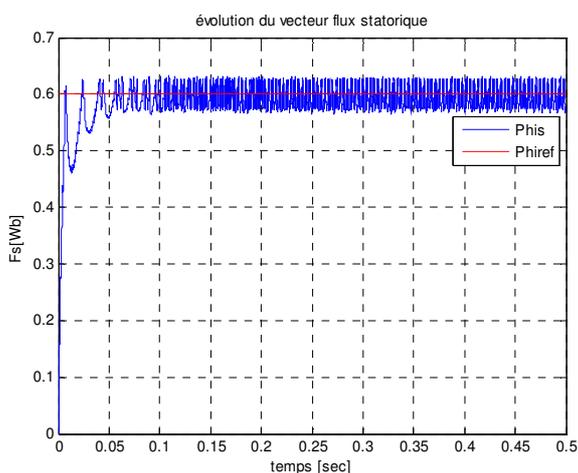


Fig 3.12a. Module du vecteur flux

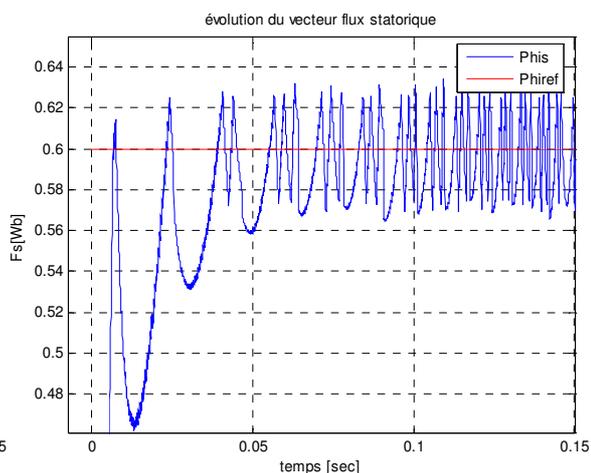


Fig 3.12b. Loupe Module du vecteur flux

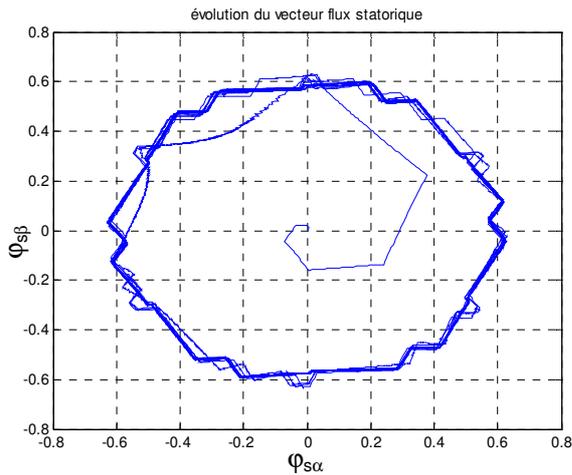


Fig 3.13a. . Evolution du flux statorique

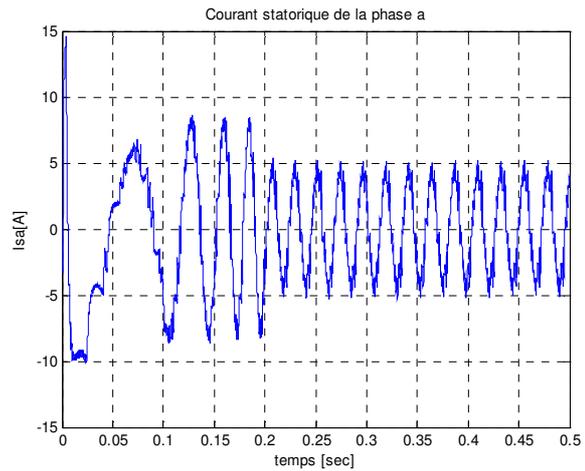


Fig 3.13b. Courants statoriques de la phase a

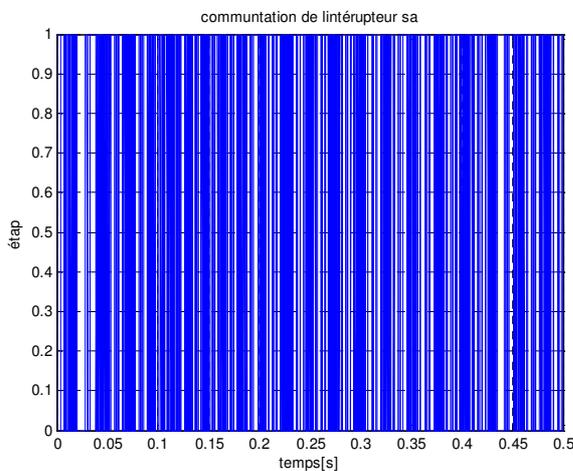


Fig 3.14a. Commutation de l'interrupteur

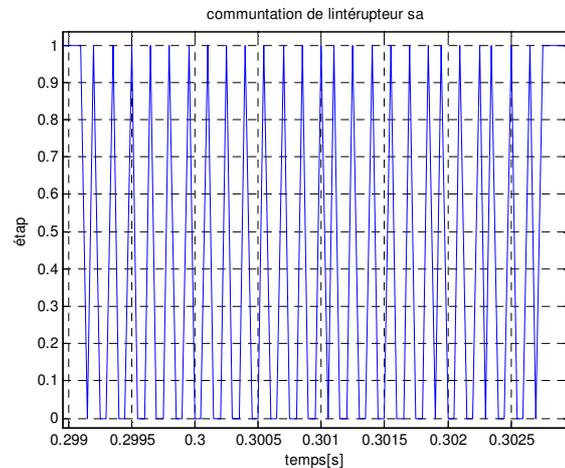


Fig3.14b. Loupe commutation de Sa $\Rightarrow f_c = 7.2\text{kHz}$

↗ Dans ce cas de simulation, on observe une bonne dynamique du couple dont la valeur moyenne suit de façon acceptable les valeurs de consigne avec quelques dépassements des bandes d'hystérésis définie auparavant. L'effet loupe du couple permet de constater que le comportement dynamique du couple est caractérisé par les différentes valeurs de $\frac{dC_e}{dt}$. On remarque aussi que les ondulations du couple dépassent la bande d'hystérésis voir figure.3.11b .En continu, ces dépassements disparaissent, mais ils augmentent avec la période d'échantillonnage. Ceci est dû aux instants de comparaison du couple avec sa référence qui sont synchronisés avec la période d'échantillonnage. Par contre entre deux périodes d'échantillonnage le couple peut quitter sa bande d'hystérésis d'où les irrégularités du couple électromagnétique.

Par ailleurs, la figure 3.12a présente le module du flux statorique qui présente un régime transitoire un peut lent avec quelque atténuation à cause des instants où le vecteur flux change

leur zone comme il est présenté dans la figure 3.12b. Puis au régime permanent le flux suit sa valeur de référence. L'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) , lors du démarrage, nous observons des grandes ondulations voir figure 3.13a. Celles-ci sont dues en partie à l'influence du terme résistif, puis il sera maintenu constant, sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure des bandes d'hystérésis. La figure 3.13.b montre l'allure du courant statorique dans la phase « a » qui présente une allure sinusoïdale bruitée et hachées. L'état de commutation de l'interrupteur « Sa » de l'onduleur est donnée par la figure 3.14a, on remarque que la fréquence de commutation est variable est ce qui conduit à des pertes de commutation ce ci est l'inconvenant majeur de la DTC pour notre cas de la figure 3.14b permet de calculer la fréquence de commutation autour de $7.2kHz$.

3.5. Influences des bandes d'hystérésis des comparateurs

Le comportement de la DTC est relié directement aux contrôleurs du couple et de flux. L'ondulation observée dans le couple et le flux est affectée par le choix des valeurs de la bande hystérésis. Elle doit diminuer le plus possible cette ondulation puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audible dans le moteur [32,36]. Ces ondulations entraînent probablement la fatigue de certains des composants de la machine [32].

Le choix de la bande d'hystérésis du couple influe directement sur la régulation du couple électromagnétique et le flux statorique. Pour montrer l'effet de ces bandes hystérésis, nous avons ainsi réalisé plusieurs simulations avec trois bandes d'hystérésis de flux $\Delta\phi_s$ (0.005Wb, 0.05Wb et 0.1Wb) et du couple ΔC_e (1 N.m, 0.5 N.m et 0.1N.m), et voir la variation de la fréquence de commutation f_c .

3.5.1. Effet de la bande d'hystérésis du comparateur de flux.

Nous allons démontrer dans ce qui suit qu'une réduction de la bande hystérésis du comparateur de flux $\Delta\phi_s$ produit une fréquence de commutation élevée [27,36]. En outre, l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) est presque circulaire, la forme du courant statorique sera presque sinusoïdale. Quand la bande hystérésis du comparateur de flux $\Delta\phi_s$ augmente, la fréquence de la commutation va diminuer et l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) laisse sa forme circulaire et devenir une courbe hexagonale [35], ce qui entraîne une grande déformation dans le courant statorique voir figure ci-dessous (3.15 à 3.17). Les simulations ci-dessous sont pour une bande d'hystérésis du comparateur de couple de valeur $\Delta C_e=0.5$ N.m.

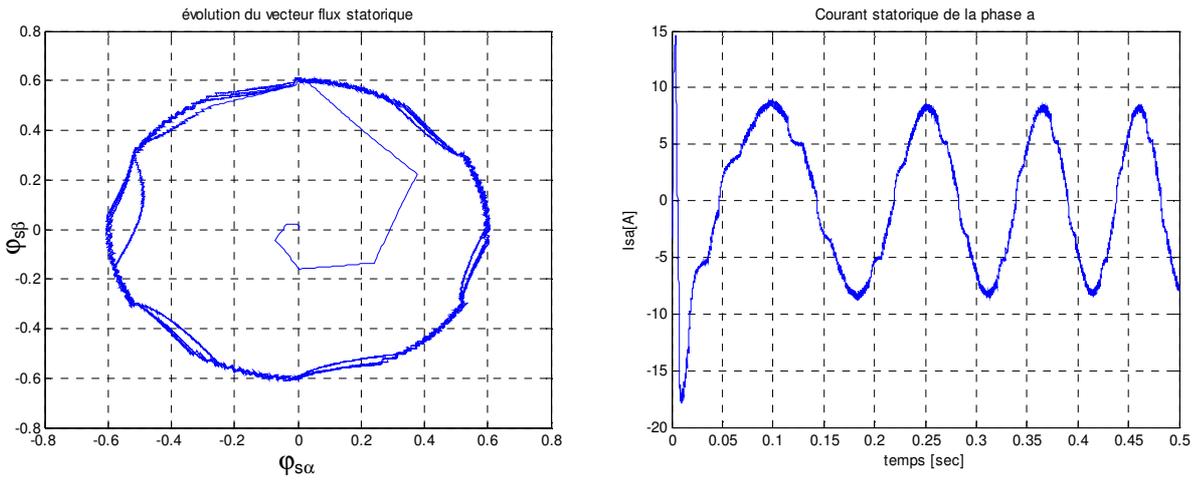


Figure. 3.15. L'évolution du flux courant statorique pour une bande d'hystérésis $\Delta\varphi=0.005$ Wb
Fréquence commutation $f_c \approx 9$ kHz

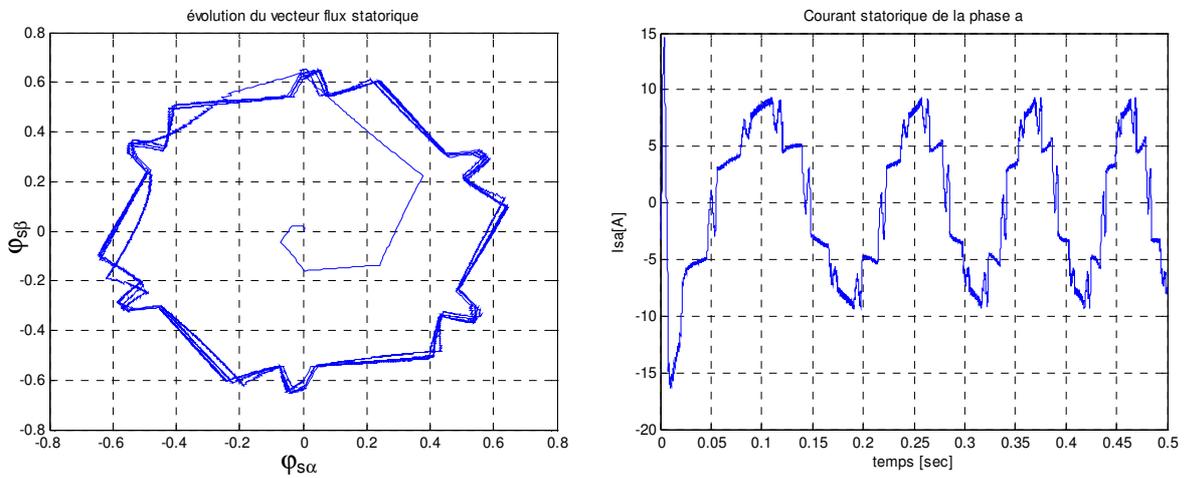


Figure. 3.16. L'évolution du flux courant statorique pour une bande d'hystérésis $\Delta\varphi=0.05$ Wb
Fréquence commutation $f_c \approx 6$ kHz

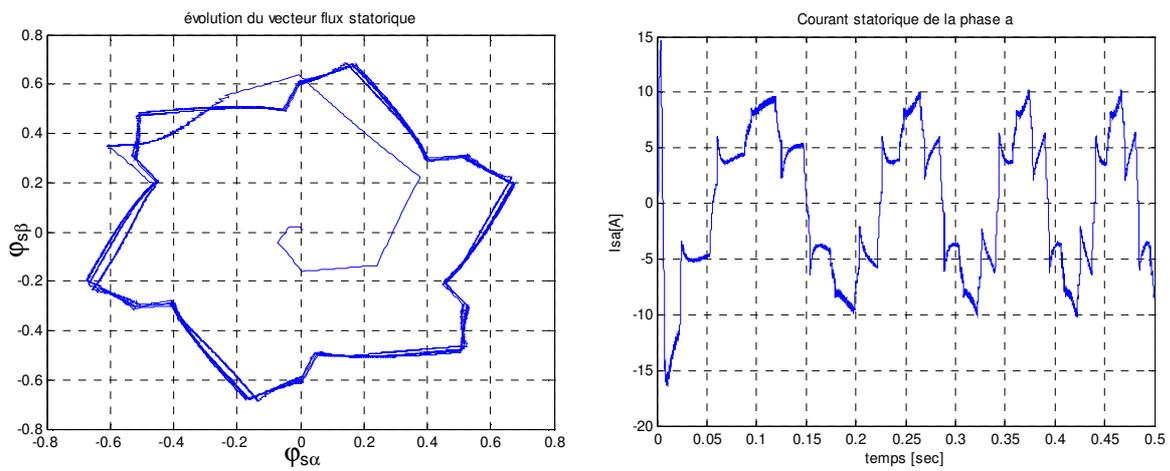


Figure. 3.17. L'évolution du flux courant statorique pour une bande d'hystérésis $\Delta\varphi=0.1$ Wb
Fréquence commutation $f_c \approx 3.5$ kHz

3.5.2. Effet de la bande d'hystérésis du comparateur de couple

Pour une bande d'hystérésis du comparateur de flux de $\Delta\phi_s=0.05$ Wb, et avec variation de la bande d'hystérésis du comparateur de couple, nous trouvons les résultats représentés par les figures(3.18-3.20), où l'on observe que si la bande d'hystérésis du couple augmente, nous constatons également moins de débordement du couple hors de sa bande d'hystérésis, avec une diminution de la fréquence de commutation jusqu'à 1.5kHz. Ainsi, lorsque la bande d'hystérésis du couple est trop faible, le couple électromagnétique subit de fortes variations et revient plus difficilement dans sa bande de régulation avec une augmentation de la fréquence de commutation.

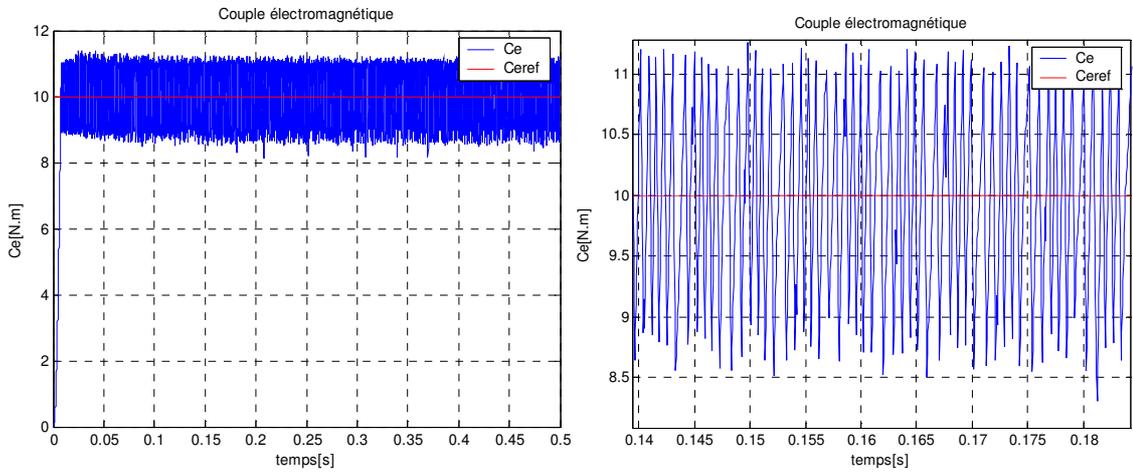


Figure. 3.18. Couple électromagnétique pour une bande d'hystérésis $\Delta Ce = 1Nm$
Fréquence commutation $f_c \approx 1.5$ kHz

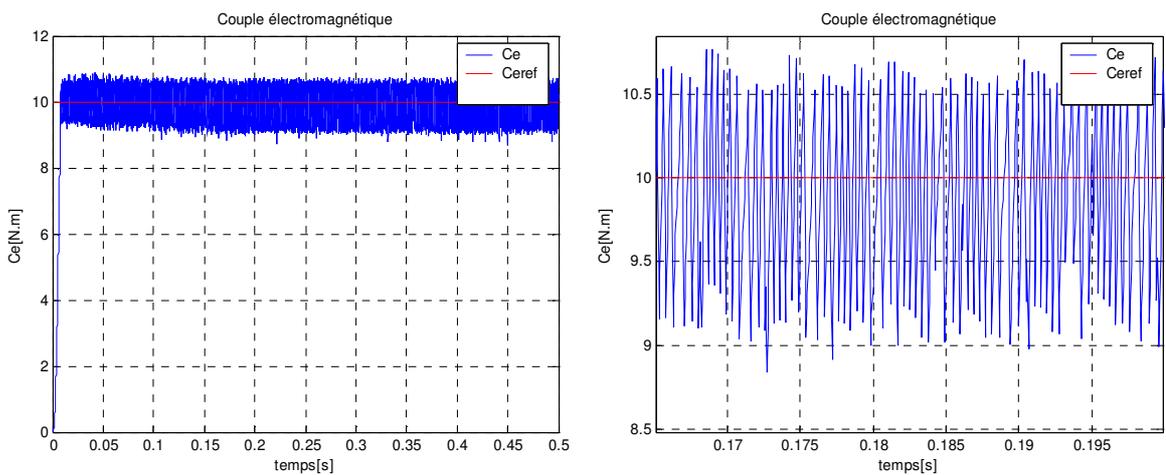


Figure. 3.19. Couple électromagnétique pour une bande d'hystérésis $\Delta Ce = 0.5Nm$
Fréquence commutation $f_c \approx 2.5$ kHz

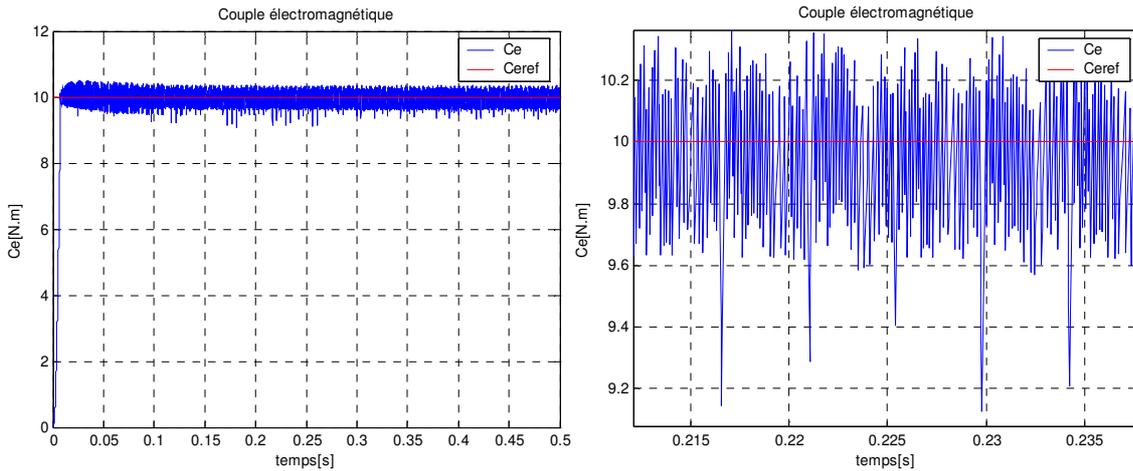


Figure. 3.20. Couple électromagnétique pour une bande d'hystérésis $\Delta Ce = 0.1Nm$
Fréquence commutation $f_c \approx 6 \text{ kHz}$

En plus la période d'échantillonnage agit de manière importante sur le contrôle du couple : plus la période d'échantillonnage est grande et plus le couple électromagnétique déborde de sa bande d'hystérésis. Ainsi, lorsque la bande d'hystérésis du couple est trop faible et la période d'échantillonnage est trop grande, le couple présente des grandes fortes variations et rejoint plus difficilement leur référence.

3.5.3. Contrôle vectoriel direct du flux statorique (DSC)

Le DSC est apparu environ au même temps que le DTC. Il a été développé en 1985 par M.DEPENROCK [41], et a été mise en oeuvre pour des variateurs de grandes puissances à GTO, particulièrement destinés aux systèmes de traction de grandes puissances [26,51]. son principe de base correspond à une version simplifiée de celui du DTC car, bien que le couple est aussi contrôler par un comparateur hystérésis avec simple bande, le flux statorique ne l'est pas, Le synoptique de commande complète de la stratégie DSC est donner par la figure.3.21 . Leurs principales propriétés sont [51]:

- ♣ La trajectoire du vecteur stator flux est Hexagonale.
- ♣ Le bloc PWM est non sinusoïdal.
- ♣ Les courants statorique ne sont pas sinusoïdaux.
- ♣ La table de sélection n'est pas requise.
- ♣ Une faible fréquence de commutation (réduite), dépend de la bande de l'hystérésis.
- ♣ Une très bonne dynamique de contrôle du couple et de flux.
- ♣ Au régime établi le couple à une bonne réponse.

Le principe de réglage consiste à faire évoluer le vecteur flux statorique selon une trajectoire dans le plan (α, β) qui est définie à priori comme étant un hexagone de rayon égal au flux de référence en diphasé (hexagone en pointillé dans la figure.3.30) [41-44]. on utilise un vecteur tension non nul pour le faire tourner le module vecteur flux statorique dans le sens de rotation, et pour le bloquer un vecteur tension nul [43,50].

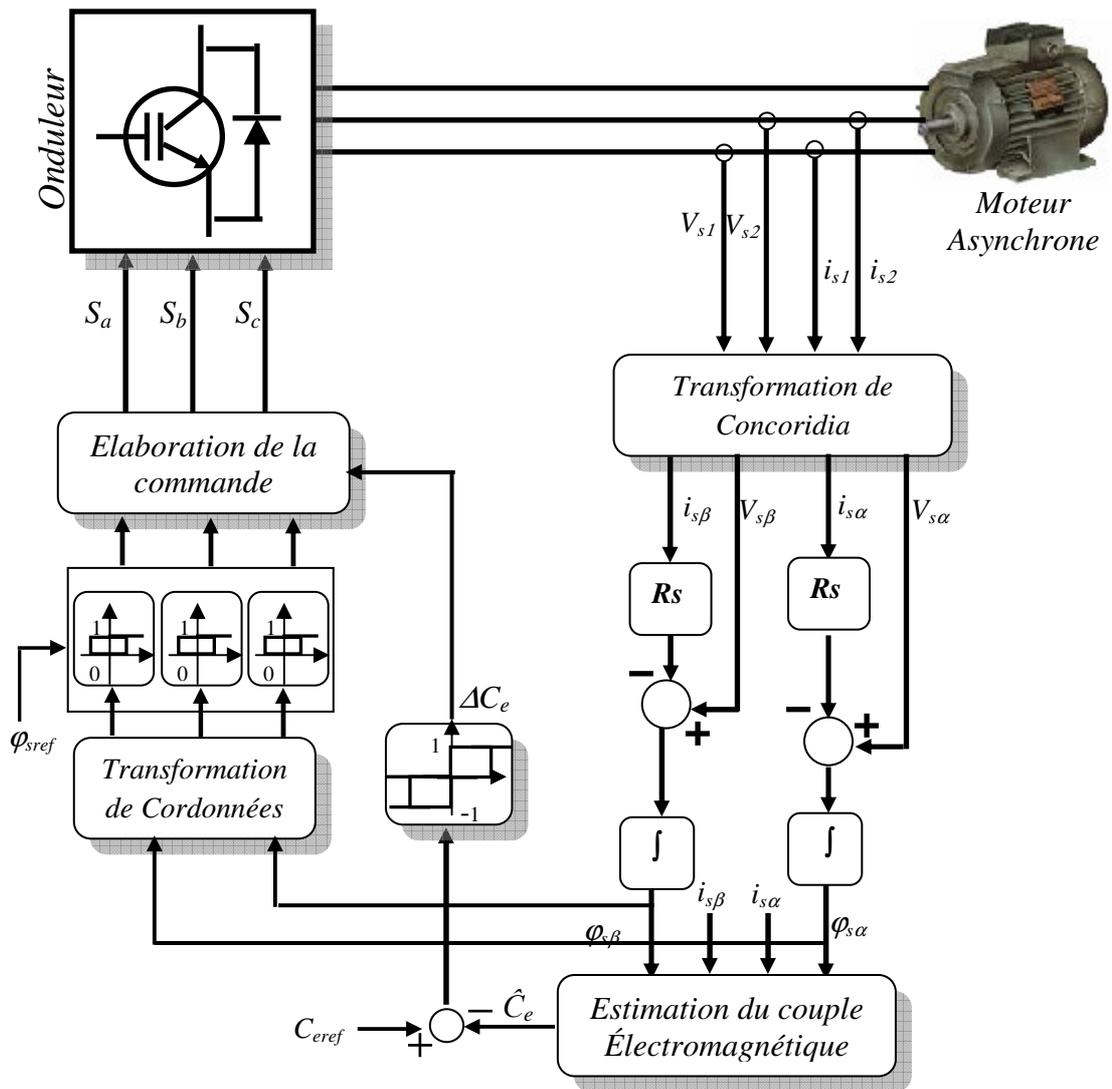


Figure.3.21 : Schéma de principe De la commande DSC

L'application de l'un ou l'autre vecteur tension se fait de manière à maintenir le couple à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Par exemple, en fonctionnement moteur et dans le premier quadrant, si le vecteur flux statorique se trouve dans le secteur comprise entre $(0^\circ$ et $60^\circ)$ dans le plan (α, β) , le vecteur actif V_3 sera sélectionné à l'instant où le couple vient de passer de la limite inférieure de sa bande d'hystérésis [43,50]. Ceci qui va entraîner une

rotation rapide du vecteur flux statorique dans le sens positif et par conséquent une augmentation de l'angle γ et donc l'augmentation du couple.

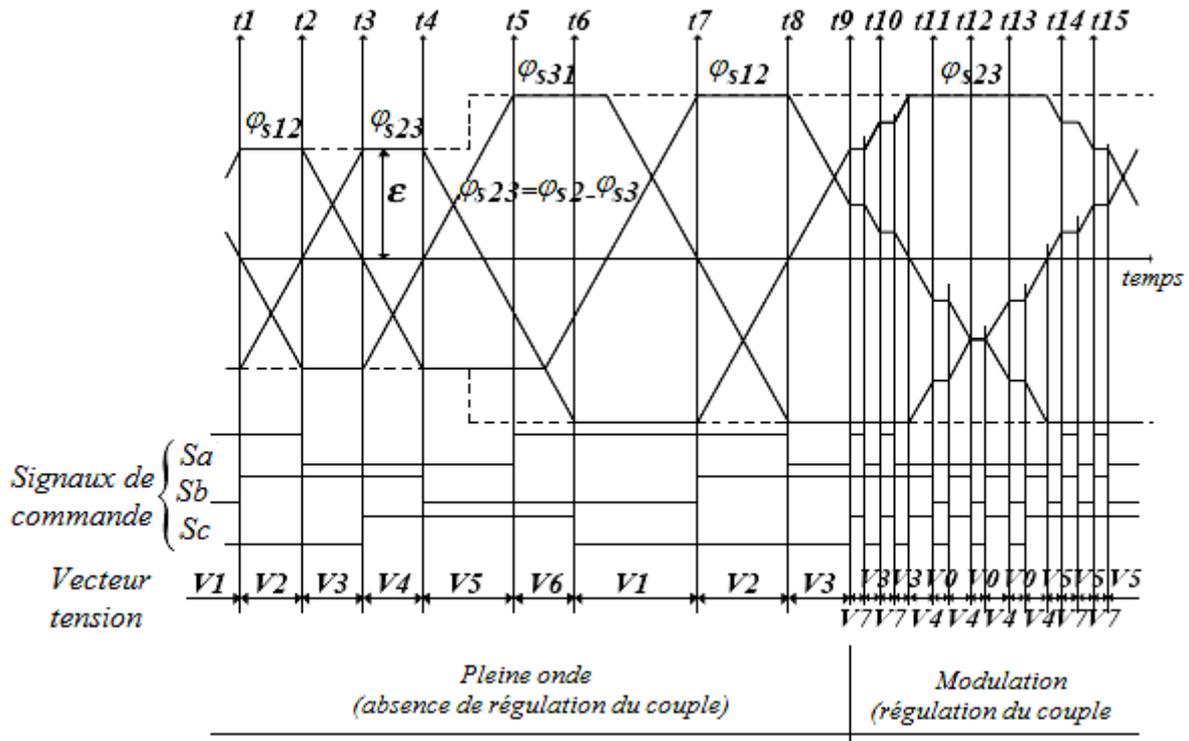


Figure.3.29 : Flux statorique composés dans le temps selon le principe de réglage du DSC [50]

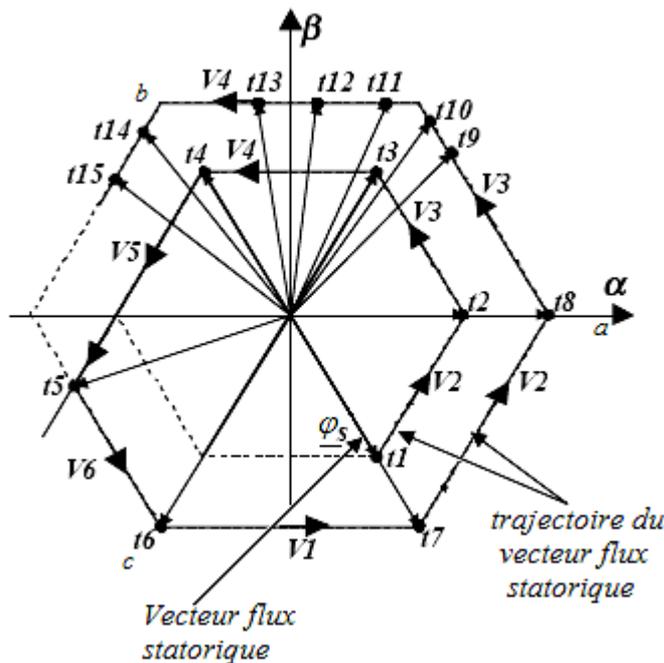


Figure.3.30 : Flux statorique dans le plan ab selon le principe de réglage du DSC [50]

Au contraire, lorsque le couple atteint la limite supérieure de sa bande, le vecteur tension nul sera appliqué à la machine, ce qui entraîne une diminution lente du couple, cependant le vecteur flux rotorique continuera à tourner lentement dans le sens trigonométrique ce qui conduit à une diminution de l'angle γ donc la diminution couple [41-44][50]. Aucun autre vecteur tension ne sera utilisé en fonctionnement moteur dans le premier quadrant tant que le vecteur flux statorique soit positionné entre 0° et 60° . Lorsqu'il rentre dans le secteur angulaire compris entre 60° et 120° le vecteur tension actif V_4 sera appliqué pour faire augmenter le couple et le vecteur tension nul pour le faire diminuer. Comme dans le cas du DTC, le flux statorique doit être soit estimé soit observé dans le plan (α, β) , ce qui permettra l'estimation du couple à partir de la mesure des trois courants statoriques [50].

L'erreur du couple électromagnétique est ensuite introduite dans un comparateur à hystérésis simple bande. La sortie ΔC_e de ce comparateur permettra le choix entre un vecteur tension actif si $(\Delta C_e = 1)$ ou le vecteur tension nul si $(\Delta C_e = 0)$. Les signaux de commande de l'onduleur de tension, correspondants au vecteur tension actif, sont obtenus directement à partir de trois comparateurs à hystérésis du flux statorique [41,43].

Résultats de simulation

Les résultats de simulation présentée sur 1s avec un couple de référence de trois échelons de consigne variant de $7 \rightarrow 10 \rightarrow 5 \text{ N.m}$ et une bande hystérésis de couple $\Delta C_e = \pm 0,25 \text{ N.m}$.

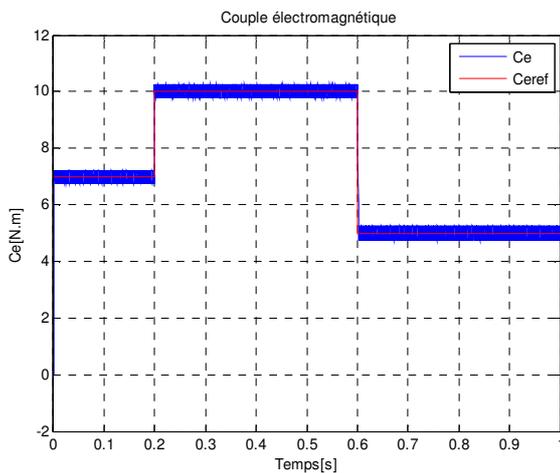


Fig3.24. Couple électromagnétique

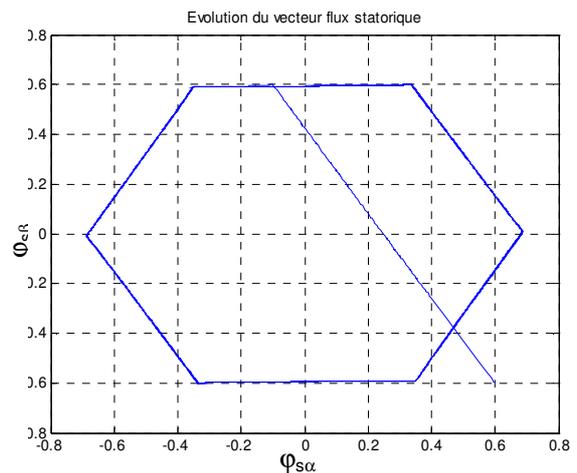


Fig3.25. Evolution du flux statorique

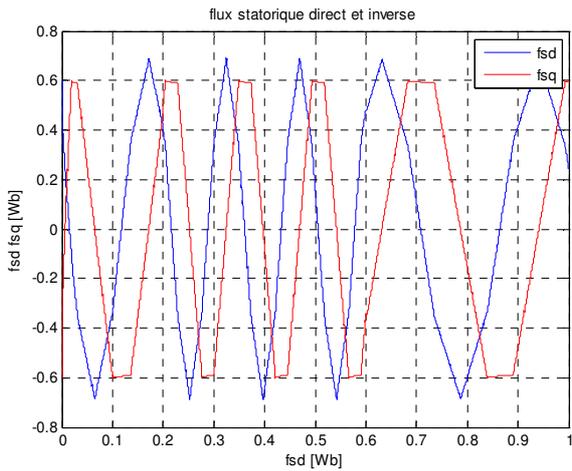


Fig3.26. Flux statorique $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$

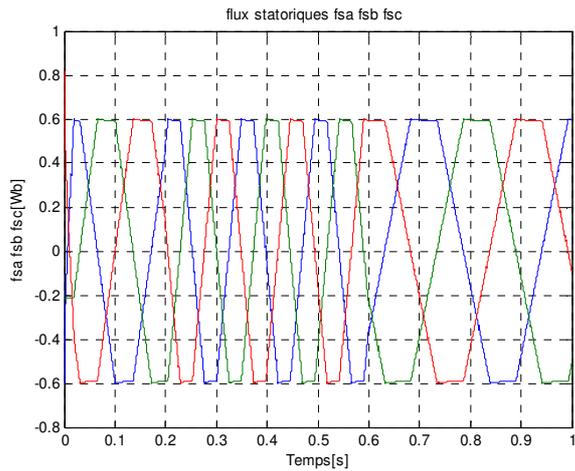


Fig3.27. Flux statorique φ_a φ_b φ_c

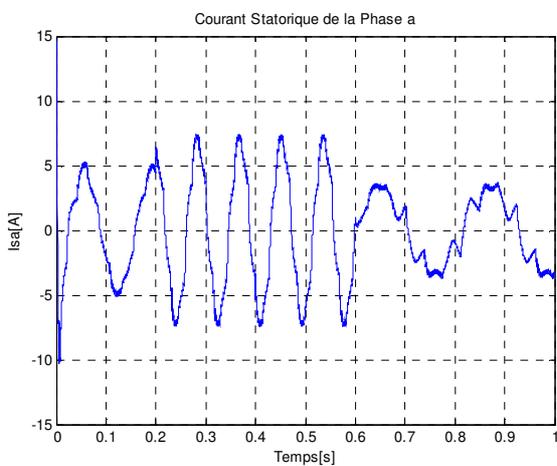


Fig3.28. Courant statorique de la phase

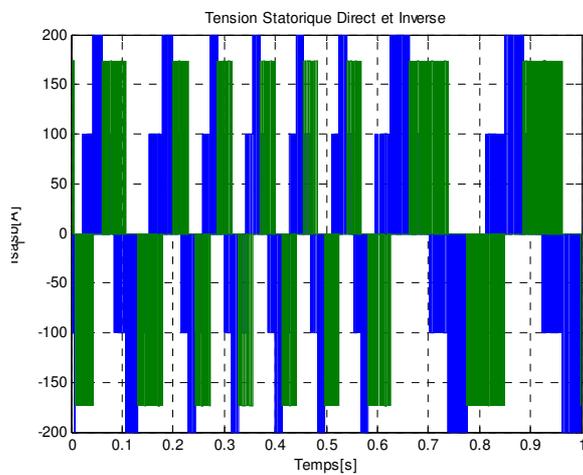


Fig3.29. Tension statorique direct et inverse

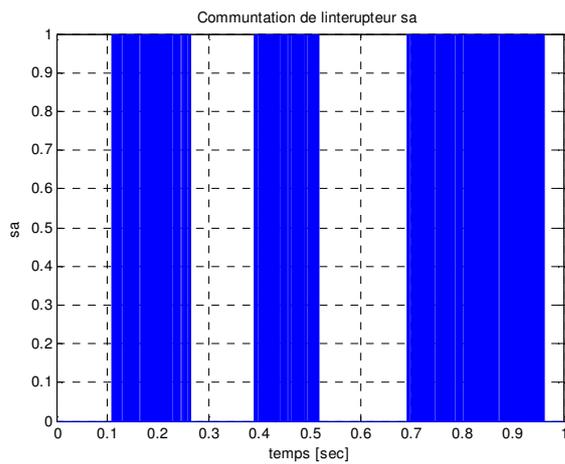


Fig3.30. Commutation de l'interrupteur Sa

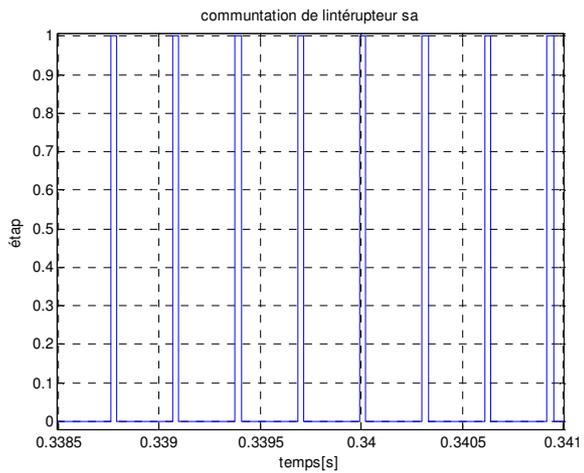


Fig3.31. Loupe commutation de Sa \Rightarrow $f_c = 3.2$ kHz

✎ D'après les résultats de simulation, on peut noter que la commande DSC retrouve de bonnes performances de contrôle sur le couple, comme le montre la réponse de la figure.3.24, où l'on note un temps d'établissement très faible. Ainsi que le flux statorique est bien contrôlé avec une

forme en hexagone voir figure.3.25, cependant le courants statorique n'est pas sinusoïdale due au forme hexagone de flux comme il est montré par la figure.3.28. Les figures (3.30 et 3.31) montrent que l'onduleur possède des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur, ce qui permet de diminuer les pertes de commutation et d'obtenir un fréquence de la fréquence de commutation autour de 3.2 kHz inférieur a celle de la DTC , ceci est obtenu au prix d'une forte distorsion des formes d'ondes du flux statorique, bien que l'amplitude de l'ondulation du couple reste maîtrisée. Cette distorsion du flux se retrouve donc inévitablement sur la forme d'onde des courants statoriques absorbés, qui présentent des harmoniques de forte valeur aux multiples de six fois la fréquence fondamentale.

3.6 Conclusion

Le principe du contrôle direct du couple, présenté dans ce chapitre, apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le control vectoriel à flux rotorique orienté des machines asynchrones. Le contrôle direct du couple obtenu est très performant et ne nécessite aucun capteur mécanique pour connaître la position du rotor ou la vitesse de la machine. La dynamique sur le couple électromagnétique est très importante tout en gardent une bonne précision de contrôle. L'étude de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, ou l'on considère la vitesse assez élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique, suivie par une étude sur le choix des bandes d'hystérésis pour diminuer le plus possible l'ondulation du couple et du flux, puisqu'elle cause des vibrations et des bruits audibles, qui entraîne le vieillissement précoce de la machine. Enfin on a présenté la commande DSC (Direct Self control), une stratégie qui utilise un seul comparateur à hystérésis pour le couple qui présente une très bonne dynamique en régimes transitoire et établi. Donc la stratégie DSC correspond encore à une simplification du DTC, puisqu'elle admet une fréquence de commutation minimale, mais ceci est obtenu au prix d'une distorsion en basse fréquence sur le flux statorique et les courants absorbés.

CHAPITRE IV

AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA DTC

4. AMELIORATION DES PERFORMANCES DE LA DTC

4.1. Introduction

Les principes du contrôle direct ont été établis dans le chapitre précédent, où on a supposé que la vitesse de la machine est assez élevée, pour négliger l'influence du terme résistif. Ces hypothèses ne sont plus vérifiées, si l'on se place dans des conditions de fonctionnement à basses vitesses. Ce chapitre permettra d'étudier quelques structures d'amélioration des performances de la DTC classique.

Dans la première partie, on étudiera le fonctionnement en régime transitoire magnétique. On analysera les problèmes liés à l'établissement des grandeurs flux statorique et couple électromagnétique.

Par la suite, on développera une étude du fonctionnement en régime magnétique établi. Plus particulièrement, on analysera l'influence du terme résistif, pour pouvoir relever les défauts de progression du flux et couple qui apparaissent à basses vitesses [27], suivie par une méthode de compensations de ces effets à l'aide d'une fonction de décalage des zones de la position du flux statorique.

Par la suite on va présenter l'effet de variation de la résistance statorique sur les performances de la DTC. On présente ensuite une méthode d'estimation de la résistance statorique pour compenser convenablement cette variation et améliorer la robustesse de la commande DTC [54]. Afin de surmonter les inconvénients mentionnés dans Chap.1§1.5, nous allons étudier quelques améliorations de la commande DTC classique telle que la DTC modifiée, DTC 12 secteurs, DTC basée sur la MLI vectorielle DTC_SVM, on terminera par la DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension 3-Niveaux, pour but de minimiser les ondulations du couple et de flux dans le régime transitoire et permanent, avec une maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

Des résultats de simulation sont présentés dans ce chapitre pour juger ces méthodes proposées.

4.2. Etude du régime transitoire et établi du flux statorique

4.2.1. Etablissement simultané du flux et du couple

Les principes du contrôle direct du couple ont été présentés avec un fonctionnement en régime magnétique établi. Il est nécessaire d'étudier le comportement du flux et du couple, lors de leur établissement respectif, à la mise en route du système.

4.2.1.1. Phénomène d'ondulation du flux statorique

Dans les conditions d'établissement des grandeurs flux et couple, les équations de la machine dans un repère lié au stator doivent prendre en compte l'évolution de l'amplitude du flux statorique [25] ; l'expression de la tension statorique V_s est donnée par :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} e^{j\theta_s} + j \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_s \quad (4.1)$$

dans la phase de démarrage, l'amplitude du flux statorique φ_s et le couple électromagnétique C_e sont nuls. Seul le vecteur tension V_{i+1} est appliqué à la machine pendant l'intervalle de progression de ces deux grandeurs, comme le montre la figure 4.1.

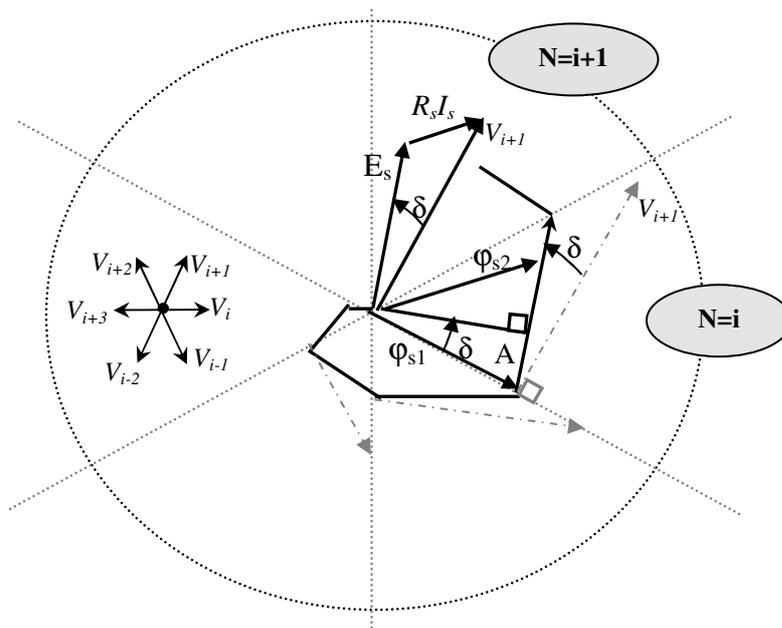


Figure 4.1. Trajectoire de φ_s , lors de l'établissement simultané du flux et du couple

D'après la figure 4.1, le décalage angulaire δ entre la force électromotrice ($E_s = d\varphi_s/dt$) et la tension appliquée V_{i+1} , montre que le terme résistif ' $R_s I_s$ ' influe directement sur l'établissement du vecteur flux statorique φ_s . Par conséquent, en début de zone $N=i$, l'extrémité du vecteur flux φ_{s1} suit la direction de la fem E_s . Où l'on note que l'amplitude φ_s du flux statorique va décroître au lieu de croître, comme le prévoit la sélection du vecteur

V_{i+1} . De plus, cette décroissance est fonction de la grandeur dérivée angulaire $\frac{d\theta_s}{dt}$ qui atteint son maximum au passage du point A, comme le représente la figure 4.1 [53].

Par la suite le module flux statorique φ_s commence à augmenter à partir du point A, où l'on remarque une lente progression de l'extrémité du flux statorique, qui s'éloigne de l'origine et parallèlement la dérivée angulaire $\frac{d\theta_s}{dt}$ diminue progressivement.

L'étude précédente, montre que l'établissement de flux et du couple est une progression sous forme d'ondulation de l'amplitude du flux statorique, avec des légères oscillations entre le début et la fin de la zone N, à cause des variations de la dérivée angulaire [25].

Résultats de simulation

Les phénomènes d'ondulation et d'oscillation observés sur la progression du flux statorique, peuvent être mis en évidence par des simulations numériques. La figure.4.2, montre que le couple et l'amplitude du flux, progressent en ondulant, avec des oscillations dans chaque changement de zone du vecteur flux statorique.

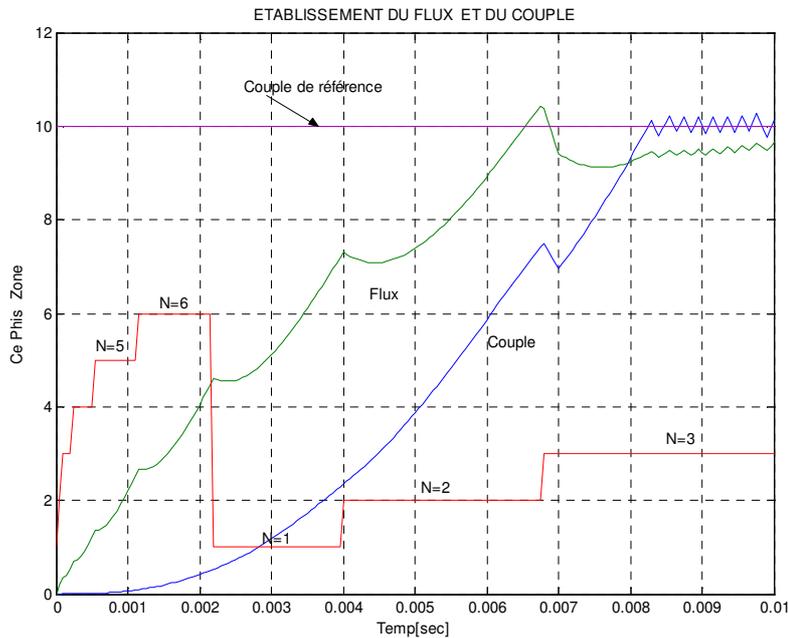


Figure 4 .2. Etablissement simultané de l'amplitude du flux et du couple

En début de zone l'amplitude du flux statorique présente une légère décroissance accélérée, par contre en fin de zone, le phénomène s'inverse est une croissance moins rapide est observée. Par conséquent on remarque un retard dans l'établissement du flux statorique, mais le couple n'est pas affecté est s'établir plus vite que le flux.

4.2.2. Fin d'établissement du flux avec un couple établi

4.2.2.1. Etude de l'influence du terme résistif

Dans le fonctionnement à basse vitesse, l'application du vecteur tension nul pour faire décroître le couple électromagnétique ne permet pas de maintenir le flux dans la bande hystérésis autour de la valeur de référence [53]; en effet l'évolution du flux statorique est modifiée sous l'influence du terme résistif comme le montre l'expression (4.2) obtenue à partir de l'équation (4.1), soit :

$$\frac{d\varphi_s}{dt} e^{j\theta_s} + j \frac{d\theta_s}{dt} \varphi_s = -R_s I_s \quad (4.2)$$

La figure 4.3, montre pendant l'application du vecteur nul, on observe une rotation en arrière du vecteur flux φ_s ce qui entraîne un ralentissement et une décroissance de la trajectoire du vecteur flux statorique. Par conséquent, les phénomènes d'ondulation décrit lors de l'établissement simultané du flux et du couple va s'accroître [25,54].

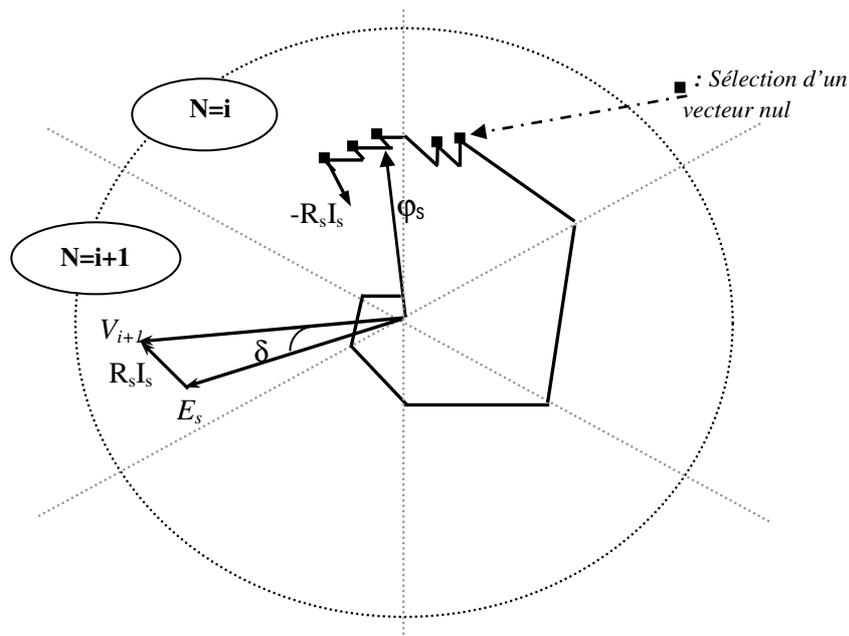


Figure .4.3. Trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique

☞ Résultats de simulation

La figure4.4 montre bien que l'application du vecteur nul entraîne l'orientation en arrière et la trajectoire de l'extrémité de φ_s pendant la phase de fin d'établissement du flux pour un couple établi ou non.

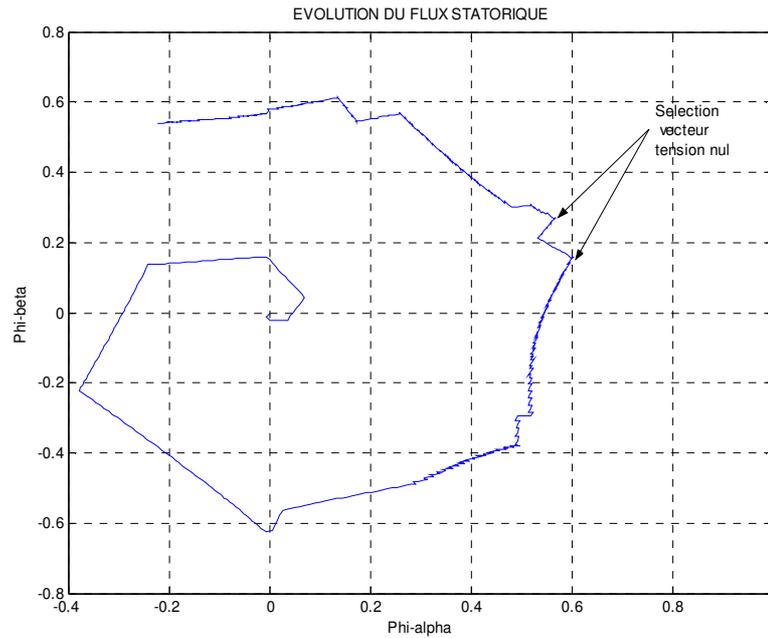


Figure 4.4. Simulation de la trajectoire de l'extrémité du vecteur flux statorique

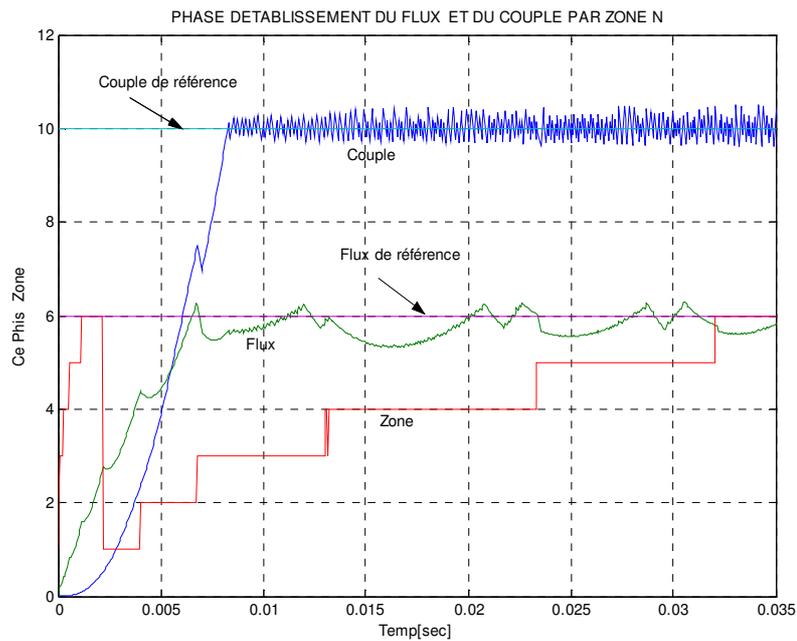


Figure 4.5. Simulation de la phase d'établissement du flux, en fonction de la zone N

La figure.4.5a, montre qu'à l'instant de changement de zone, l'établissement du flux statorique présente de fortes ondulations en dent de scies. Ces phénomènes de progression du flux s'expliquent par la sélection du vecteur nul, lors de la décroissance du couple[56]. Lorsque le couple rejoint sa limite inférieure de la bande d'hystérésis, on sélectionne alors de nouveau un vecteur non nul, et le flux va reprendre sa croissance. On relève que le couple est

contrôlé alors que le flux n'est pas complètement établi, on remarque bien que le couple électromagnétique n'est pas affecté par les ondulations de flux statorique [25,54].

4.2.3. Correction des ondulations du flux

L'étude précédente a montré que le terme résistif entraîne une modification sur la l'évolution du vecteur flux statorique, telle qu'elle était prévue par la table de vérité. Pour cela nous allons chercher des méthodes pour que l'établissement du flux soit plus rapide avec une direction désirée.

4.2.3.1. Le Mode de décalage des zones

La décroissance observée en début de zones $N=i$, sur l'amplitude de flux statorique, peut être atténuée si l'on peut maintenir la sélection du vecteur tension V_i , au-delà de la zone $N=i-1$. Ceci est intéressant dans la mesure où la table de vérité reste inchangée par conservation de la croissance du flux statorique [25,49,53]. Pour cela, la méthode de décalage d'un angle θ_d sur les zones N de position du flux est appliquée. Cette modification n'est effective que pour la détection de la position du flux statorique. L'estimation du couple électromagnétique n'est pas affectée par le décalage [25,53].

Pour des vitesses élevées, l'influence du terme résistif est négligée et l'angle de décalage θ_d peut être diminué ou annulé.

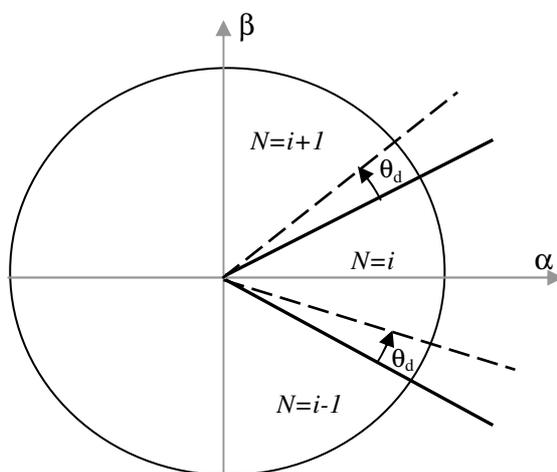


Figure.4.6. Mode de décalage des zones

📄 Résultats de Simulation

On relève la réponse du couple, flux et courant statorique, pour un couple de référence de $[7 \rightarrow 10 \rightarrow 7]$ N.m, un flux de référence de $\varphi_s = 0.6$ Wb, et avec quelques valeurs de l'angle θ_d .

✓ Décalage d'un angle $\theta_l = -0.2\text{rad}$

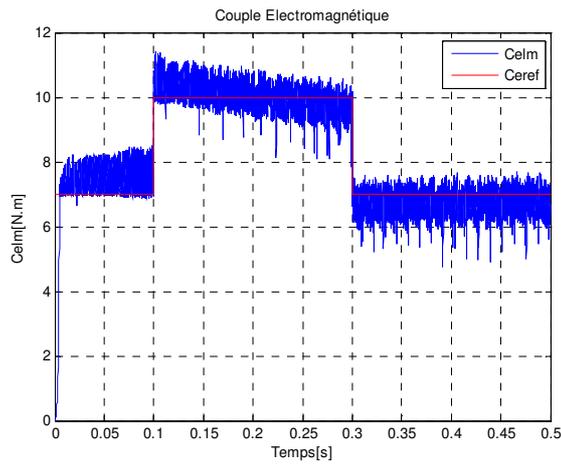


Fig.4.7. Couple électromagnétique

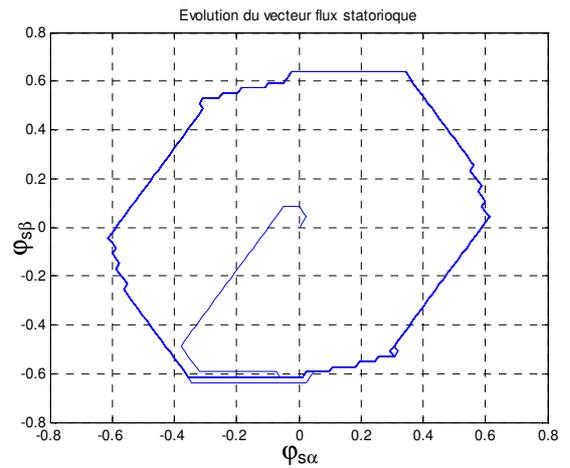


Fig4.8. Evolution du flux statorique

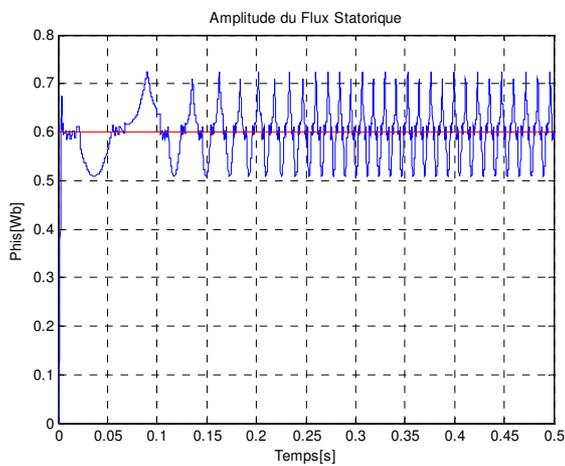


Fig4.10. Module du vecteur flux statorique

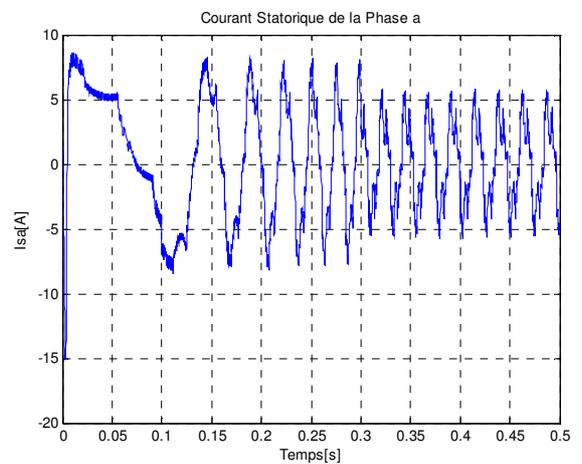


Fig4.11. Courant statorique

✓ Décalage d'un angle $\theta_l = -0.3\text{rad}$

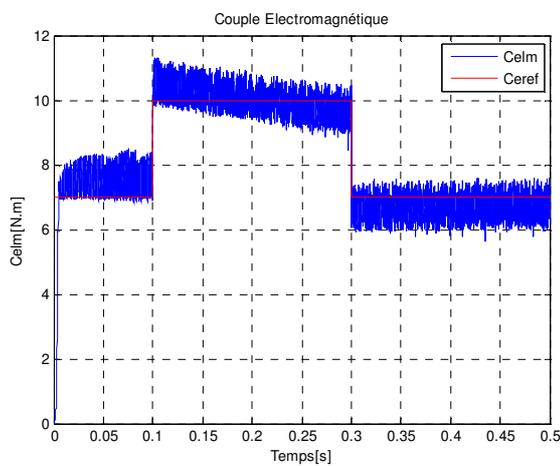


Fig.4.12. Couple électromagnétique

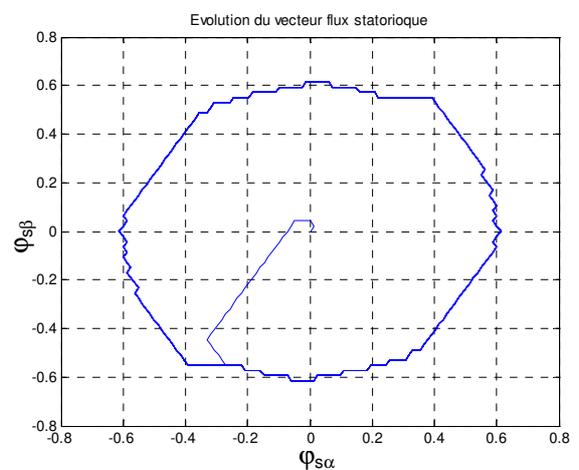


Fig4.13. Evolution du flux statorique

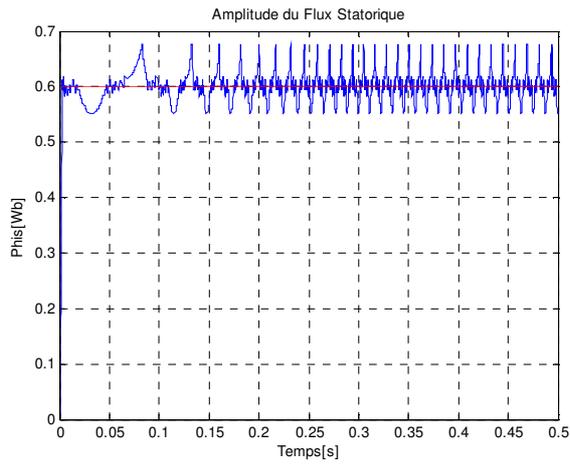


Fig4.14. Module du vecteur flux statorique

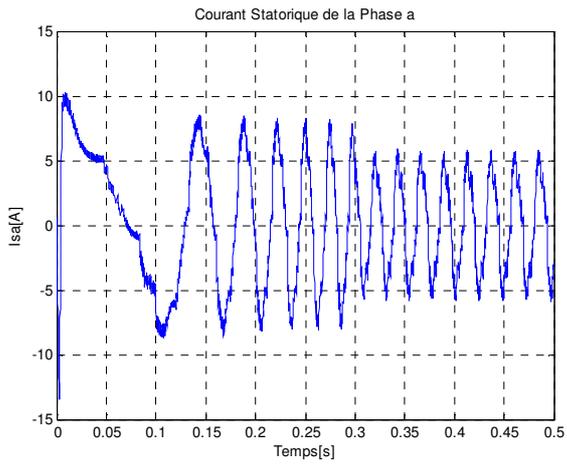


Fig4.15. Courant statorique

✓ Décalage d'un angle $\theta_l = 0.4rad$

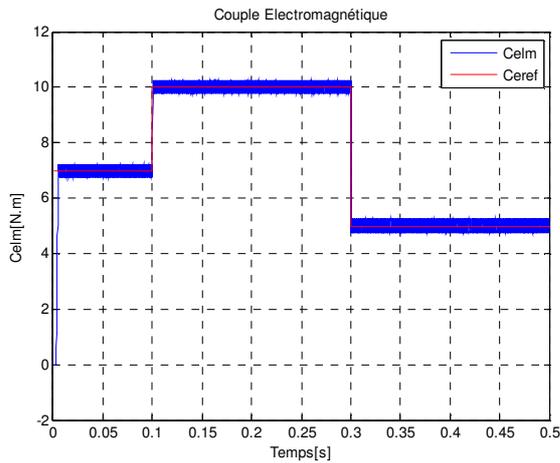


Fig4.16. Couple électromagnétique

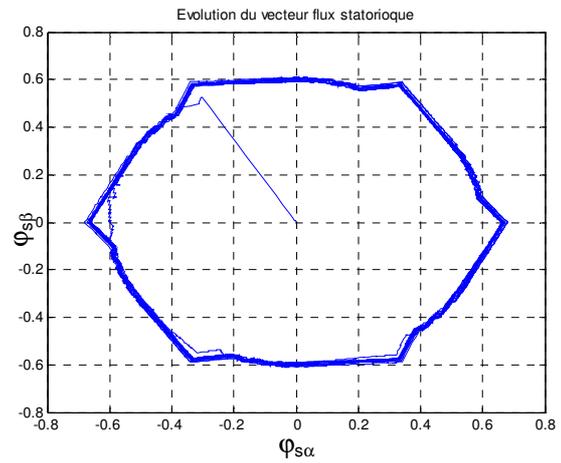


Fig4.17. Evolution du flux statorique

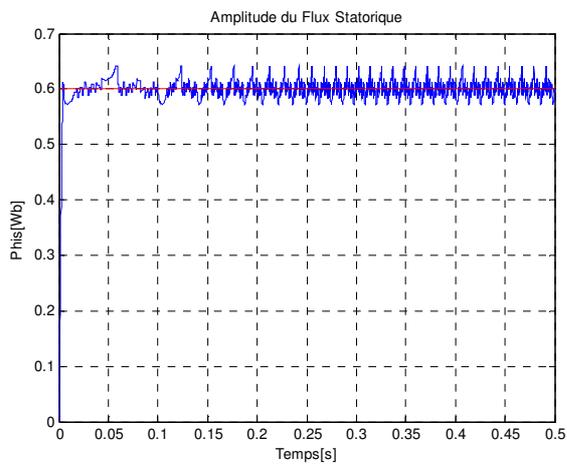


Fig4.18. Module du vecteur flux statorique

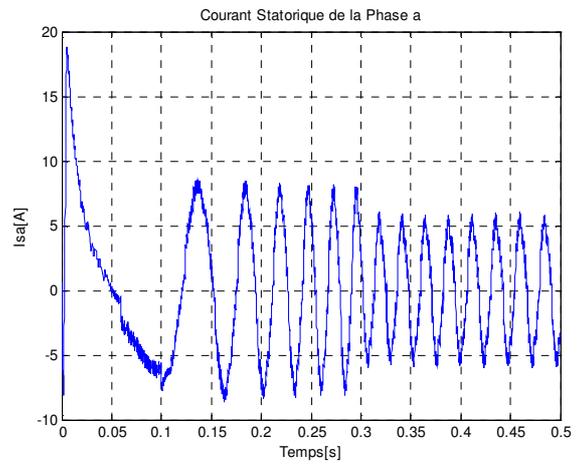


Fig4.19. Courant statorique

Les figures(4.7-4.19) représentent les résultats de simulation, avec l'application de la méthode de décalage des zones. On note que l'augmentation de l'angle de décalage θ_d entraîne une diminution importante des ondulations dans le couple, le flux et dans le courant statorique. L'établissement du flux s'effectue plus rapidement, avec un élargissement de la trajectoire de son extrémité et la perte sa forme circulaire.

La variation de l'angle de décalage nous a montré que l'angle qui réalise l'optimum et la bonne trajectoire c'est l'angle ($\theta_d=-0,4rad$) par ce que c'est l'angle qui est proche des changements de zones où l'on note une bonne réponse du couple, de flux et du courant (voir les figures(3.16 à 3.19)). Donc cette étude nous a permis de démontrer l'importance du mode de décalage zonal, qui permet une diminution importante des ondulations du couple, et que l'établissement du flux s'effectue plus rapidement par rapport au mode normal.

4.2.4. Effet de la variation de résistance statorique sur la commande DTC

Les méconnaissances de la résistance statorique peuvent avoir plusieurs origines. Elles peuvent être dues à une mauvaise identification des paramètres de la machine, variation de la charge ou de la température du milieu ambiant. Car une valeur erronée de la résistance statorique, entraîne certes une erreur d'estimation du module du flux statorique, mais une erreur dans la détermination de sa position. Or ce dernier point peut entraîner de graves dysfonctionnements dans le choix du vecteur tension à appliquer [27,55]. Plusieurs travaux [57-59], ont été proposés pour établir cette estimation afin de remédier ce problème de variation de R_s . Dans cette partie on va proposer d'illustrer l'influence de cette variation, par la suite on présente un bloc d'estimation qui compense chaque variation de la résistance statorique en utilisant un régulateur proportionnel intégral (PI).

4.2.4.1. Influence de la variation de la résistance statorique

Toute variation de la résistance statorique, entraîne un déséquilibre dans les équations des composantes de flux statorique de la machine. Donc toute information obtenue par le flux sera entachée d'erreurs [59], le flux statorique actuel et estimé, le couple électromagnétique actuel et estimé sont donnés par les équations (4.3) et (4.4).

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{sm} = \hat{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (4.3)$$

$$C_e = C_{e_m} = \hat{C}_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (4.4)$$

Les grandeurs actuelles de la machine sont :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} + \Delta\varphi_{s\alpha m} = \int_0^t (V_{s\alpha} - (R_s + \Delta R_s)(I_{s\alpha} + \Delta I_{s\alpha})) dt \\ \varphi_{s\beta} + \Delta\varphi_{s\beta m} = \int_0^t (V_{s\beta} - (R_s + \Delta R_s)(I_{s\beta} + \Delta I_{s\beta})) dt \end{cases} \quad (4.5)$$

$$\bar{\varphi}_s + \Delta\bar{\varphi}_{sm} = \int_0^t (\bar{V}_s - (R_s + \Delta R_s)(\bar{I}_s + \Delta\bar{I}_s)) dt \quad (4.6)$$

$$C_e + \Delta C_{e_m} = p \left((\varphi_{s\alpha} + \Delta\varphi_{s\alpha})(I_{s\beta} + \Delta I_{s\beta}) - (\varphi_{s\beta} + \Delta\varphi_{s\beta})(I_{s\alpha} + \Delta I_{s\alpha}) \right) \quad (4.7)$$

Les grandeurs estimés par le contrôleur sont donnés par :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} + \Delta\hat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s (I_{s\alpha} + \Delta I_{s\alpha})) dt \\ \varphi_{s\beta} + \Delta\hat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s (I_{s\beta} + \Delta I_{s\beta})) dt \end{cases} \quad (4.8)$$

$$\bar{\varphi}_s + \Delta\bar{\hat{\varphi}}_{sc} = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s (\bar{I}_s + \Delta\bar{I}_s)) dt \quad (4.9)$$

$$C_e + \Delta\hat{C}_e = p \left((\varphi_{s\alpha} + \Delta\hat{\varphi}_{s\alpha})(I_{s\beta} + \Delta I_{s\beta}) - (\varphi_{s\beta} + \Delta\hat{\varphi}_{s\beta})(I_{s\alpha} + \Delta I_{s\alpha}) \right) \quad (4.10)$$

Les erreurs dans l'estimation de flux et du couple sont données par :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_{s\alpha} = \Delta\hat{\varphi}_{s\alpha} - \Delta\varphi_{s\alpha m} = \int_0^t (I_{s\alpha} + \Delta I_{s\alpha}) \Delta R_s dt \\ \Delta\varphi_{s\beta} = \Delta\hat{\varphi}_{s\beta} - \Delta\varphi_{s\beta m} = \int_0^t (I_{s\beta} + \Delta I_{s\beta}) \Delta R_s dt \end{cases} \quad (4.11)$$

$$\Delta\bar{\varphi}_s = \Delta\bar{\hat{\varphi}}_s - \Delta\bar{\varphi}_{sm} \quad (4.12)$$

$$\Delta\bar{\varphi}_s = \int_0^t (R_s \Delta I_s + \Delta R_s I_s + \Delta R_s \Delta I_s) dt - \int_0^t R_s \Delta I_s dt = \int_0^t \Delta R_s (I_s + \Delta I_s) dt \quad (4.13)$$

$$\Delta C_e = \Delta\hat{C}_e - \Delta C_{e_m} \quad (4.14)$$

$$\Delta C_e = p \left((I_{s\beta} + \Delta\bar{I}_{s\beta}) \int_0^t (I_{s\alpha} + \Delta I_{s\alpha}) \Delta R_s dt - (I_{s\alpha} + \Delta I_{s\alpha}) \int_0^t (I_{s\beta} + \Delta I_{s\beta}) \Delta R_s dt \right) \quad (4.15)$$

Les équations (4.13) et (4.15) donne les erreurs de flux statorique et du couple on tenant compte de la variation de la résistance statorique durant le fonctionnement. Les grandeurs estimées diffèrent sensiblement des grandeurs réelles de la machine, donc le terme résistif peut être comparable à la tension d'alimentation V_s et l'erreur dans le flux statorique devient plus importante, ce qui entraîne un dysfonctionnements dans le choix du vecteur tension à

appliquer a la machine [48,59], donc la commande DTC perdra ses performances et peut devenir instable.

4.2.4.2. Estimateur pour la compensation des variations de la résistance statorique

Plusieurs travaux ont été réalisés pour compenser toute variation de la résistance statorique. Dans cette partie un estimateur a été conçu pour estimer la variation de la résistance statorique du moteur, pendant le fonctionnement. Chaque variation de R_s sera détectée par l'estimateur PI, en utilisant l'écart entre le flux de référence et le flux actuel voire figure 4.20[58,59].

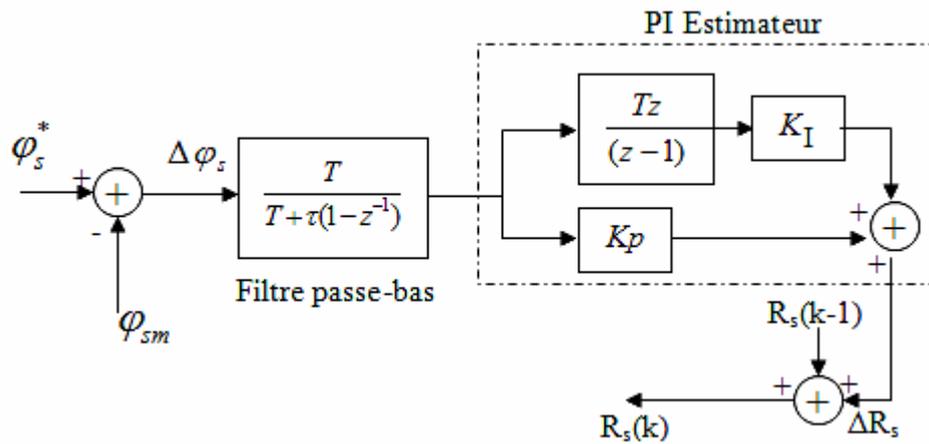


Figure.4.20. Estimateur PI de la résistance statorique

L'écart $\Delta\varphi_s$ à l'entrée est proportionnel à la variation de la résistance statorique donnée par l'équation (4.16).

$$\Delta R_s = (K_p + K_i \frac{T_e z}{Z - 1}) \Delta \varphi_s \tag{4.16}$$

L'erreur entre le flux statorique φ_{sm} et sa référence φ_s^* est passée à travers un filtre passe-bas avec une très faible fréquence de coupure, afin d'atténuer les composantes à haute fréquence de flux statorique. Puis, le signal est transmis par l'intermédiaire d'un estimateur PI [57-59]. La sortie de cet estimateur PI est celle de la variation de la résistance statorique ΔR_s qui s'ajoute à la résistance statorique estimé précédemment $R_s(k-1)$. La nouvelle valeur de la résistance statorique $R_s(k)$ est utilisée par l'estimateur de flux et de couple voir la figure4.20.

☐ Résultats de simulations

Pour tester les performances de cet estimateur on va présenter quelques simulations. Les valeurs des gains du régulateur utilisés sont $K_p=10$, $K_i=50$. La valeur de la résistance du stator a été changée suivant la figure 4.21, avec une valeur initiale $R_{s0}=2\Omega$. Les références du couple

et de flux sont à $C_e^* = 10Nm$ et $\varphi_s^* = 0.6Wb$. Les résultats de simulation sont présentés ci-dessous pour le DTC sans compensation (DTC_C) et avec compensation (DTC_PI).

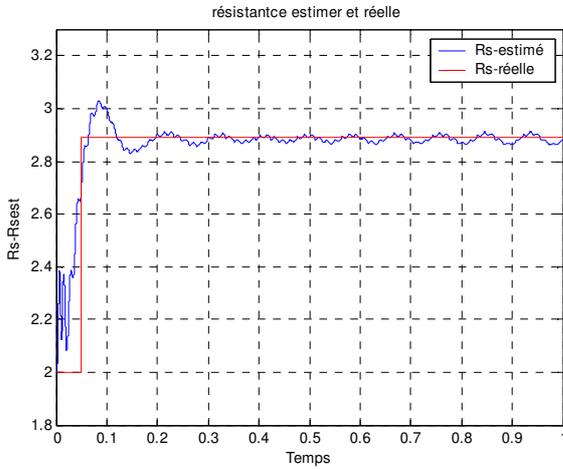


Fig.4.21 Évolution de la résistance statorique estimée et réelle

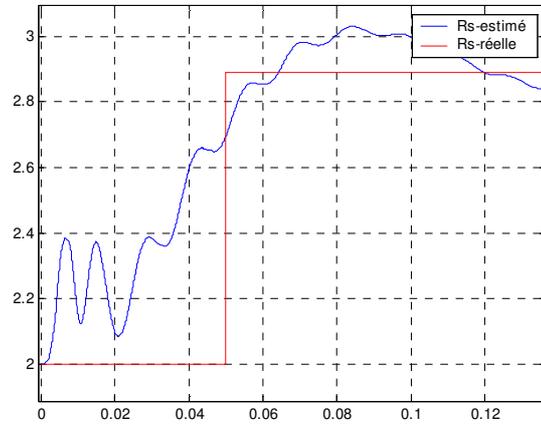


Fig.4.22. Loupe évolution de la résistance statorique estimée et réelle

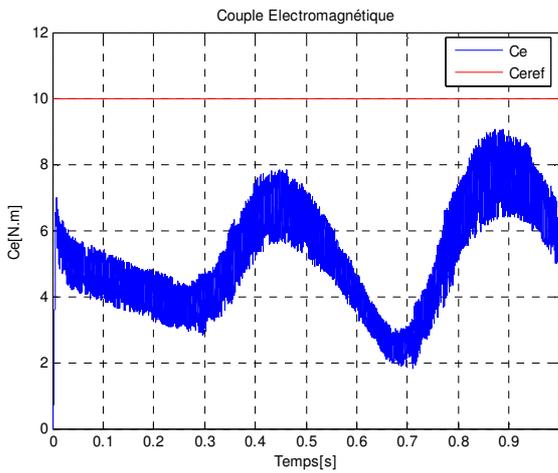


Fig.4.23. Couple électromagnétique DTC

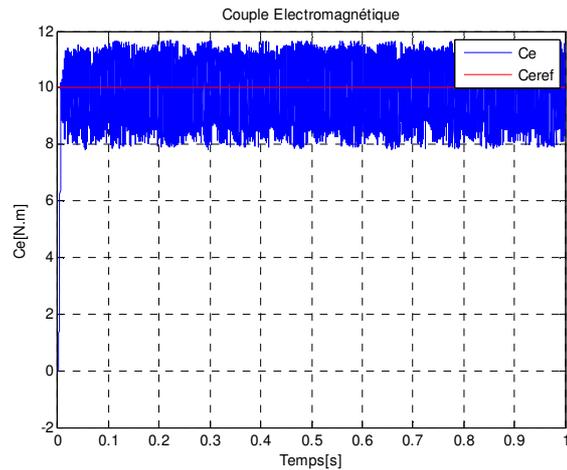


Fig.4.24. Couple électromagnétique DTC PI

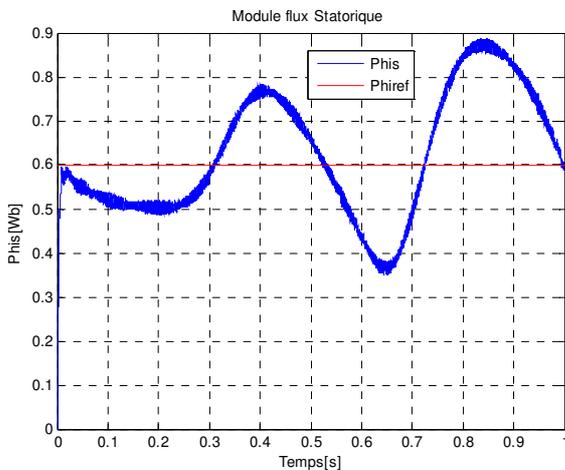


Fig.4.25. Module du vecteur flux DTC classique

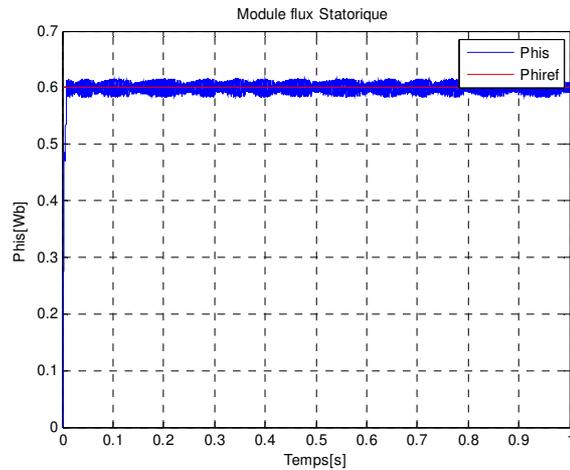


Fig.4.26. Module du vecteur flux DTC PI

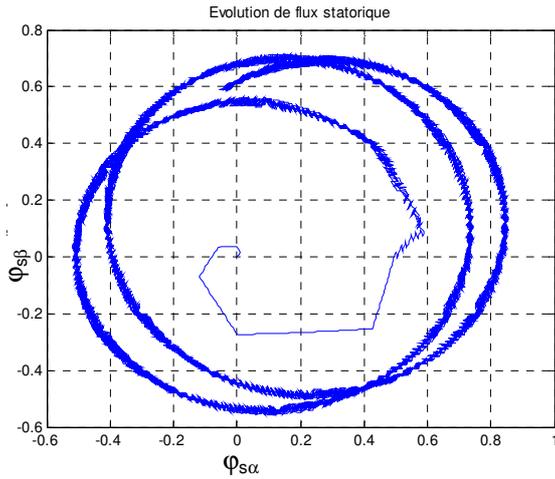


Fig.4.27. Evolution du flux statorique DTC classique

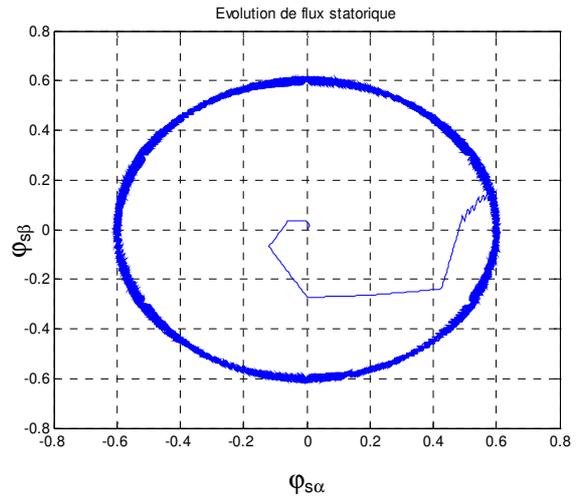


Fig.4.28. Evolution du flux statorique DTC PI

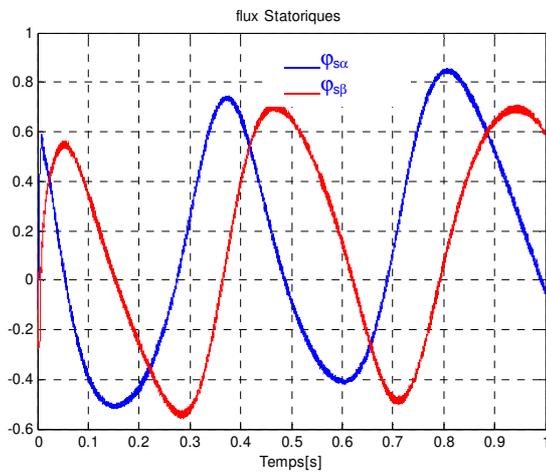


Fig.4.29. Composantes du flux statorique DTC classique

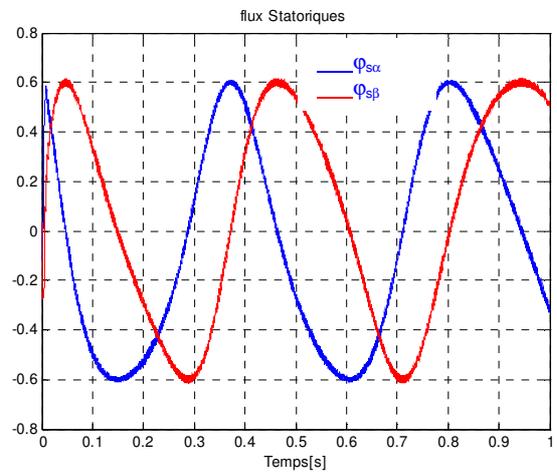


Fig.4.30. Composantes du flux statorique DTC PI

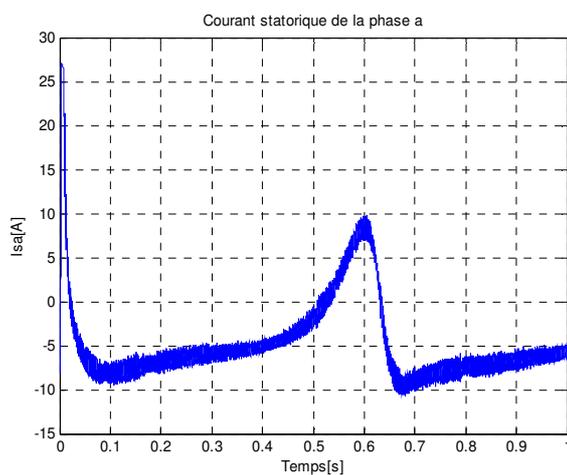


Fig.4.31. Courant statorique DTC classique

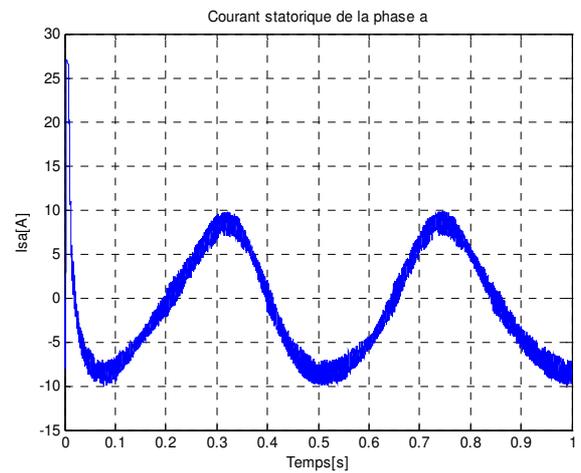


Fig.4.32. Courant statorique DTC PI

La figure.4.23, montre que le couple dans la DTC_C lors d'un changement de la résistance statorique, s'écarte complètement de sa valeur de référence avec une grande erreur statique, mais celui de la DTC_PI (figure 4.24) indique une bonne correction du couple

électromagnétique, car celui-ci suit parfaitement son couple référence. La figure 4.25 montre que le flux statorique s'écarte de sa valeur de référence et l'évolution du vecteur flux statorique vient de passer au centre du cercle, comme le montrent les figures (4.27 et 4.29), Ces écarts peuvent causer l'instabilité de la commande DTC, et provoquent des grandes fluctuations dans le courant statorique voir figure 4.31, cependant le DTC_PI à une bonne réponse de flux montré par la figure 4.26 et l'évolution du flux statorique est pratiquement circulaire voir figures(4.28 et 4.30), ce qui permet de rétablir la stabilité du système par élimination de l'erreur d'estimation de flux statorique et de couple électromagnétique, et le courant statorique à une forme d'onde sinusoïdale présenté par la figure 4.32. Donc à partir de ces résultats on peut conclure que l'estimateur PI nous a permis d'obtenir de bonnes performances de la DTC en présence de changements de la résistance statorique, car cet estimateur est capable de suivre ces divergences et de la converger vers la bonne valeur de R_s .

4.3. Amélioration des performances de la DTC classique

On a vu de ce qui précède que la DTC classique présente des ondulations dans le flux et le couple. Pour cela, on présente dans ce qui suit quelques stratégies de commande qui minimisent ces ondulations.

4.3.1. Le contrôle direct du couple modifié

Dans cette partie l'idée est de changer la table de vérité à partir d'une modification des secteurs de la DTC classique, tels qu'au lieu de prendre le premier secteur de -30° à 30° , il est pris de 0° à 60° . La figure 4.33.b montre cette nouvelle position des zones [60-64], dans ce cas-ci, les états non utilisés dans la première zone seront V_3 et V_6 au lieu de V_1 et de V_4 .

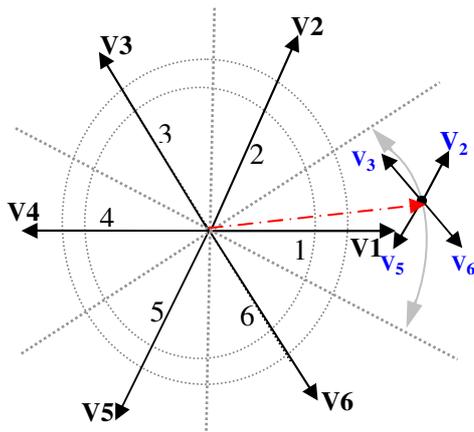


Figure. 4.33.a DTC classique

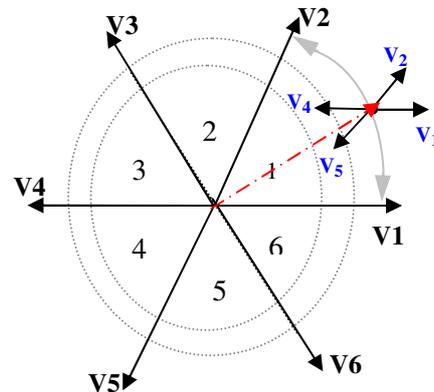


Figure. 4.33.b DTC modifiée

Il peut voir que les états V_1 et V_4 , ne sont pas employés dans le DTC classique (DTC_C) parce qu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple au même secteur selon si la position est dans les premiers ou les deuxièmes 30° . Dans la DTC modifiée (DTC_M), V_3 et V_6 ne sont pas utilisés. Cependant, dans la DTC modifiée l'ambiguïté se trouve dans le couple au lieu du flux comme dans la DTC_C [1].

L'avantage principal de la DTC modifiée est d'avoir une fréquence de commutation constante, c'est le but des méthodes proposées dans ce chapitre. Par conséquent, il est préférable de perdre l'usage de deux états pour réduire et maîtriser la fréquence de commutation. La table de commutation de la DTC modifiée est donnée par la Table 4.1.

		secteur					
		1	2	3	4	5	6
$\Delta\phi_s = 1$	$\Delta C_e = +1$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$
	$\Delta C_e = 0$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$
	$\Delta C_e = -1$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$
$\Delta\phi_s = 0$	$\Delta C_e = +1$	$V_4(0,1,1)$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$
	$\Delta C_e = 0$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$	$V_7(1,1,1)$	$V_0(0,0,0)$
	$\Delta C_e = -1$	$V_5(0,0,1)$	$V_6(1,0,1)$	$V_1(1,0,0)$	$V_2(1,1,0)$	$V_3(0,1,0)$	$V_4(0,1,1)$

Table 4.1. La table de vérité de la DTC modifiée

☞ Résultats de Simulation

Les résultats obtenus sont donnés par les figures(4.34-4.41), où le couple de référence est un échelon variant de $[7 \rightarrow 10 \rightarrow 7]$ Nm et un flux de référence $\phi_s^* = 0.6$ Wb.

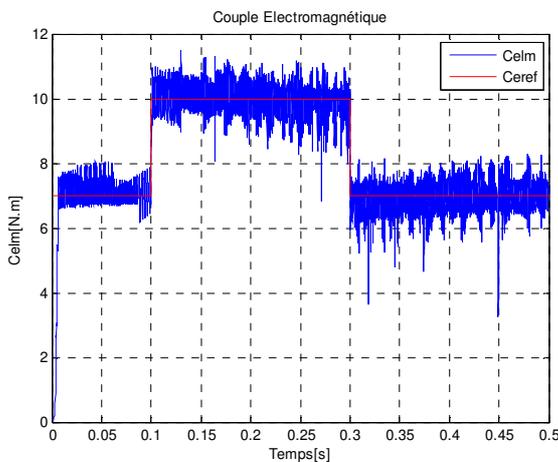


Fig.4.34. Couple électromagnétique

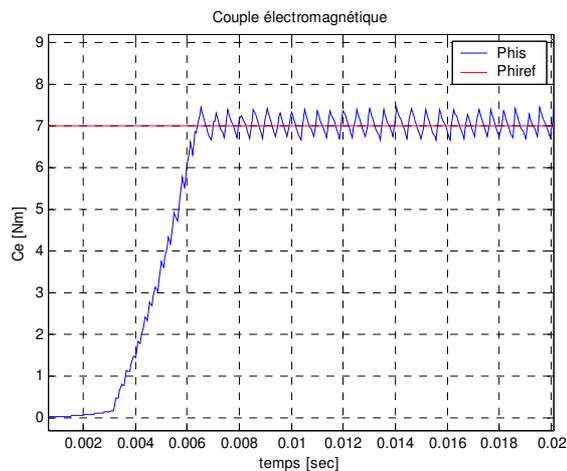


Fig4.35. Loupe de couple électromagnétique

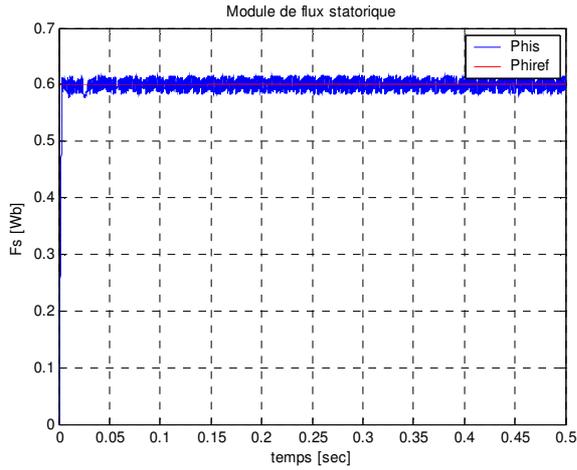


Fig.4.36. Module du flux statorique

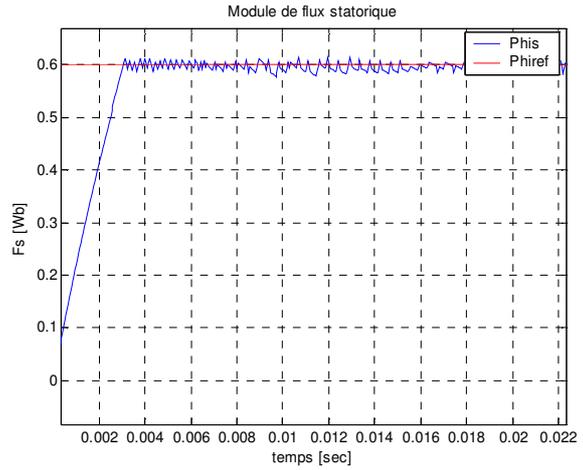


Fig.4.37. Loupe module du flux statorique

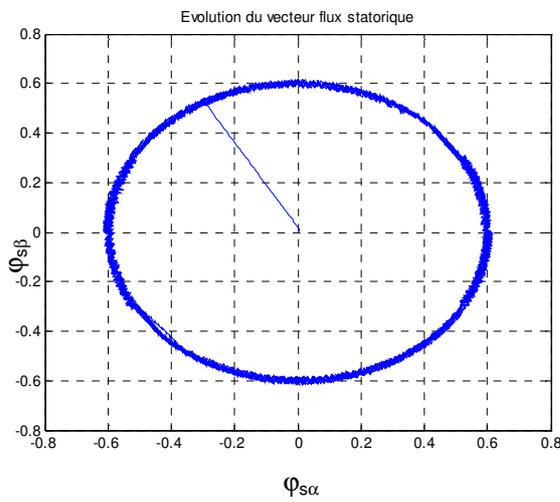


Fig4.38. Evolution du vecteur flux

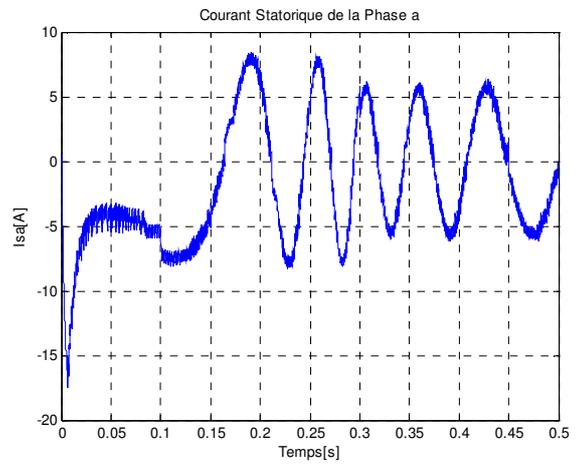


Fig4.39. Courant statorique

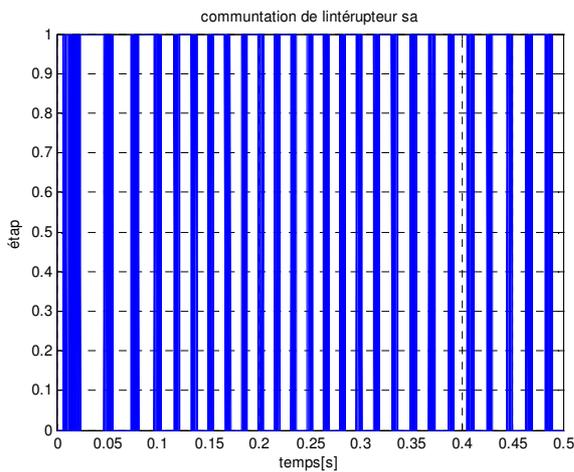


Fig.4.40. commutation de l'interrupteur Sa

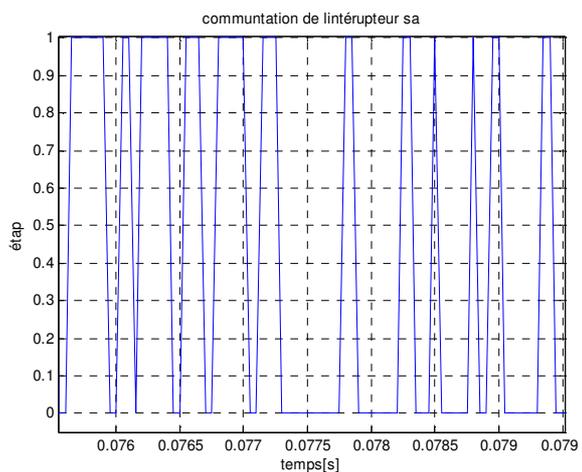


Fig.4.41. Loupe commutation de Sa $f_c \approx 3\text{kHz}$

Les figures 4.36 et 4.37 montrent que le module du vecteur flux suit parfaitement le flux de référence et que celui-ci s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique, et l'évolution de flux dans le plan (α, β) , est parfaitement circulaire voir la figure 4.38 et ; ce qui

entraîne une diminution des pics du courant au démarrage de la machine (figure4.39). Cependant le couple de la DTC modifiée montre de grandes oscillations avec dépassement des bandes du comparateur voir figure4.34, ce qui indique que la DTC modifiée présente une faible dynamique de couple par rapport à la DTC classique. La fréquence de commutation est calculée à partir des (figure4.40 et 4.41), où on remarque que l'interrupteur fonctionne régulièrement avec des phase de mise en veille, ce qui permet de maîtriser la fréquence de commutation, est d'avoir une valeur autour de $3kHz$ inférieur à celle de la DTC classique.

Nous pouvons conclure qu'il est préférable d'utiliser seulement la DTC classique pour les grandes vitesses et la DTC modifiée pour les faibles vitesses; il est donc intéressant de chercher une commande qui combine à la fois la DTC modifiée pour les faibles vitesses et la DTC classique pour les vitesses élevées.

4.3.2. Le contrôle direct du couple douze secteurs

Dans la DTC classique il y a deux vecteurs par secteur qui présentent une ambiguïté dans le contrôle de flux, donc ils ne sont pas utilisés (V_i, V_{i+3}). De même pour la DTC modifiée les deux vecteurs (V_{i+2}, V_{i+5}) ils ne pas aussi utilisés par ce qu'ils introduisent une ambiguïté dans le contrôle de couple [1,49]. Pour résoudre le problème d'ambiguïté dans le couple et le flux on va diviser la position du flux statorique en 12 secteurs au lieu de 6 secteurs, là où les six vecteurs actifs seront utilisés pour le même secteur. Cependant, la composante tangentielle du vecteur tension est très faible par conséquent la variation du couple sera aussi faible, pour cela il faut introduit l'idée de la petite augmentation du couple [1]. La nouvelle partition est donnée par la figure. 4.42.

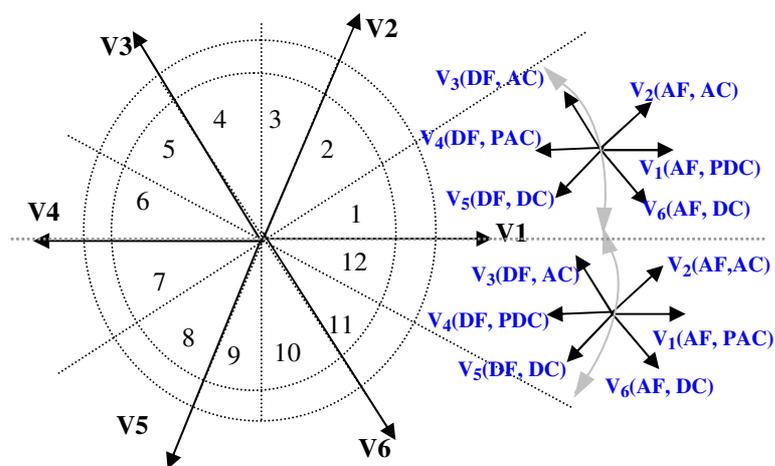


Figure.4.42. Les douze secteurs

Le tableau 4.2a représente les cas où les 6 vecteurs tensions, peuvent être employés dans les secteurs S_1 et S_{12} .

S_{12}	AUGMENTATION	DIMINUTION
Flux Statorique	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
Couple	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
S_1	AUGMENTATION	DIMINUTION
Flux Statorique	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
Couple	V_2, V_3, V_4	V_5, V_6, V_1

Table 4.2a. Effet des vecteurs tension pour le DTC 12 secteurs.

Pour mieux exploiter ces tensions en utilise un comparateur à hystérésis à 4 niveaux pour le couple (figure4.43), ce qui permet de définir les petites et grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes vecteurs tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des zones [1]. Par exemple, dans le secteur S_{12} , si le vecteur V_1 est sélectionné il va produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple, et V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux[1,49].

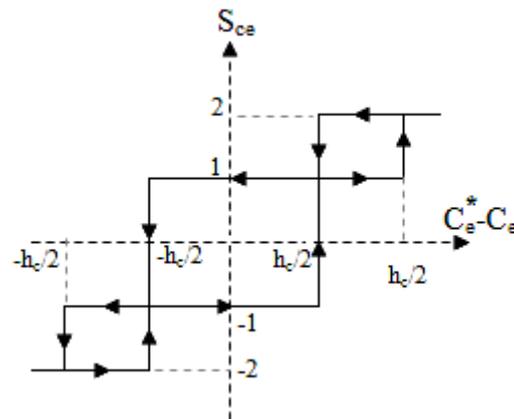


Figure.4.43. Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le couple

Finalement la table de sélection pour cette technique est donnée par le tableau.4.2b.

Secteur	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	S_9	S_{10}	S_{11}	S_{12}
$\Delta\phi=1$	$\Delta C_e=2$	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_2
	$\Delta C_e=1$	$*V_2$	V_2	$*V_3$	V_3	$*V_4$	V_4	$*V_5$	V_5	$*V_6$	V_6	$*V_1$
	$\Delta C_e=-1$	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3	$*V_3$	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6
	$\Delta C_e=-2$	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_5	V_5	V_6
$\Delta\phi=0$	$\Delta C_e=2$	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_3
	$\Delta C_e=1$	V_4	$*V_4$	V_5	$*V_5$	V_6	$*V_6$	V_1	$*V_1$	V_2	$*V_2$	V_3
	$\Delta C_e=-1$	V_7	V_5	V_0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_4
	$\Delta C_e=-2$	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_5

Tableau 4.2b: Table de commutation pour le DTC 12 secteurs.

$(-2,2)$: grande diminution ou augmentation du couple. $(-1,1)$: petite diminution ou augmentation du couple. * séquence non désirée (pas de petite variation du couple).

📄 Résultats de Simulation

Les résultats sont données par les figures(4.44-4.52), dans le couple de référence est un échelon variant de [7→10→7]Nm et un flux de référence $\varphi_s^* = 0.6\text{Wb}$.

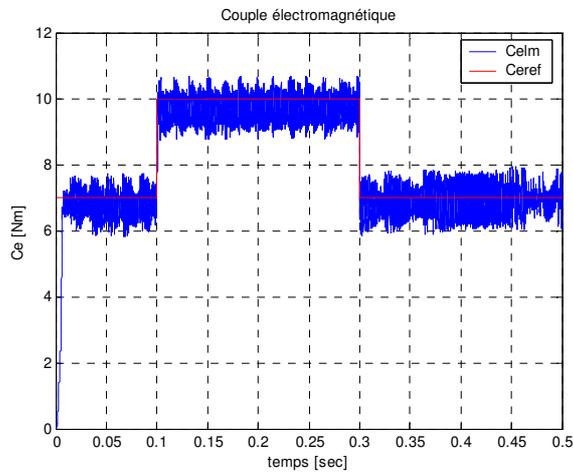


Fig.4.44. Couple électromagnétique

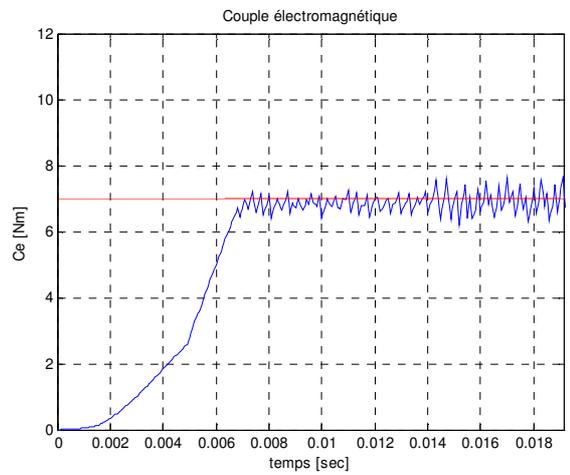


Fig.4.45. Loupe de couple électromagnétique

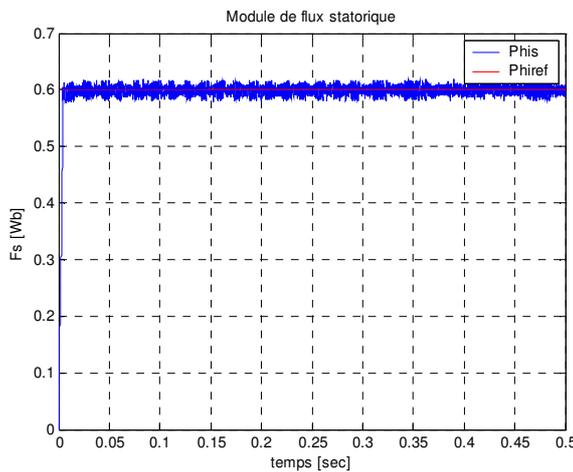


Fig4.46. Module du vecteur flux statorique

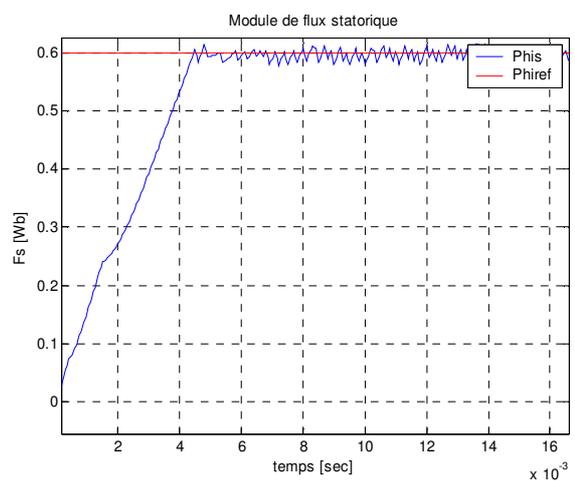


Fig4.47. Loupe de module du vecteur flux statorique

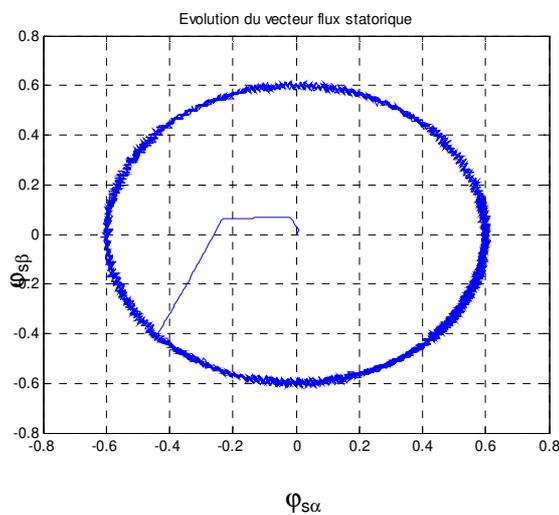


Fig4.48. Evolution du flux statorique

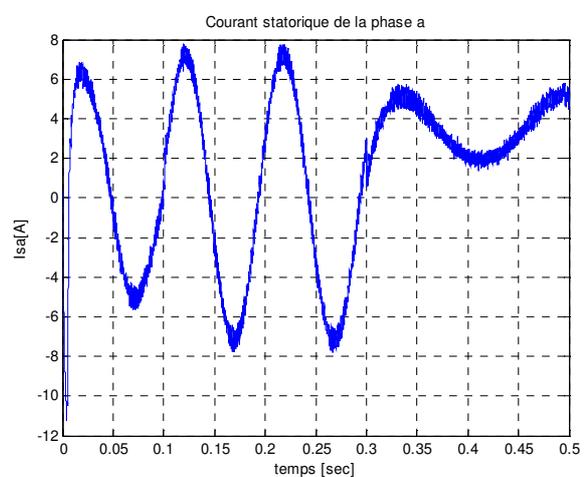


Fig4.49. Courant statorique

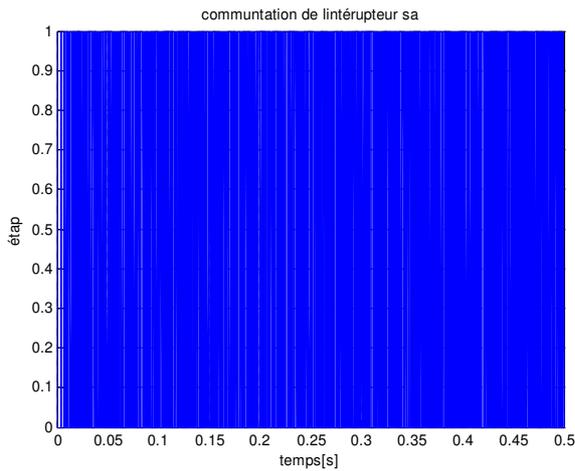
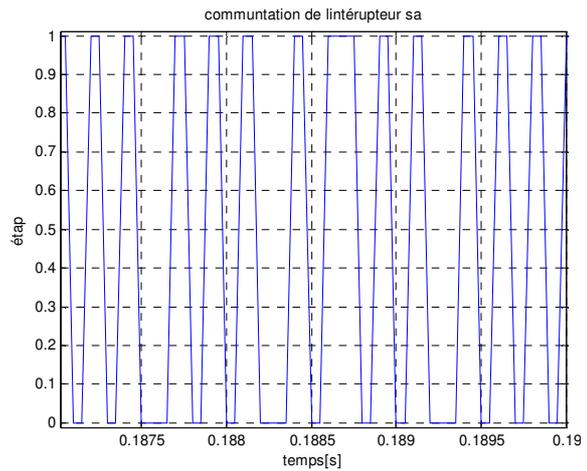


Fig4.50. Commutation de l'interrupteur Sa

Fig4.51. Loupe commutation de Sa $f_c=4kHz$

La figure 4.44 nous montre un régime transitoire rapide du couple, suivi d'un régime établi où le couple suit sa référence avec moins de dépassement de sa bande hystérésis voir la figure 4.45. D'après la figure 4.46 on remarque bien que le flux statorique s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique avec une réduction optimale des oscillations sur leur module (figure 4.47), ce qui est bien montré sur la figure 4.48 où la trajectoire du vecteur flux statorique est parfaitement circulaire; par conséquent le courant statorique à moins de pics au démarrage et une forme sinusoïdale au régime permanent selon la figure 4.49. La commutation de l'interrupteur « Sa » est donnée par la figure 4.50, avec une fréquence de commutation constante autour de $4kHz$ (figure 4.51).

4.3.3. Contrôle direct du couple basé sur la modulation vectorielle

L'une des premières stratégies de contrôle direct deuxième génération proposée [71], fait appel à un modèle approximatif de la machine, valable en régime permanent, et à un module MLI. Il s'agit d'une stratégie hybride, linéaire/non linéaire, où les parties linéaires et non linéaires sont fusionnées dans un algorithme unique [72]. En effet, l'algorithme commence par proposer une commande linéaire du type prédictif et en un seul coup [60,64]. À l'instant T_k , on calcule les erreurs du couple et de flux statorique, par l'intermédiaire du modèle approximatif de la machine, le vecteur tension moyen de référence \bar{V}_s^* , qu'il faudrait appliquer à la machine afin que ces erreurs soient annulées à l'instant d'échantillonnage suivant, T_{k+1} . Ce vecteur tension moyen de référence est ensuite introduit dans un bloc MLI vectorielle [60-62] [71-76], pour but de réduire le bruit, et les ondulations dans le couple, le flux et le courant, pendant le régime transitoire et permanent [72], afin de minimiser et maintenir la fréquence de commutation constante [60,62,73,74]

4.3.3.1. Modèle approximatif de la machine

La DTC basée sur la modulation vectorielle est plus compliquée que la DTC classique [67,68], elle exige la connaissance de quelques paramètres du moteur asynchrone, à savoir la résistance statorique et l'inductance de fuite [71,75,77]. Les tensions et les courants mesurés permettent de calculer la force électromotrice \bar{E} , où chaque phase du moteur est modélisée comme une impédance R-L en série avec un la fem \bar{E} [71,77], voir la figure.4.52.

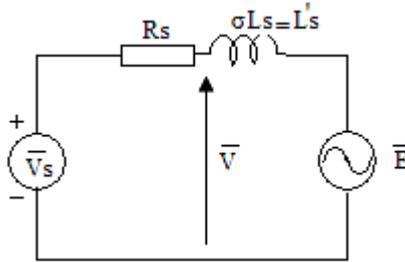


Figure.4.52. schéma électrique équivalent d'une phase de la machine

A partir de la figure.4.52, la variation $\Delta \bar{I}_s$ du vecteur courant statorique pendant une période d'échantillonnage constante T_e , est donnée par :

$$\Delta \bar{I}_s = \frac{\bar{V} - \bar{E}}{L'_s} T_e \quad (4.17)$$

On suppose que la période T_e est constante, afin de maintenir la fréquence de commutation constante. Pour des vitesses élevées on peut négliger le terme résistif ($R_s I_s$). Si la constante du temps statorique T_s est plus grand que la période d'échantillonnage T_e , [71]. La variation du couple électromagnétique, est donnée par :

$$\Delta C_e = \frac{3}{2} \frac{p}{2} (\bar{\varphi}_s \Delta \bar{I}_s) = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \left(\bar{\varphi}_s \times \frac{\bar{V}_s - \bar{E}}{L'_s} T_e \right) \quad (4.18)$$

Par conséquent, la variation du couple sur une période peut être prédite à partir de la tension, le courant statorique et la force électromotrice \bar{E} [51,68,71]. Cette dernière peut être estimée à partir du flux et courant statorique. On utilisons l'équation (3.2) et le schéma électrique équivalent de la figure 4.52 on trouve :

$$\bar{E} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s - \frac{d}{dt} (L'_s \bar{I}_s) = \frac{d}{dt} (\bar{\varphi}_s - L'_s \bar{I}_s) \quad (4.19)$$

Si on suppose que \bar{E} est une fonction sinusoïdale, alors.

$$\bar{E} = j\omega_s (\bar{\varphi}_s - L'_s \bar{I}_s) \quad (4.20)$$

La pulsation ω_s peut être estimée par l'équation suivante :

$$\omega_s = \frac{\bar{\varphi}_s \times (\bar{V}_s - R'_s \bar{I}_s)}{|\bar{\varphi}_s|^2} \quad (4.21)$$

Par conséquent, la variation du flux sur une période T_e est donnée par :

$$\Delta \bar{\varphi}_s = (\bar{V}_s - R'_s \bar{I}_s) T_e = \bar{V} T_e \quad (4.22)$$

Dans ce qui suit les équations (4.18) et (4.22) sont utilisées pour déterminer l'état de commutation de l'onduleur.

4.3.3.2. Contrôle du flux et du couple DTC-SVM

La méthode de contrôle proposée est basée sur le calcul prédictif du vecteur tension statorique appliqué à la machine, pour forcé le couple et l'amplitude du flux à suivre leurs références sur une période d'échantillonnage T_e [61,71]. A période fixe T_n égale à la moitié de la période T_e la variation du couple est donnée par :

$$\Delta C_e = C_e^* - C_e(T_n) \quad (4.23)$$

L'équation (4.23) est alors substitué dans (4.18) nous trouvons l'équation (4.24).

$$C_e^* - C_e(T_n) = \frac{3}{2} \frac{p}{2} \frac{T_e}{L_s} (\bar{\varphi}_s \times (\bar{V}^* - \bar{E})) \quad (4.24)$$

Où \bar{V}^* est le vecteur de tension \bar{V}_s^* moins le terme résistif $R'_s \bar{I}_s$. En termes des composantes (α, β) l'équation (4.24) devient :

$$\Delta C_e = \frac{3pT_e}{4L_s} ((\varphi_{\beta s} E_\alpha - \varphi_{\alpha s} E_\beta) + (\varphi_{\alpha s} V_\beta^* - \varphi_{\beta s} V_\alpha^*)) \quad (4.25)$$

Avec :

$$K_e = \frac{4\Delta C_e L'_s}{3pT_e} + (\varphi_{\alpha s} E_\beta - \varphi_{\beta s} E_\alpha) \quad (4.26)$$

La composante de la tension selon l'axe β est donnée par :

$$V_\beta^* = \frac{K_e + \varphi_{s\beta} V_\alpha^*}{\varphi_{s\alpha}} \quad (4.27)$$

L'erreur du flux statorique est donnée par :

$$\Delta|\overline{\varphi}_s| = \varphi_s^* - |\overline{\varphi}_s(T_n)| \quad (4.28)$$

D'après(4.22)et(4.28),l'amplitude du flux statorique est contrôlée à partir de l'équation(4.29)

$$\varphi_s^* = |\overline{V}T_e + \overline{\varphi}(T_n)| \quad (4.29)$$

Ou par l'équation (4.30) :

$$\varphi_s^{*2} = (V_\beta^*T_e + \varphi_{\beta s})^2 + (V_\alpha^*T_e + \varphi_{\alpha s})^2 \quad (4.30)$$

Les équations (4.25) et (4.30) représentent deux équations à deux inconnues V_α^* et V_β^* . En substituant (4.27) dans (4.30) , on trouve une équation quadratique de l'inconnu V_α^* .

$$(T_e^2 + \frac{\varphi_{\beta s}^2}{\varphi_{\alpha s}^2}T_e^2)V_\alpha^{*2} + (\frac{2K_e\varphi_{\beta s}T_e^2}{\varphi_{\alpha s}^2} + 2\varphi_{\alpha s}T_e + \frac{2\varphi_{\beta s}^2}{\varphi_{\alpha s}}T_e^2)V_\alpha^* + \frac{K_e^2T_e^2}{\varphi_{\alpha s}^2} + \frac{2\varphi_{\beta s}K_eT_e}{\varphi_{\alpha s}} + \varphi_{\alpha s}^2 + \varphi_{\beta s}^2 - \varphi_s^{*2} = 0 \quad (4.31)$$

L'équation (4.31) à deux solutions de V_α^* . La solution la plus petite en valeur absolue est choisie, car elle représente la plus petite tension suivent l'axe α , nécessaire pour conduire le couple et le flux a leurs valeurs de référence [49,62].

L'équation (4.27) donne la valeur V_β^* , ce qui permis de déterminer \overline{V}^* , La valeur de la tension statorique de référence \overline{V}_s^* est obtenue par l'équation (4.32).

$$\overline{V}_s^* = \overline{V}^* + R_s \overline{I}_s(T_n) = (V_\alpha^* + jV_\beta^*) + R_s \overline{I}_s(kT_e) \quad (4.32)$$

Les états de commutation de l'onduleur sont déterminées par \overline{V}_s^* , en utilisant les équations de base de la modulation vectorielle (SVM). Avec \overline{V}_s^* représente la valeur moyenne du vecteur tension statorique sur une période T_e . La valeur du vecteur tension statorique instantanée \overline{V}_s^* est sélectionnée parmi les 7 états de commutation de l'onduleur. Ceci est illustré par la figure.4.53.

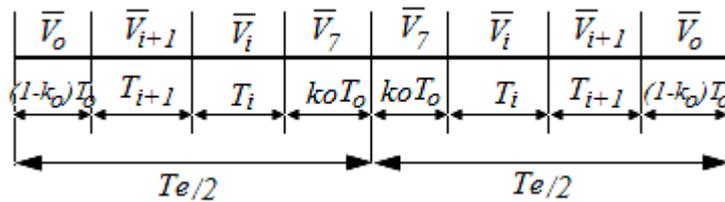


Figure.4.53 : Séquence d'application des vecteurs sur une période T_e ($ko \in [0,1]$)

Avec

T_i, T_{i+1} : Temps d'application du vecteur V_i et V_{i+1}

T_o : Temps d'application des vecteur (V_o et $d V_7$)

La tension moyenne de référence est calculer à partir des deux vecteurs tension \bar{V}_i et \bar{V}_{i+1} , qui sont adjacent à \bar{V}_s^* aux instants T_i et T_{i+1} , donnée par (4.33) ,[71,73].

$$T_e \bar{V}_s^* = T_i \bar{V}_i + T_{i+1} \bar{V}_{i+1} \quad (4.33)$$

Le reste de la période de passage est consacré à l'état zéro T_o .

$$T_o = T_e - (T_i + T_{i+1}) \quad (4.34)$$

Si la modulation est réalisable, c'est à dire si les temps d'application de chacun des vecteurs tension appartenant à la modulation sont positifs et inférieurs à T_e , la procédure se termine et les signaux de commande sont appliqués au convertisseur. Cette situation devrait se produire plutôt en régime permanent. Dans le cas contraire, c'est-à-dire il n'y a pas de solution ($T_i + T_{i+1} > T_e$), on rentre dans la partie non linéaire de l'algorithme, ce qui doit arriver plutôt pendant les régimes transitoires de couple, on essaie de trouver une paire de vecteurs tension, \bar{V}_i et \bar{V}_{i+1} , qui une fois appliqués à la machine pendant T_i et T_{i+1} , respectivement, amènent à l'annulation des erreurs de couple et de flux [49,71,73]. Ces deux vecteurs sont obtenus initialement à partir de la Table.4.3.a, puis on fait la résolution des équations suivantes [49,50]:

$$\left| \bar{\varphi}_s^* \right| = \left| T_i \bar{V}_i + T_{i+1} \bar{V}_{i+1} + \bar{\varphi}_s(kT_e) \right| \quad (4.35)$$

$$T_e = (T_i + T_{i+1}) \quad (4.36)$$

S'il n'y a pas de solution ($T_i + T_{i+1} > T_e$), on suppose que le transitoire se trouve au niveau du flux, dans ce cas on détermine les vecteurs adjacentes \bar{V}_i et \bar{V}_{i+1} Dans les instants de commande T_i et T_{i+1} selon la table 4.3.b, puis la résolution de l'équation (4.36) est celle de la variation du couple [49] :

$$\Delta C_e = \frac{3p}{4L_s} \Im m \left(\bar{\varphi}_s (T_i \bar{V}_i + T_{i+1} \bar{V}_{i+1} - \bar{E} T_e) \right) \quad (4.38)$$

Si encore il n'y a pas de solution, on suppose qu'il y a un transitoire dans le couple et le flux, dans ce cas on utilise la table 4.3.c, pour déterminer la tension de commande optimale qu'il faut appliquée à l'onduleur durant la période T_e [49,50,71].

L'organigramme de la DTC_SVM est donnée par la figure 4.54,[50].

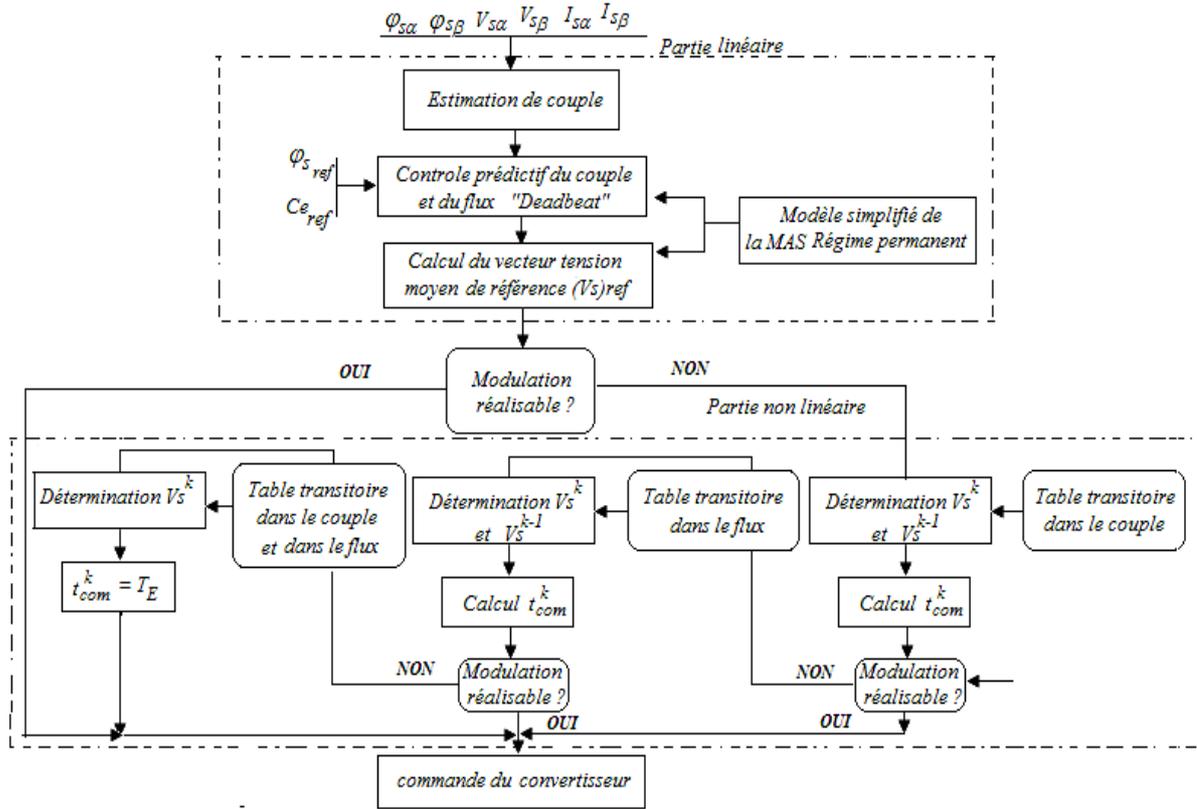


Figure.4.54. Organigramme de la stratégie DTC_SVM[50].

Table(a) : Transitoire sur couple			Table (b) : Transitoire sur le flux			Table (c) : Transitoire sur le flux et le couple		
$(2n-3)30^\circ < \text{Angle}(\varphi_s) < (2n-3)30^\circ$			$(n-1)60^\circ < \text{Angle}(\varphi_s) < n.60^\circ$			$(2n-3)30^\circ < \text{Angle}(\varphi_s) < (2n-1)30^\circ$		
$\text{Sign}(C_e^* - C_e)$	V_i	V_{i+1}	$\text{Sign}(\varphi_s^* - \varphi_s)$	V_i	V_{i+1}		$\Delta\varphi=1$	$\Delta\varphi=0$
0	V_n	V_{n+5}	0	V_{n+2}	V_{n+3}	$\Delta C_e = 0$	V_n	V_{n+5}
1	V_{n+1}	V_{n+2}	1	V_{n+1}	V_{n+2}	$\Delta C_e = 1$	V_{n+1}	V_{n+2}

Tableaux4.3. Sélection des séquences V^i et V^{i+1}

☞ Résultats de Simulation

Les figures ci-dessous présente les résultats de simulation sur 500ms le couple de référence est une consigne variant de 7→10→7N.m et un flux de référence $\varphi_s^* = 0.6\text{Wb}$.

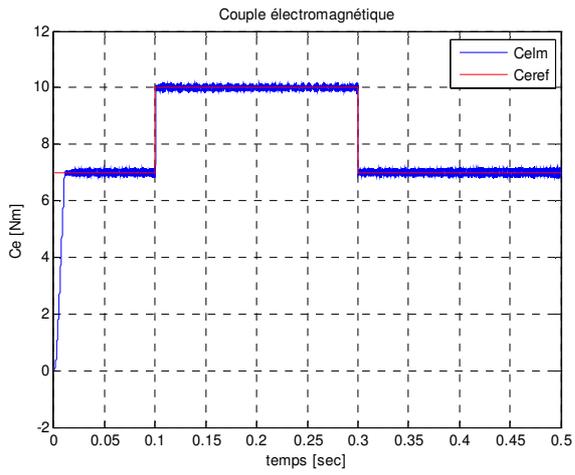


Fig4.55. Couple électromagnétique

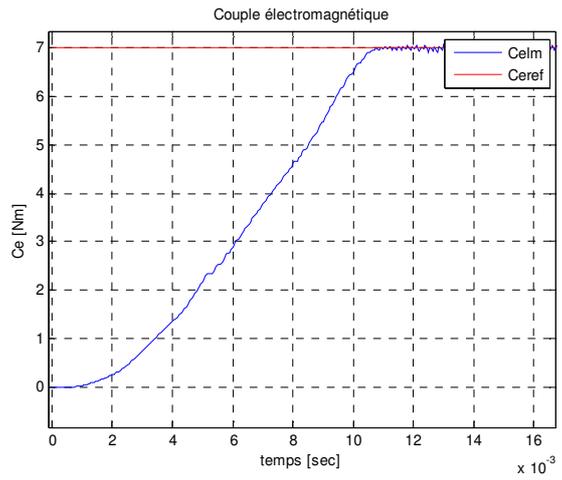


Fig4.56. Loupe couple électromagnétique

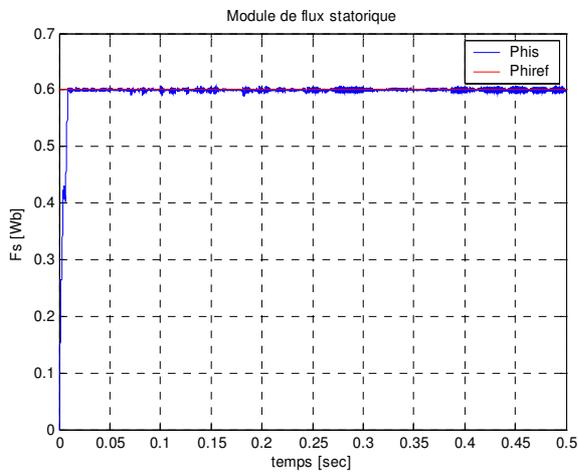


Fig4.57. Module du vecteur flux statorique

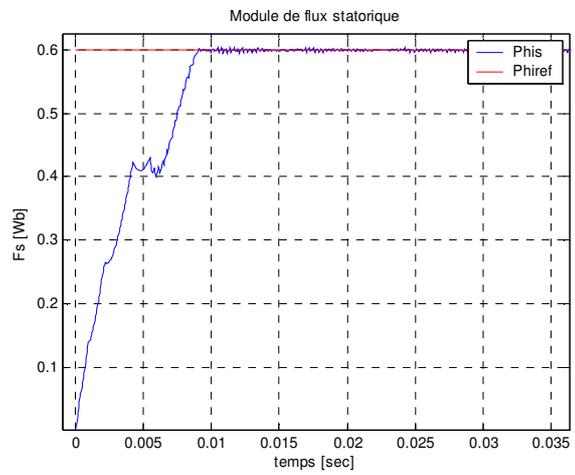


Fig4.58. Loupe Module du vecteur flux statorique

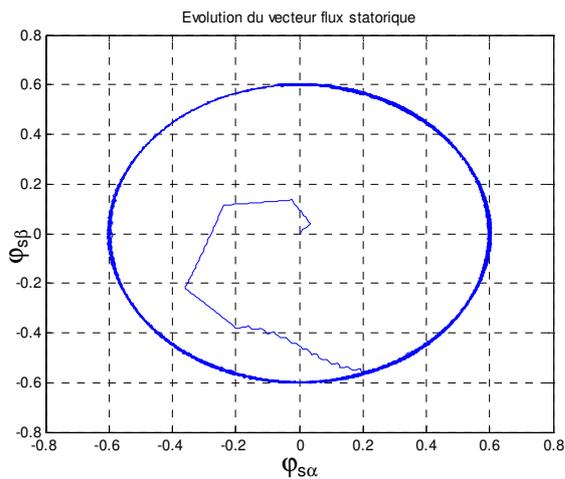


Fig4.49. Evolution du flux statorique

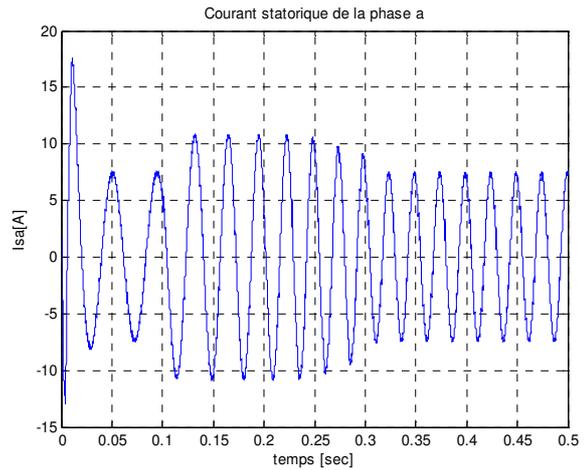


Fig4.60. Courant statorique

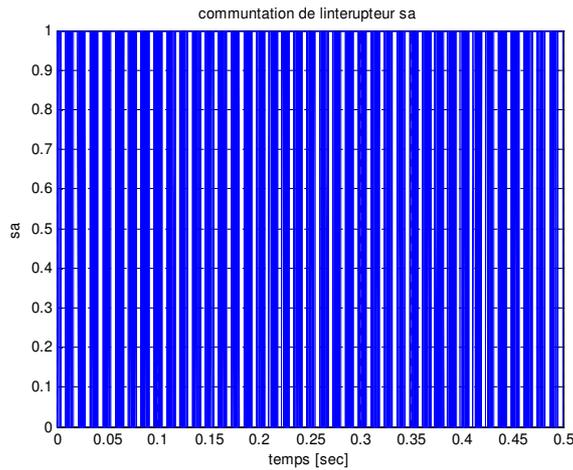


Fig4.61. Commutation de l'interrupteur

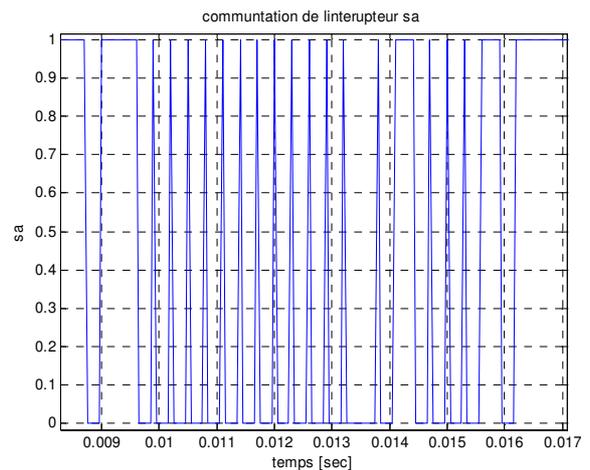


Fig4.62. Loupe commutation de Sa $\Rightarrow f_c = 2.7 \text{ kHz}$

La figure.4.55, montre une très bonne réponse du couple, où celui-ci suit parfaitement sa référence et il n'y a pas de dépassement des bandes hystérésis (erreur statique presque nulle) voir la figure.4.56, une bonne réduction des ondulations du couple ce qui entraîne la diminution des vibrations mécanique, par conséquent la réduction du bruit acoustique.

La figures 4.57, montre que le flux à une bonne réponse dynamique et statique avec un régime transitoire un peu plus rapide que celui de la DTC classique, et il suit convenablement ça référence voir figure 4.58. Ce qui bien montré par la figure.4.59 où l'évolution du flux statorique est circulaire. Le courant statorique présente moins de pics au démarrage, avec une forme sinusoïdale voir la figure.4.60. À partir des état de commutation de l'interrupteur Sa de l'onduleur (figure4.61), montre que la fréquence de commutation de cette méthode proposée est constante autour de 3.5 kHz (figure4.62).

4.3.4. DTC D'une machine asynchrone alimentée par onduleur 3 niveaux

4.3.4.1. Onduleurs multi-niveaux

Les onduleurs multi-niveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs 2-niveaux. Ces avantages sont visibles, d'une part d'un point de vue technologique et d'autre part d'un point de vue fonctionnel [84]:

a) *Avantages technologiques* : Dans les onduleurs multi niveaux, la répartition de la tension est obtenue de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres [50,85]. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus performant pendant les commutations. La tension commutée est d'amplitude réduite et la commutation est donc plus simple à gérer [82,83].

b) *Avantages fonctionnelles pour le convertisseur* : possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance [82,87]. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statiques (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage) [50,83].

c) *Avantages fonctionnelles pour la machine* : le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui de onduleur 2-niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique[50,82,87]. Ceci peut entraîner des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, l'augmentation du temps de vie des isolants ou la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

Nous présentons ci-dessous, d'une manière bref, les principales topologies des onduleurs multi-niveaux évoquées dans la littérature.

4.3.4.2. Topologies d'onduleurs multi-niveaux

a) *Topologie basée sur la mise d'onduleurs 2-niveaux en cascade* : L'une des premières réalisations de cette topologie avait déjà été réussie en recourant aux onduleurs polygonaux, dans un bras à N -niveaux (N impair ≥ 3). Chaque pont onduleur monophasé, d'indice n , peut générer une tension de sortie de valeurs $(-E, 0, +E)$. Les tensions de sortie de chaque pont sont ensuite additionnées par l'intermédiaire des transformateurs [50,85].

b) *Topologie multicellulaire où à cellules imbriquées* : Cette topologie a été inventée en début des années 90, Le principe de génération des niveaux de tension intermédiaires est basé sur la connexion de plusieurs sources de tension continues [50,85], matérialisées par des condensateurs flottants en agissant sur les états logiques, des cellules de commutation.

c) *Topologie NPC (Neutral Point Clamped)* : Cette topologie est connue depuis la fin des années 70, puis au début des années 80, étant l'une des premières publications contribuant largement à sa diffusion. C'est le cas que nous allons étudier dans ce qui suit [50,84,85].

4.3.4.3. Présentation de l'onduleur de tension trois niveaux

La figure 4.63, présente le schéma général de l'onduleur de tension trois niveaux, de structure appelée à point neutre "clampé" (*NPC Neutral-Point-Clamped*), C'est l'une des structures d'onduleur à 3-niveaux de tension. Elle présente beaucoup d'avantage, tels que le nombre de tension généré est plus élevé, moins d'harmonique de distorsion et faible fréquence de commutation [27,82]. Chaque bras de l'onduleur est constitué de 4 interrupteurs: S_i, S_i', S_j, S_j' . Les interrupteurs S_i et S_i' ont un fonctionnement complémentaire.

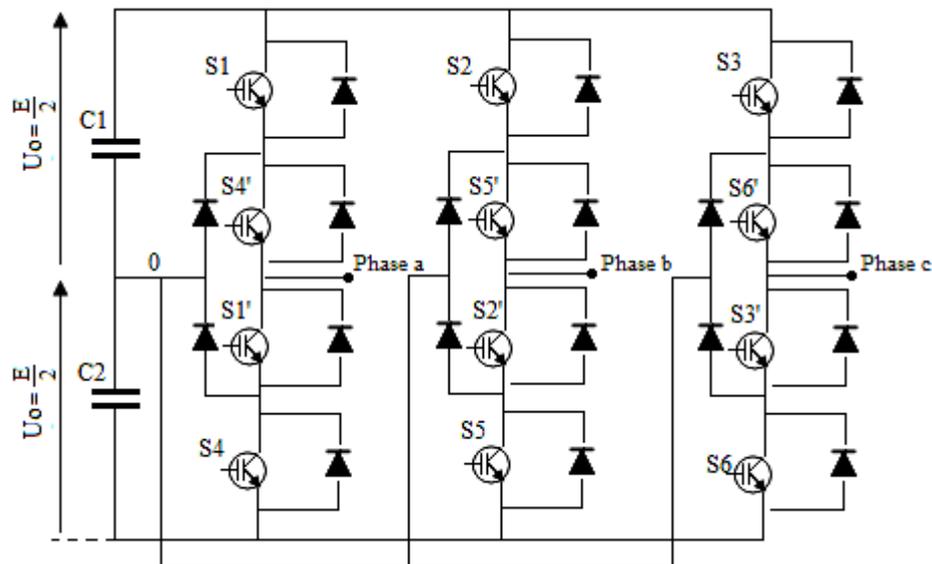


Figure. 4.64. Structure d'un onduleur de tension trois niveaux

La combinaison des 4 interrupteurs d'un même bras (S_i, S_j', S_i'', S_j'''), on peut imposer à la phase 3-niveaux de tension différents: $(0,0,1,1) \rightarrow -E/2, (0,1,1,0) \rightarrow 0, (1,1,0,0) \rightarrow E/2$ les combinaisons $(1,1,1,0)$ et $(0,1,1,1)$ réalisent un court-circuit de l'une des deux demies sources de tension continue pour cela il sont interdites[27].

a) Les vecteurs de tension de sortie de l'onduleur 3-niveaux. : L'ensemble des vecteurs tensions délivrées par un onduleur à trois niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentés dans la figure. 4.65.

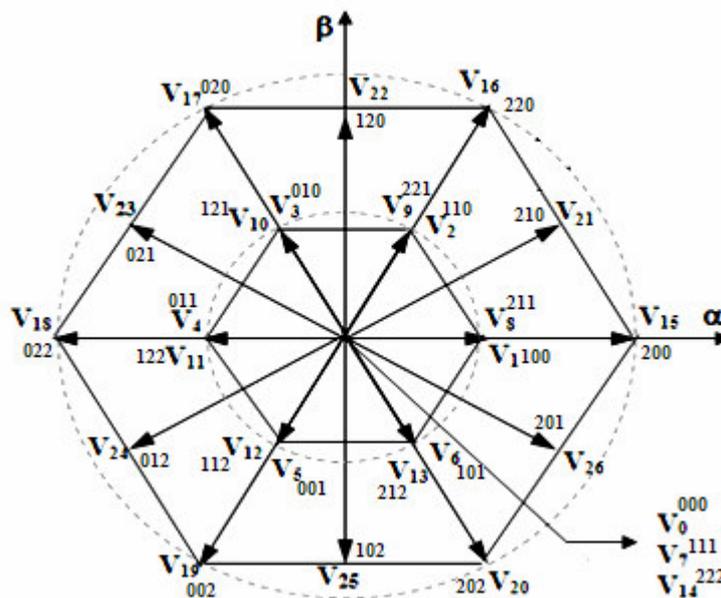


Figure.4.65. Vecteurs tension que peut fournir l'onduleur à 3-niveaux de tension.

* Le groupe des vecteurs "tension nulle" : Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras: (1,1,1), (-1,-1,-1) et (0,0,0), et qu'on a nommé respectivement V_7 , V_{14} et V_0 . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [27].

* Le groupe des vecteurs "demie tension" : on peut décomposer ce groupe en 2 autres sous-groupes:

⊕ Le premier est constitué des vecteurs nommés V_1 , V_2 , V_3 , V_4 , V_5 et V_6 .

⊕ L'autre est constitué des vecteurs V_8 , V_9 , V_{10} , V_{11} , V_{12} et V_{13} .

Ces vecteurs constituent l'hexagone interne "*demie tension*". L'application d'un vecteur de l'un ou l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu E, En effet, l'application d'un vecteur du premier sous-groupe (respectivement du deuxième) va entraîner une décharge du condensateur d'entrée C_1 (respectivement du condensateur C_2) [27].

* Le groupe des vecteurs "pleine tension" : Ce groupe contient les vecteurs tension nommés V_{15} , V_{16} , V_{17} , V_{18} , V_{19} et V_{20} . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur "*pleine tension*" [86,98]. La tension du point milieu E, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs, car le courant qui circule dans C_1 et dans C_2 est le même [27].

* Le groupe des vecteurs "tension intermédiaire" : les vecteurs tension de ce groupe se nomment V_{21} , V_{22} , V_{23} , V_{24} , V_{25} et V_{26} . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir s'il va être de l'augmenter ou de la diminuer la tension du point milieu E, où l'on va solliciter les deux condensateurs, mais les courants qui les traverseront ne seront pas égaux [27,86,98]. Il y aura un déséquilibre de E qui dépend des courants circulant dans les phases pendant ce fonctionnement

4.3.4.4. DTC de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3- Niveaux

Afin de réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine asynchrone alimentée par un onduleur 3-niveaux de tension de structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. Nous inspirant des parties précédemment développées dans ce chapitre, nous considérerons certains mécanismes comme acquis [27,86,98]. Certains points, redondant avec l'étude du contrôle appliqué à la machine asynchrone alimentée par un onduleur à 2-niveaux de tension, ne seront pas repris si les conclusions sont identiques. Ainsi seuls l'apport de l'utilisation d'un onduleur à 3-niveaux de tension sera traité. Nous exposerons par la suite la construction de la table de commutation qui a été envisagées dans ce travail.

a) Construction de la table de commutation.

La construction des tables de commutation (Tableau4.4), se base effectivement sur le choix du vecteur tension statorique appliqué pour permettre d'augmenter ou de diminuer le module du flux statorique et la valeur du couple électromagnétique.

Une attention particulière a été consacrée à la synthèse de la table et aux comparateurs à hystérésis. Dans notre cas on utilise un comparateur hystérésis à cinq niveau pour le couple et à deux niveaux pour la régulation de flux en plus on supposera que $U_{C1}=U_{C2} =E/2=200V/2$.

		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\Delta C_e = -2$	$\Delta \phi_s = 1$	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅
	$\Delta \phi_s = 0$	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉
$\Delta C_e = -1$	$\Delta \phi_s = 1$	V ₁₃	V ₈	V ₁	V ₂	V ₉	V ₁₀	V ₃	V ₄	V ₁₁	V ₁₂	V ₅	V ₆
	$\Delta \phi_s = 0$	V ₅	V ₆	V ₁₃	V ₈	V ₁	V ₂	V ₉	V ₁₀	V ₃	V ₄	V ₁₁	V ₁₂
$\Delta C_e = 0$	$\Delta \phi_s = 1$	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄
	$\Delta \phi_s = 0$	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄	V ₀	V ₇	V ₁₄
$\Delta C_e = 1$	$\Delta \phi_s = 1$	V ₂	V ₃	V ₁₀	V ₁₁	V ₄	V ₅	V ₁₂	V ₁₃	V ₆	V ₁	V ₈	V ₉
	$\Delta \phi_s = 0$	V ₃	V ₄	V ₁₁	V ₁₂	V ₅	V ₆	V ₁₃	V ₈	V ₁	V ₂	V ₉	V ₁₀
$\Delta C_e = 2$	$\Delta \phi_s = 1$	V ₂₂	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆
	$\Delta \phi_s = 0$	V ₁₇	V ₂₃	V ₁₈	V ₂₄	V ₁₉	V ₂₅	V ₂₀	V ₂₆	V ₁₅	V ₂₁	V ₁₆	V ₂₂

Tableau 4.4 Table de vérité pour l'onduleur 3 niveaux

🖨️ Résultats de Simulation

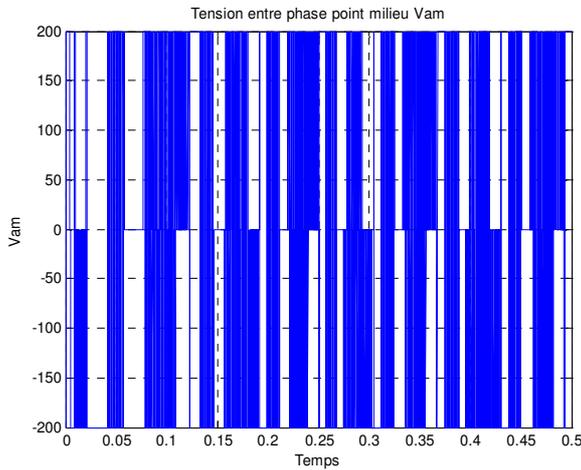


Fig4.66. La tension entre phase et point milieu V_{am}

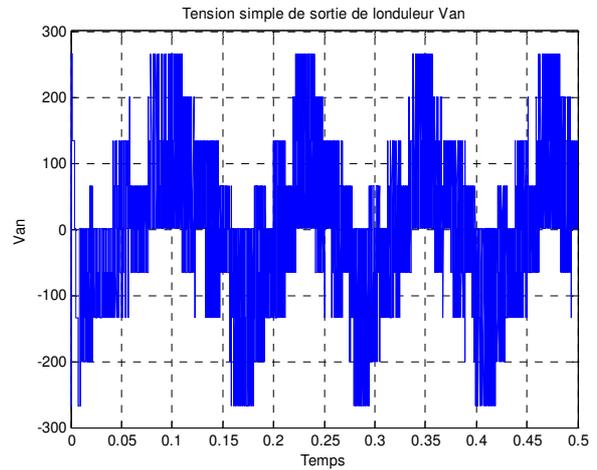


Fig4.67. La tension simple entre phase V_{an}

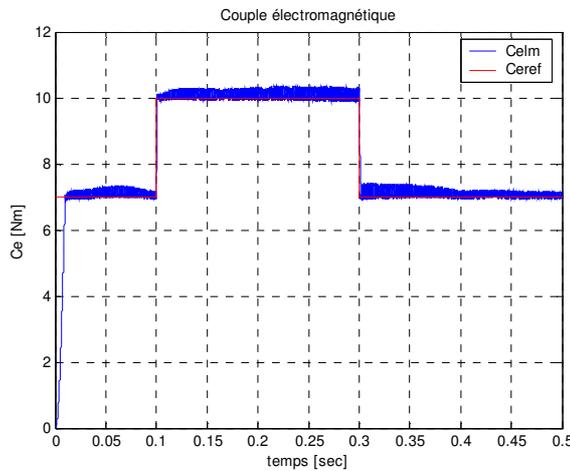


Fig4.68. Le couple électromagnétique

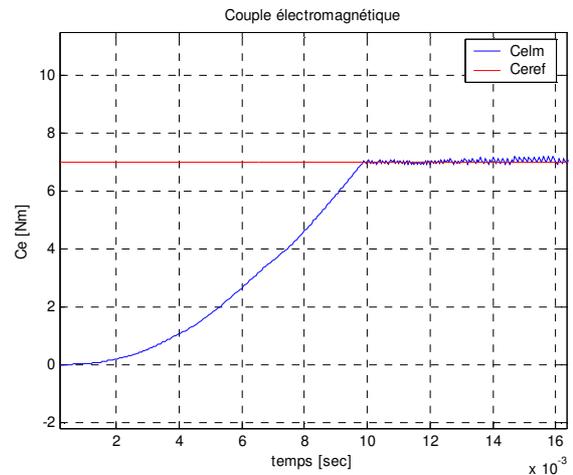


Fig4.69. Loupe couple électromagnétique

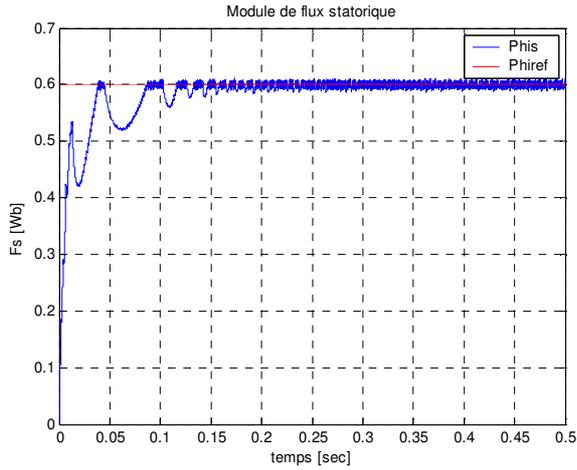


Fig4.70. Module du vecteur flux statorique

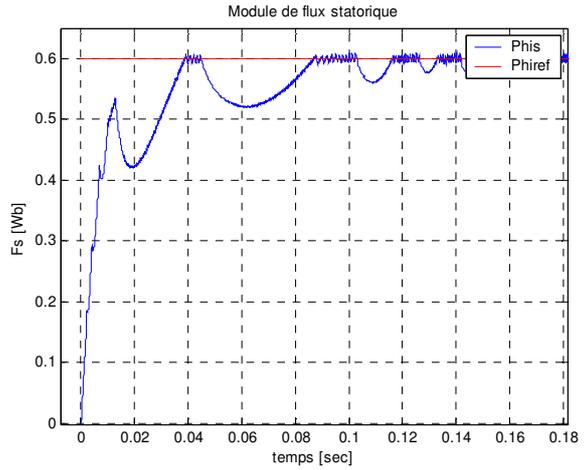


Fig4.71. Loupe module du vecteur flux statorique

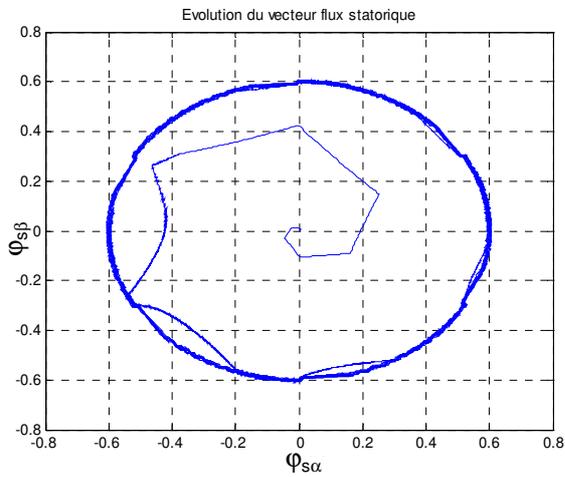


Fig4.72. Evolution du flux statorique

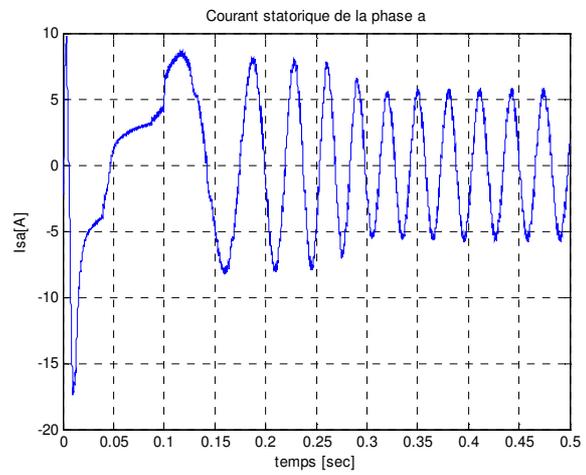


Fig4.73. Courant statorique

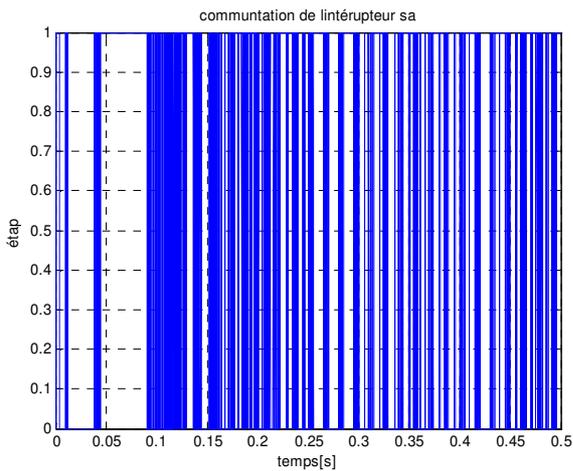


Fig4.74. Commutation de l'interrupteur Sa

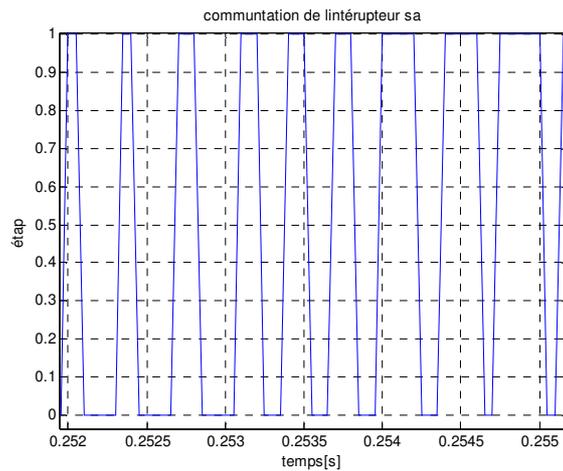


Fig4.75. Loupe commutation de Sa $\Rightarrow f_c = 3\text{kHz}$

On remarque qu'en présence d'un onduleur 3-niveaux, les niveaux de tension est plus élevés figure.4.67, que celui de l'onduleur 2-Niveaux. La figure.4.68, montre que dans le cas

de l'onduleur 3-Niveaux, la bonne dynamique du couple avec moins d'oscillations et dépassement de consigne, le couple suit parfaitement sa référence en régime établi (figure.4.69). D'après la figure.4.70, on remarque que l'établissement du flux statorique est un peu lente que celle de la DTC classique, mais au régime permanent le module de flux présente à une bonne réponse ce qui est bien montré sur la figure.4.71, où l'évolution du vecteur flux statorique dans le plan(α, β) est circulaire (figure.4.72).

La figure.4.73, montre que l'utilisation de l'onduleur 3-Niveaux entraîne une diminution des ondulations du courant statorique, et dans le régime établi le courant devient purement sinusoïdal. Les figures (4.74-4.75), permettent de déterminer la fréquence de commutation de l'onduleur 3-Niveaux autour de $3kHz$ inférieur à celle de la DTC avec onduleur 2-Niveaux (DTC_C) autour de $7.2kHz$.

Donc à partir des résultats de simulation montrent que l'utilisation des onduleurs Multi niveaux permettent d'améliorer certaines performances de la DTC classique, tels que ondulations du couple, et fréquence de commutation.

4.4. Conclusion

Dans ce chapitre, on a étudié le régime transitoire magnétique de la commande et rendu compte des bonnes performances d'établissement du flux et du couple électromagnétique, on a montré en effet, que pour des basses vitesses, l'influence du terme résistif doit être prise en compte. On a pu corriger les ondulations observées sur le flux statorique, par une méthode de décalage des zones de position du flux, en suite on a présenté une méthode de compensation de variation de la résistance statorique.

Quelques techniques d'améliorations des performances de la DTC classique ont été étudiées telle que la DTC modifiée (DTC_M), la DTC douze secteur (DTC_12), DTC par modulation vectorielle (DTC-SVM) et la DTC par onduleur 3-Niveaux (DTC_3N), les simulations numériques nous a donner les bonnes performances par rapport à celles obtenue dans la DTC classique, car ces stratégies de commande nous ont permis de réduire les ondulations du couple, flux, et courant statorique, et de maîtriser la fréquence de commutation.

CHAPITRE V

***DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE
BASE SUR LES TECHNIQUES
INTELLIGENTES***

5. DTC DE LA MACHINE ASYNCHRONE BASEE SUR LES TECHNIQUES INTELLIGENTES

5.1. Introduction

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, flux et du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [109].

Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur les techniques intelligentes, pour améliorer les performances dynamiques de la commande directe du couple classique, où les comparateurs classiques et la table de sélection sont remplacés par un comparateur neuronal, flou et neuro-flou, afin de bien conduire le flux et le couple vers leurs valeurs de référence durant une période de temps fixe. Cette évaluation est obtenue en utilisant l'erreur du couple électromagnétique, l'erreur du module et l'angle du vecteur flux statorique.

Des simulations numériques sont présentées pour tester les performances des méthodes proposées.

5.2. Les réseaux de neurones (RN)

Le développement des réseaux de neurones est relativement récent. L'origine des réseaux de neurones vient de l'essai de modélisation du neurone biologique par Warren Mac Culloch et Walter Pitts [90]. Mais il faut attendre les années 80 pour voir émerger véritablement les réseaux de neurones dans le domaine du traitement de l'information, et ceci grâce à la mise au point d'un algorithme d'apprentissage pour les réseaux de neurones à plusieurs couches (utilisant le calcul du gradient par rétropropagation) [90-95].

Les réseaux de neurones peuvent ainsi être utilisés dans de nombreux domaines, modélisation statique ou dynamique de processus, télécommunications, contrôle de processus industriels [90,91]. La plupart des applications où les réseaux de neurones ont été utilisés avantageusement mettent en jeu la caractérisation de phénomènes difficiles ou impossibles à décrire à l'aide de modèles de connaissance.

5.2.1. Les réseaux de neurones artificiels

Les réseaux de neurones forment un ensemble des fonctions non linéaires, permettant de construire, par apprentissage, une vaste famille de modèles et de correcteurs non linéaires [92,100]. Un réseau de neurones est un système d'opérateurs non linéaires interconnectés, recevant des signaux de l'extérieur par ses entrées, et délivrant des signaux de sortie, qui sont en fait les activités de certains neurones [92,95]. Pour les applications considérées dans cette thèse (modélisation et commande à temps discret de la MAS), ces signaux d'entrée et de sortie sont constitués de suites numériques. Les réseaux de neurones ce sont des filtres non linéaires à temps discret, Ils peuvent être statiques (ou non bouclés) ou dynamiques (ou bouclés) [91].

5.2.1.1. Neurone formel

Le modèle de neurone formel présenté ici, du à Mac Culloch et Pitts, est un modèle mathématique très simple dérivé d'une analyse de la réalité biologique. On commence par une simple sommation des signaux arrivant au neurone (ces signaux sont communément appelés les entrées du neurone) voir figure.5.1 [91,94]. On compare ensuite la somme obtenue à un seuil et on déduit de la comparaison la sortie du neurone. Cette sortie sera par exemple égale à 1 si la somme est supérieure au seuil et à 0 dans le cas contraire [99].

Plus formellement encore, il suffit pour obtenir ce comportement de soustraire le seuil considéré à la somme des entrées [94], et de faire passer le résultat par la fonction de transfert du neurone qui est ici la fonction de heaviside. Le résultat après transfert est alors la sortie du

neurone. Cet enchaînement "sommation" puis "non linéarité" représente finalement les propriétés "physiques" du neurone.

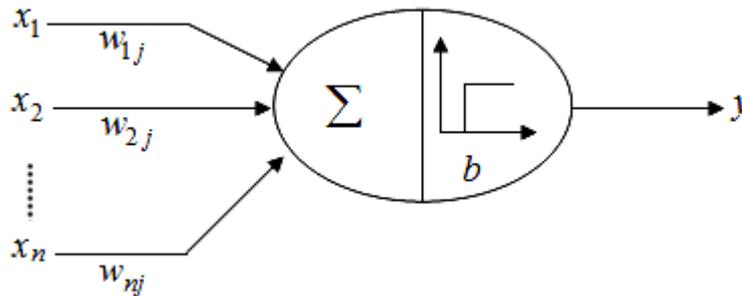


Figure.5.1. Le neurone formel de Mac Culloch et Pitts

* *Modélisation générale d'un neurone* : D'une façon plus générale, un neurone formel est un élément de traitement possédant n entrées x_1, x_2, \dots, x_n (sont les entrées externes ou les sorties des autres neurones), et une sortie. Son traitement consiste à effectuer à sa sortie y_j le résultat d'une fonction de seuil f dite aussi fonction d'activation, de la somme pondérée [91].

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n w_{ij} x_i\right) \quad (5.1)$$

Où w_{ij} est la pondération (ou poids) associée à la i^{eme} entrée du neurone j .

Parfois, il y a un terme additionnel b_j représentant le seuil interne du neurone, ce terme est considéré comme un poids w_{0j} associé à une entrée constante, l'expression devient donc :

$$y_j = f\left(\sum_{i=1}^n w_{ij} x_i - b_j\right) \quad (5.2)$$

Les fonctions d'activations représentent généralement certaines formes de non-linéarité. Différents modèles peuvent être classés suivant la fonction qu'ils utilisent.

5.2.1.2. Perceptrons multicouches

Un perceptron est un réseau de neurones artificiel du type *feedforward*, c'est à dire à propagation directe est le plus souvent utilisé dans les applications de commande de systèmes non linéaires [92,95]. Les neurones cachés sont commandés par les entrées et sont répartis sur une couche mais ne sont pas connectés entre eux ; les neurones de sortie sont uniquement commandés par les neurones cachés [90,91], voir la figure.5.2, l'exemple d'un perceptron à 3 couches. La première est celle des entrées (elle est linéaire et ne fait que distribuer les variables d'entrées). La deuxième est dite couche cachée (couche intermédiaire) et constitue le coeur du réseau de neurones. Ses fonctions d'activation sont du type sigmoïde. La troisième,

constituée ici par un seul neurone est la couche de sortie [90,95]. Sa fonction d'activation est du type linéaire bornée.

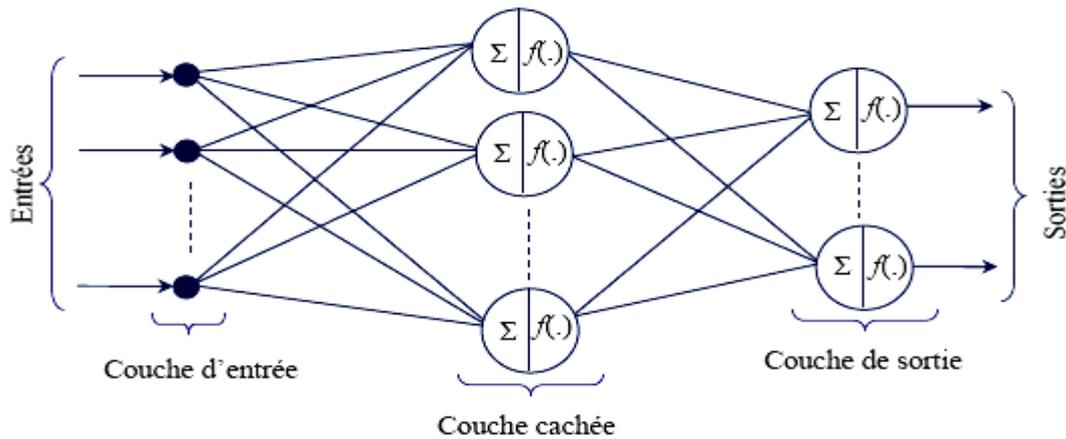


Figure 5.2 Structure d'un réseau de neurones multicouches à propagation avant

♣ *Apprentissage* : L'apprentissage est l'opération qui consiste du réseau de neurones consiste à modifier itérativement les coefficients (poids et biais) en fonction des stimulus présentés à la couche d'entrée de manière à minimiser la fonction de coût, il est subdivisée en deux grandes catégories: apprentissage supervisé ou apprentissage non supervisé.

♣ *La rétro propagation* : Les algorithmes d'optimisation de fonction efficaces utilisent en général la différentielle de la fonction considérée (c'est à dire son gradient car elle est à valeurs réelles). Quand les fonctions de transfert utilisées dans les neurones sont différentiables, et quand la fonction distance est aussi différentiable, l'erreur commise par un MLP est une fonction différentiable des coefficients synaptiques du réseau [90-92][94,95].

L'algorithme de rétro propagation permet justement de calculer le gradient de cette erreur de façon efficace : le nombre d'opérations (multiplications et additions) à faire est en effet proportionnel au nombre de connexions du réseau, comme dans le cas du calcul de la sortie de celui-ci. Cet algorithme rend ainsi possible l'apprentissage d'un MLP [90,94]. Soit le vecteur W contenus les poids synaptiques, m le nombre de sorties du réseau, y_k et d_k les composantes respectives de Y et D sur la sortie k . l'erreur quadrature commise sur l'exemple i est donc :

$$E_w(i) = \frac{1}{2} \sum_{k=1,m} |y_k - d_k|^2 \text{ pour } i=1 \text{ à } m \quad (5.3)$$

Sur l'ensemble d'apprentissage, on a :

$$E_w = \frac{1}{2} \sum_{i=1,m} E_w(i) \quad (5.4)$$

La rétropropagation est une descente de gradient, qui modifie donc les poids par une quantité proportionnelle à l'opposé du gradient :

$$\Delta W_{ij} = -\eta \frac{\partial E}{\partial w_{i,j}} \quad (5.5)$$

Où η est le pas d'apprentissage.

L'algorithme consiste à calculer un terme d'erreur ϵ . Propre à chaque neurone et de faire les modifications de poids des couches supérieures vers les couches inférieures. Cette méthode d'apprentissage est la plus utilisée dans l'entraînement des réseaux de neurones, à cause de sa simplicité. Cependant, elle présente l'inconvénient d'avoir une convergence très lente [92].

5.2.2. Commande neuronale directe du couple (DTNC)

La structure de la commande neuronale directe du couple (DTNC), d'une machine asynchrone est représentée par la figure 5.3.

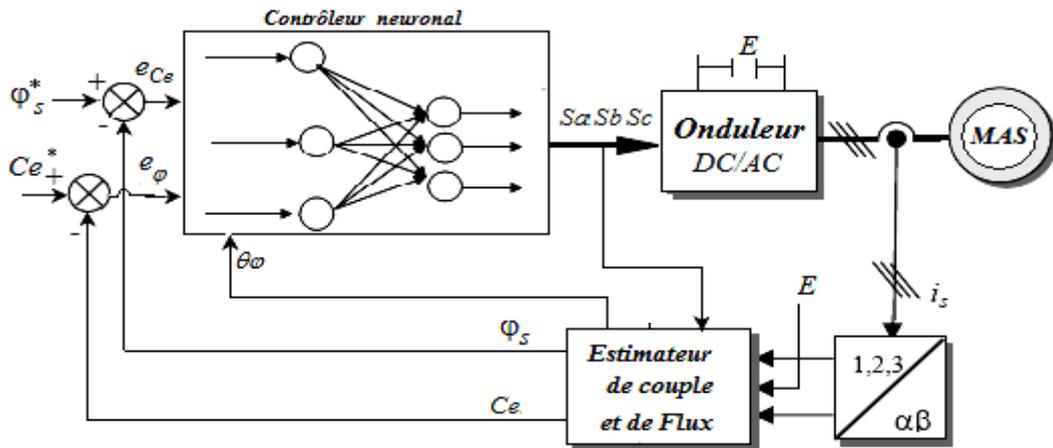


Figure.5.3. commande directe du couple d'une MAS basé sur les réseaux de neurones

Dans les comparateurs à hystérésis et la table de vérité sont remplacés par un contrôleur neuronal, dont les entrées sont l'erreur de flux $\Delta\varphi_s$, de couple ΔC_e et l'angle de position de flux statorique θ_s et la sortie est les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur, pour généré ce contrôleur neuronal par *Matlab/Simulink* ou on à choisi 10 couches cachées et 3 couches de sorties avec les fonctions d'activation respectivement de type '*tansig*' et '*purelin*' ; les résultats obtenus sont les suivantes :

▣ Résultats de Simulation

Les figures ci-dessous représentent la réponse du couple électromagnétique, flux statorique, du courant statorique et l'état de commutation de d'un interrupteur de l'onduleur. Le couple de référence C_e^* est un échelon de [7→10→7] Nm et un flux de référence de $\varphi_s^*=0.6\text{Wb}$.

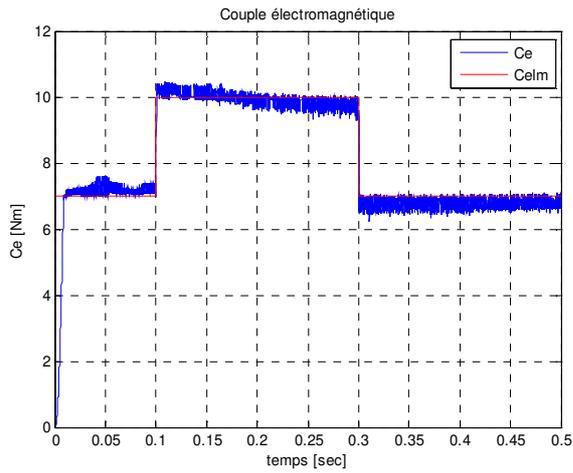


Fig.5.4. Couple électromagnétique

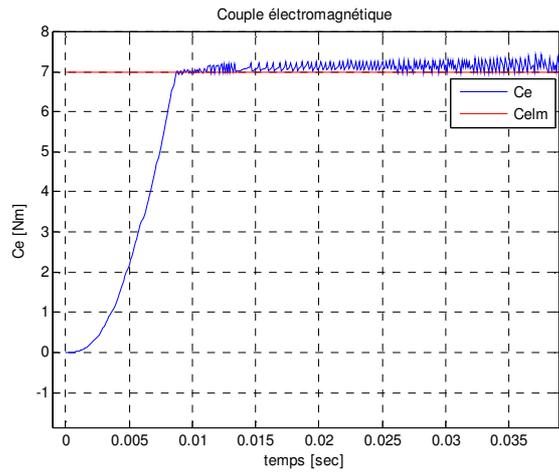


Fig.5.5. Loupe couple électromagnétique

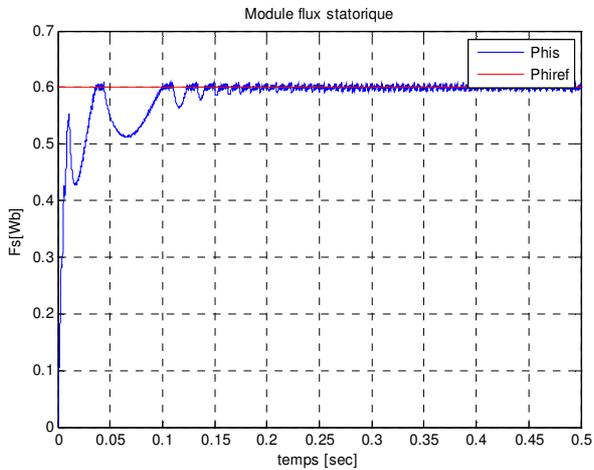


Fig.5.6. Module flux statorique

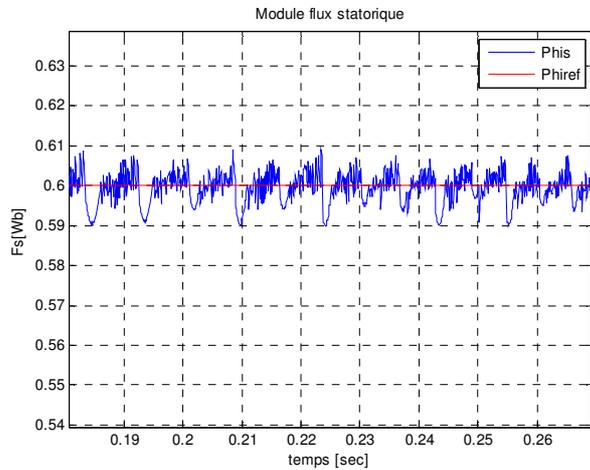


Fig.5.7. Loupe module flux statorique

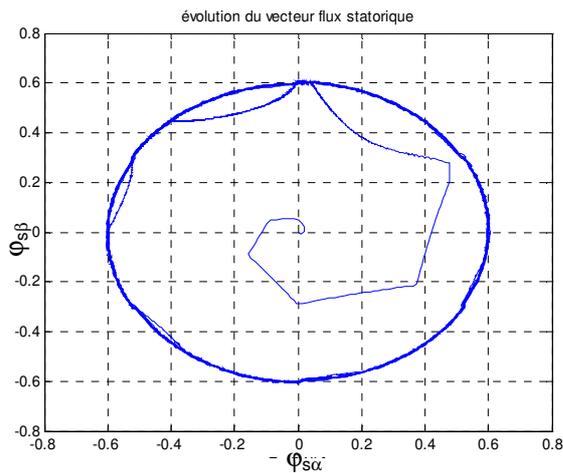


Fig.5.8. Evolution du vecteur flux statorique

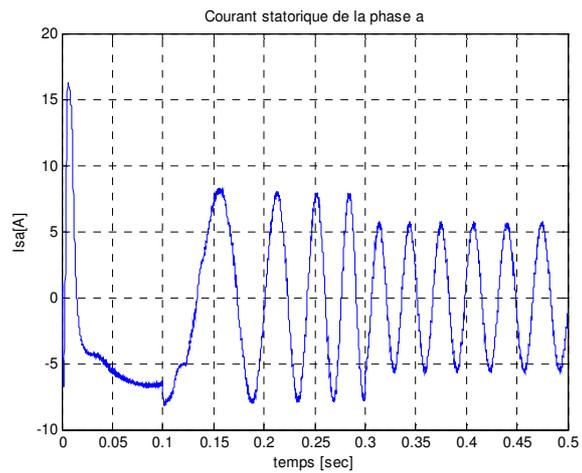


Fig.5.9. Courant statorique de la phase

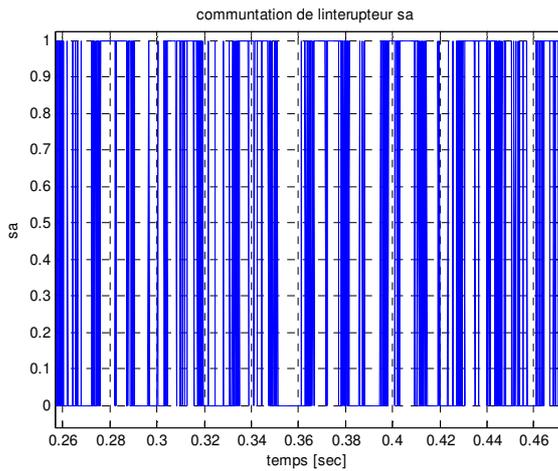


Fig.5.10. Commutation de l'interrupteur Sa

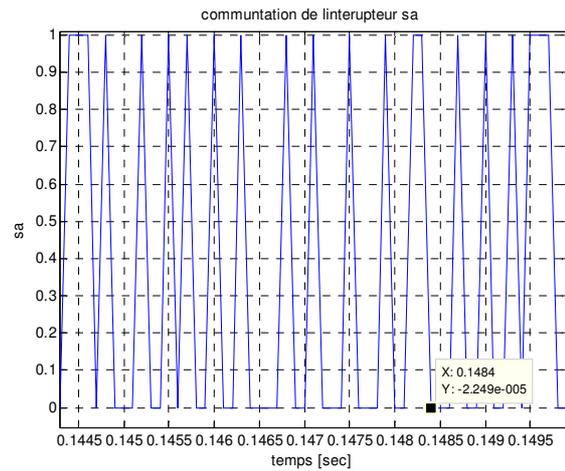


Fig.5.11. Loupe commutation de Sa $\Rightarrow f_c = 3\text{kHz}$

Les figures.5.4 montre qu'une réponse rapide du couple avec une réduction importante de dépassements par rapport que celles de la DTC_C (figure 5.5). Le flux statorique présente une réponse transitoire lente par rapport au couple voir les figures (5.4 et 5.6), au régime permanent le flux statorique se stabilise vers sa valeur de référence avec une erreur statique faible comme il est montré dans les figures (5.6 et 5.7), ce qui bien montré sur la figure 5.8 où la trajectoire du vecteur flux est circulaire, par conséquent la forme du courant statorique a une forme sinusoïdale avec moins de pics au démarrage ce qui est montré sur la figure 5.8. Cette technique nous donne une fréquence de commutation moyenne autour de 3kHz , calculer à partir des figures (5.10 et 5.11)

À partir de ces résultats, on peut constater que la performance du système, contrôlé par un contrôleur neuronal, est insatisfaisante, malgré l'adaptation en ligne du réseau de neurones. Ce phénomène est dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée), ainsi que les valeurs de pondération dans la fonction de coût [92]. Il est généralement difficile de déterminer ce choix seulement à partir de la méthode par essai et erreur.

5.3. Logique floue (FL)

5.3.1. Commande par logique floue

La logique floue (*fuzzy logic*) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude *d'Heisenberg* qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe *Max Black* a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$, pour classer les

éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur *Lotfi A. Zadeh* de l'université de Californie de Berkeley [94]. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle [90,93,94]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme [94]. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie).

5.3.2. Commande par logique floue

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. La commande par la logique floue a le même but qu'une commande classique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies [102]. Par opposition à un régulateur classique, le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques [93-95]. Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un régulateur flou utilisé dans la stratégie DTC [102].

5.3.3. Principes généraux d'une commande par logique floue

La figure.5.12, montre la configuration de base d'un réglage par logique floue, qui comporte quatre blocs principaux, base de connaissance (règles et paramètres des fonctions d'appartenance); Bloc de décision, Fuzzification, Defuzzification [102].

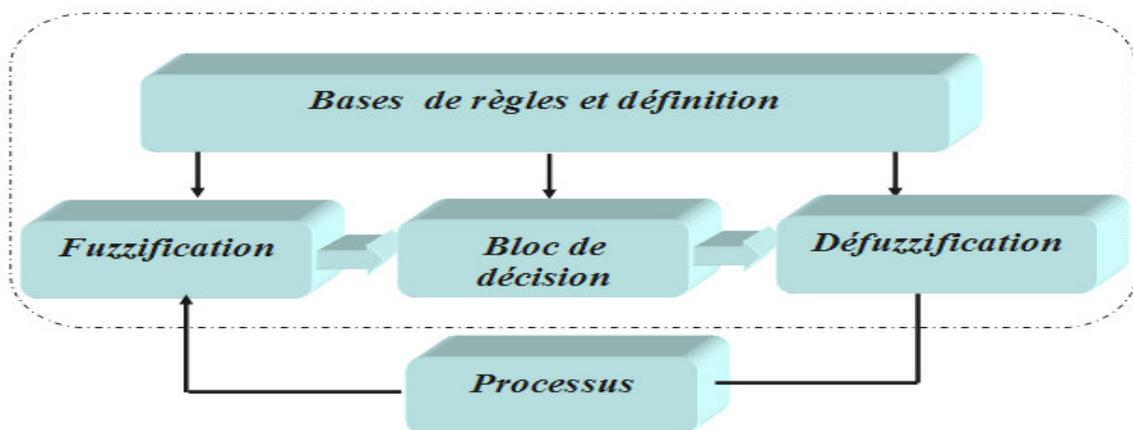


Figure.5.12. : Structure interne d'un système flou [93,102]

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la *fuzzification*. On utilise alors ces *variables floues* dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les *fonctions d'appartenance* [93,102]. Enfin, on opère à la *défuzzification* qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence.

5.3.3.1 Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu [90,93]. La fuzzification comprend l'adaptation des variables d'entrées et l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée. L'adaptation des entrées permet de garantir l'appartenance de celles-ci à l'univers de discours choisi \tilde{U} . La dernière étape de la fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance [93]. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en général des fonctions d'appartenance trapézoïdale ou triangulaire. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. Cependant, il existe d'autres formes telles que la forme de cloche, gaussienne, sigmoïde [93,94,102].

5.3.3.2. Base de règles et définitions

Ce bloc, comporte l'ensemble de définitions utilisées dans la commande floue (univers de discours, partitions ou classes floues, choix d'opérateurs, etc.), ainsi que la base de règle « *Si...alors...* », de la stratégie de commande.

* Partition floue

La création et l'utilisation d'une base de règles nécessitent l'existence, pour chaque univers de discours considéré, de sous-ensembles flous particuliers (il n'y a pas de différence entre sous ensemble et ensemble en théorie de commande par logique floue). La définition de ces sous ensembles flous fait l'objet de la partition floue. La partition d'un univers de discours \tilde{U} consiste à définir n sous-ensemble flous F_i de façon à recouvrir \tilde{U} , [93]. C'est-à-dire que pour tout élément x de \tilde{U} , il faut assurer une appartenance minimale ε à l'union de F_i .

$$\cup F_i \supseteq \tilde{U} = \{x \in \tilde{U}; \mu_{\tilde{U}}(x) = \varepsilon\} \quad (5.6)$$

* Base de règles floues

Une fois la partition des univers de discours réalisée, il est possible de définir la base des règles. Celle-ci caractérise les relations entre les classes d'événements possibles en entrée et les commandes correspondantes. Généralement, on utilise le terme matrice

d'inférence pour décrire ces règles floues. Par conséquent, si l'on considère r univers de discours pour les prémisses des règles floues et si pour chaque univers \tilde{U}_i on définit une partition de m_i sous ensembles flous, le nombre maximal de règles n_{max} (cases de la matrice d'inférence) est de :

$$n_{max} = \prod_{i=1}^r m_i \quad (5.7)$$

Enfin, on peut remarquer qu'une augmentation de la sensibilité de la commande floue obtenue par une partition plus fine (plus de classes d'appartenances) des univers de discours des prémisses aboutit à un accroissement important du nombre de règles à définir par l'expert.

• *Inférence floue*

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. Dans le cas du réglage par logique floue, il s'agit d'inférences avec plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante:

- **SI** (l'ensemble des conditions sont satisfaites),
- **ALORS** (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur 'ET' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur 'OU' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence [90,94]. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter quatre types. L'inférence de *Max-min* (Mamdani), *Max-prod*, (Som-prod et Sugeno). Les quatre inférences diffèrent par la manière les sorties sont déterminées [93].

5.3.3.3. *Défuzzification*

Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification (concrétisation) [94]. La méthode de la défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité. Si les bases de règles de la partition triangulaire sont utilisées, les univers de discours des entrées et sorties sont subdivisés utilisant les fonctions d'appartenance triangulaire. Il est à signaler que le choix des fonctions d'appartenances de

même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification [93].

5.3.4. Commande floue Directe du Couple: (DTFC)

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTFC) d’une machine asynchrone est présenté par la figure.5.13. Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer les contrôleurs à hystérésis classique et la table de commutation [109]. La valeur estimée du flux statorique est comparée à sa valeur désirée et la valeur estimée du couple électromagnétique est comparée au couple de référence, les erreurs du flux, couple et de l’angle de position du flux statorique sont fuzzifiées en plusieurs sous-ensembles flous pour sélectionner un vecteur tension afin de conduire le couple et le flux vers leurs valeurs de référence de façon optimale avec une réponse rapide de couple[101-106]. Dans cette étude l’angle de position de flux statorique est limité à la zone (-30° et 30°) pour but de réduire la taille de règles d’inférence floue.

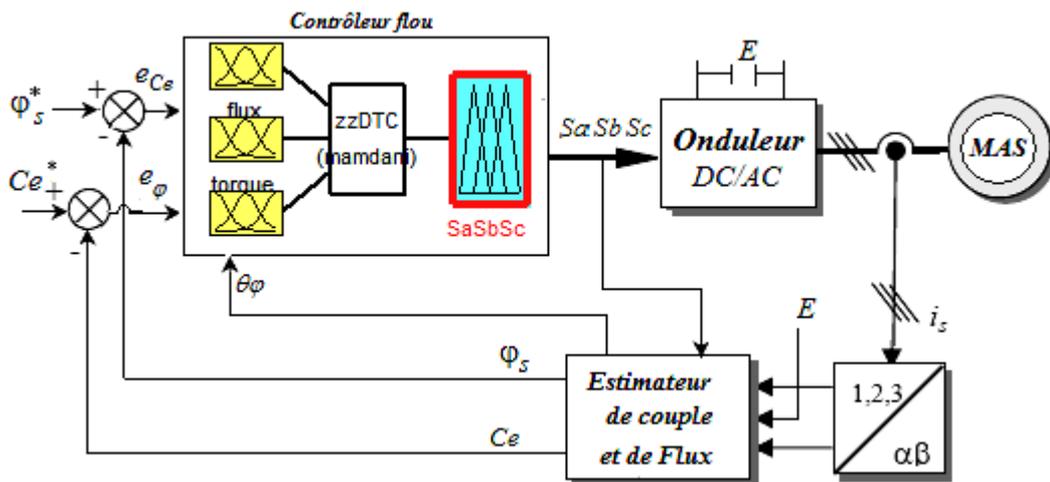


Figure.5.13. commande directe du couple d’une MAS basé sur la logique floue

♣ Contrôleur flou

Un contrôleur flou est constitué de trois grandes parties suivantes fuzzification, inférence floue et défuzzification.

♣ Fuzzification: Dans ce système, les entrées du contrôleur flou sont $\Delta\phi_s$ (erreur de Flux statorique), ΔC_e (erreur du couple) et θ_s (angle du flux statorique). Elles sont définies comme suite :

$$\begin{cases} \Delta\varphi_s = \varphi_s^* - \varphi_s \\ \Delta C_e = C_e^* - C_e \\ \theta_s = a \tan\left(\frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}}\right) \end{cases} \quad (5.8)$$

La fuzzification est réalisée à l'aide des fonctions d'appartenance trapézoïdales. Il existe trois groupes de la fonction d'appartenance correspondant aux trois variables d'entrée. Chaque groupe dispose d'un certain nombre de courbes, $\Delta\varphi_s$ comporte trois catégories, ΔC_e à cinq sous-ensembles flous.

En raison de la nécessité d'obtenir un meilleur contrôle de l'action que celui proposé dans [101-103] où l'angle de flux à 12 sous-ensembles flous qui ce traduit par 180 règles, un nombre jugé élevé pour être incorporées dans *Fuzzy Logic Toolbox* et il est difficile de l'appliquer en pratique. Dans notre cas le but de réduire le nombre total de règle à l'entrée du contrôleur flou, en ce basant sur la symétrie des 6 secteurs dans la du plan (α,β) , il est possible de calculer l'ensemble des règles flous pour une seule région, pour cela l'angle du flux statorique peut être représenté sur un seul secteur variant $(-\pi/6 \rightarrow \pi/6)$ au lieu $(0-2\pi)$ l'angle du flux statorique à l'entrée de contrôleur flou est définie par l'équation (5.9)[106].

$$\theta' = \theta_s - \frac{\pi}{3} \text{int} \left[\frac{\left(\theta_s + \frac{\pi}{6} \right)}{\frac{\pi}{3}} \right] \quad (5.9)$$

Où θ' l'angle du flux statorique à l'entrée de contrôleur flou après la nouvelle transformation.

♣ L'erreur de flux statorique est présentée par les trois sous-ensembles suivants : valeur négative (N), nulle (Z) et positive (P) [103], qui sont alors définis par la fonction d'appartenance de la forme trapézoïdale de la fig.5.14.

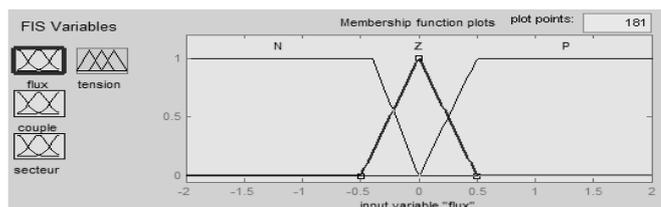


Figure.5. 14. Fonctions d'appartenance de l'erreur de flux

♣ L'erreur de couple est présentée par les cinq sous-ensembles suivants : valeur *grand positif* (GP), *petit positif* (PP), *nulle* (Z), *petit négatif* (PN) et *grand négatif* (GN) [103]. la distribution de leurs fonctions d'appartenance est montré par la figure.5.15.

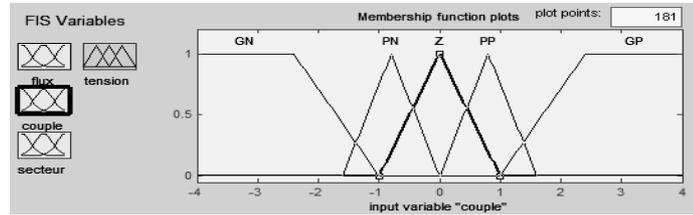


Figure.5. 15. Fonctions d'appartenance de l'erreur du couple

♣ L'angle du flux statorique peut être décrit par 2 variables linguistiques ($\theta_1 \rightarrow \theta_2$), la fonction d'appartenance est montrée par figure.5.16.

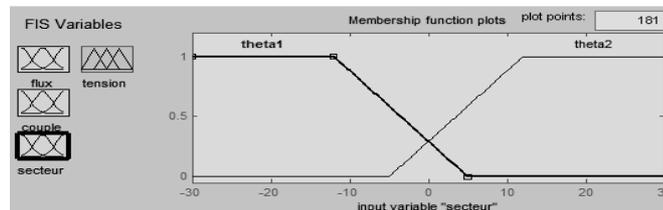


Figure.5. 16. Fonctions d'appartenance de l'angle de flux

♣ Le contrôleur flou fourni à sa sortie les vecteurs tension $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ représentés par les fonctions d'appartenance de la figure.5.17.

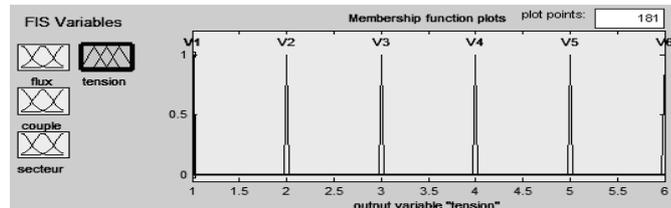


Figure. 5.17. Fonctions d'appartenance de la sortie

♣ Défuzzification: après l'inférence floue, les ensembles flous, doivent être convertis en sortie à des grandeurs réelles.

♣ La variable de commande : chaque règle de commande, peut être décrite en utilisant les variables d'entrée $\Delta\phi_s, \Delta C_e$ et θ' et la variable commande 'n' caractérisant l'état de commutation d'onduleur. Le i^{th} de la règle R_i peut être écrite comme suite :

$$R_i : \text{si } \Delta\phi_s, \text{ est } A_i, \text{ et } \Delta C_e \text{ est } B_i \text{ et } \theta' \text{ est } C_i \text{ alors } (n) \text{ est } V_i$$

Où $\tilde{A}_i, \tilde{B}_i, \tilde{C}_i$ Dénote les ensembles flous et V_i est le seul ensemble flou. L'objectif est d'obtenir une réponse rapide du couple et un flux statorique autour de sa valeur désirée. Il a

été trouvé difficile de choisir un vecteur tension statorique pour bien maintenir à la fois le flux et le couple à l'intérieur des ses bande hystérésis, pour cela les règles de contrôle dans le secteur $(-\pi/6 \rightarrow \pi/6)$ sont : Pour augmenter φ_s , V_1 ou V_2 seront sélectionnés, sinon V_4 ou V_5 pour le diminuer. V_2, V_3, V_4 augmentera le couple, tandis que pour le diminuer les vecteurs tensions V_5, V_6, V_1 seront sélectionnés [105,106]. Les vecteurs V_0 ou V_7 , gardera φ_s comme constants dans une très courte durée de temps. Par le même raisonnement nous trouvons l'ensemble des règles de contrôle présenté par le tableau 5.1.

$\Delta C_e / \Delta \varphi_s$	θ_1			$\Delta C_e / \Delta \varphi_s$	θ_2		
	P	Z	N		P	Z	N
GP	V2	V2	V3	GP	V2	V3	V3
PP	V1	V2	V3	PP	V1	V3	V4
Z	V0	V0	V0	Z	V0	V0	V0
PN	V6	V0	V4	PN	V6	V0	V5
GN	V6	V5	V4	GN	V6	V6	V5

Tableau.5.1. Règles d'inférence floue

La méthode d'inférence employée dans cette étude est le procédé de *M.Mamdani* basée sur la décision *min-max*. Les fonctions d'appartenance des variables A,B,C et N sont données respectivement par μ_A, μ_B, μ_C et μ_N [101-105]. Le facteur α_i pour la règle i^{th} peut être écrit par:

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\Delta\varphi), \mu_{B_i}(\Delta C_e), \mu_{C_i}(\theta)) \tag{5.10}$$

Par le raisonnement flou, le procédé minimum de *M.Mamdani* donne :

$$\mu_{v_i}(n) = \min(\alpha_i, \mu'_{v_i}(n)) \tag{5.11}$$

La fonction d'appartenance $N\mu$ du rendement n est donné par :

$$\mu_v(n) = \max_{i=1}^{30}(\mu'_{v_i}(n)) \tag{5.12}$$

La valeur correspondant a $\mu_v(n)$ devrait ensuite être convertie à la réalité en un vecteur de tension. Dans le contrôleur flou proposé pour la défuzzification on a utilisé la méthode du centre de gravité [106]. La figure.5.18 montre la surface caractéristique du contrôleur floue proposé, elle exprime les variations de la valeur réelle de la sortie du contrôleur en fonction des entrées quand ces dernières parcourent l'univers de discours.

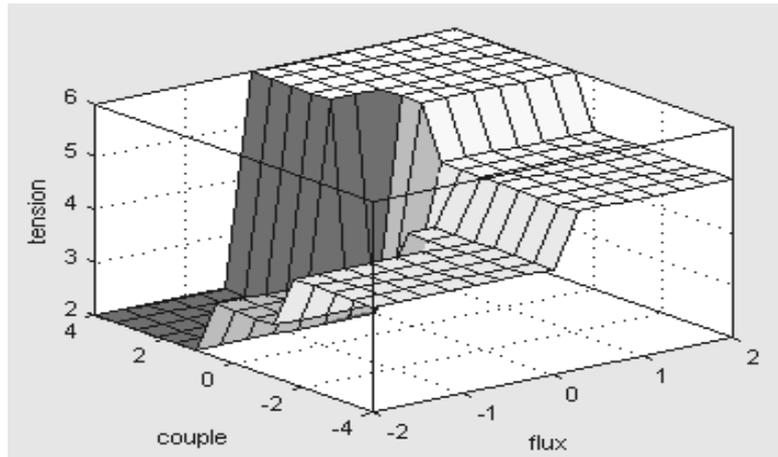


Figure.5.18. Surface caractéristique du régulateur floue proposé

▣ Résultats De Simulation

Pour tester les performances de ce contrôleur floue des simulation numérique ont été effectuées avec un couple de référence C_e^* est un échelon de [7→10→7] Nm et un flux de référence de $\phi_s^* = 0.6\text{Wb}$.

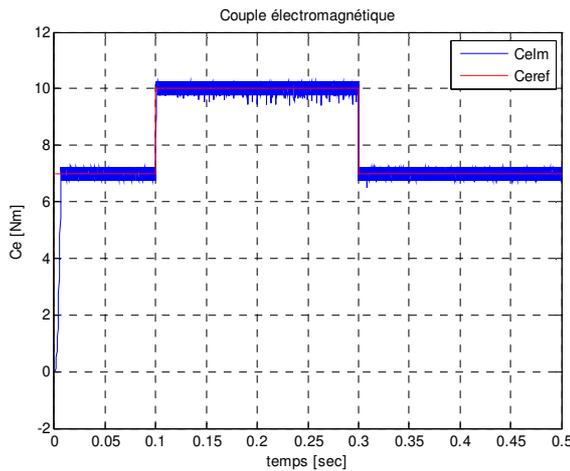


Fig.5.19. Couple électromagnétique

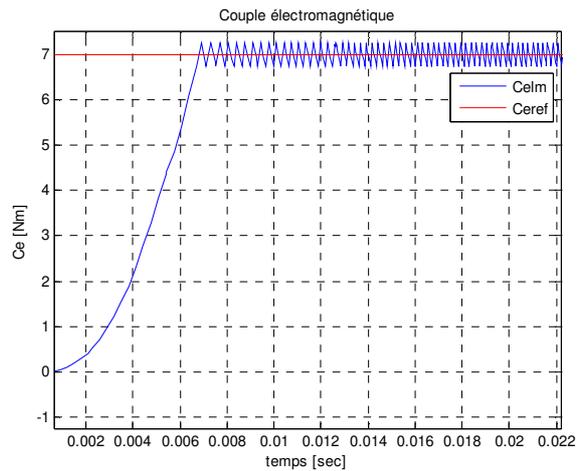


Fig.5.20. Loupe couple électromagnétique

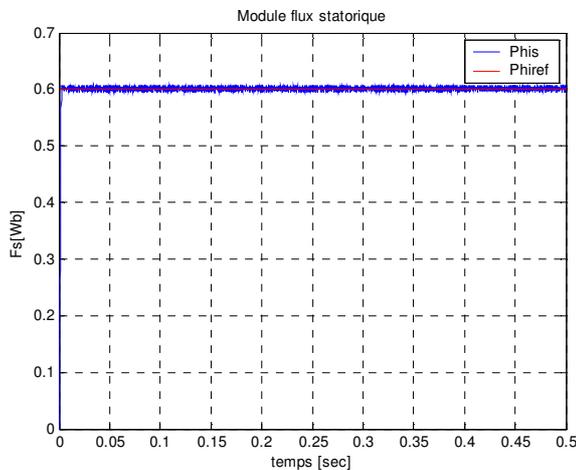


Fig.5.21. Module flux statorique

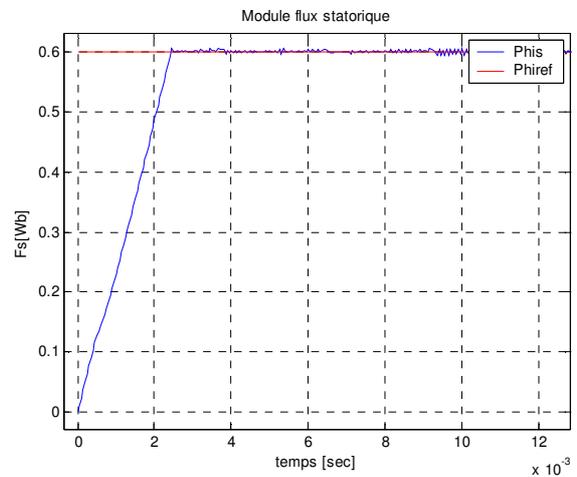


Fig.5.22. Loupe module flux statorique

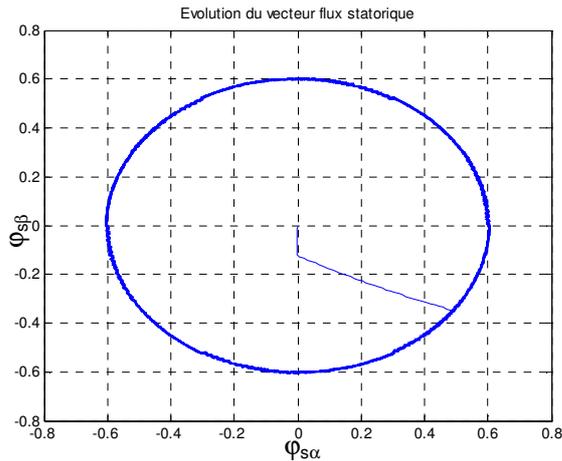


Fig.5.23. Evolution du vecteur flux statorique

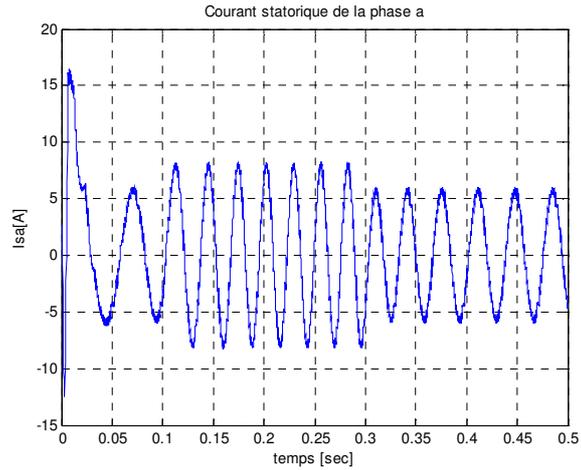


Fig.5.24. courant statorique de la phase

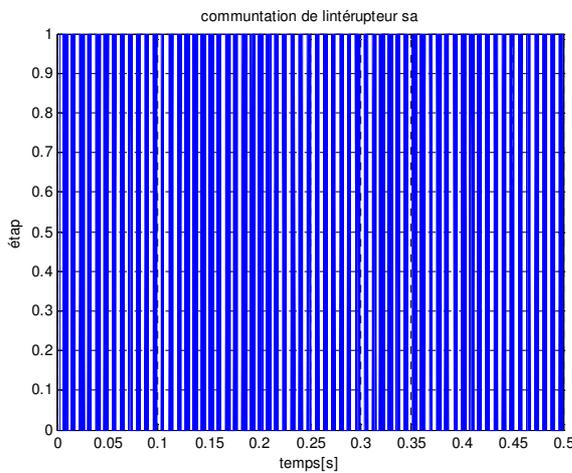


Fig.5.25. Commutation de l'interrupteur Sa

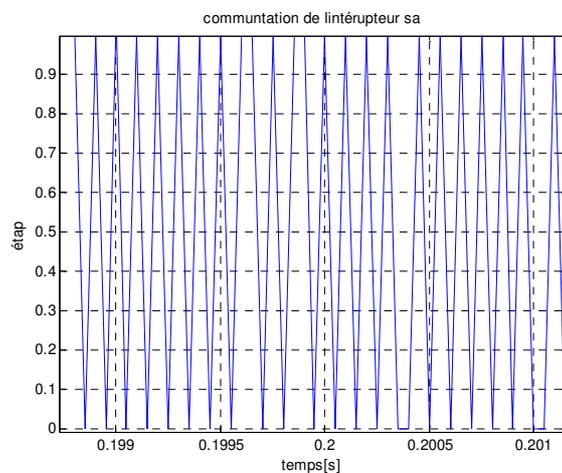


Fig.5.26. Loupe commutation de Sa $\Rightarrow f_c = 9kHz$

La simulation montre de meilleures performances que celles obtenues par la commande directe du couple classique. Il est intéressant de remarquer dans la figure.5.19 une dynamique de réponse en couple avec un régime transitoire très rapide (figure.5.20). Le flux statorique présente une très bonne réponse (figure.5.21), où l'on remarque qu'il n'y a moins de dépassement par rapport que celles de la DTC_C, voir l'effet loupe de flux (figure.5.22). La figure.5.23, montre un transitoire rapide du module flux statotique qui à une forme parfaitement circulaire sans aucune ondulation en régime permanent ou le couple et le flux suivent leurs références avec des erreurs statiques qui sont virtuellement nuls. Ainsi qu'une importante atténuation des ondulations de courant qui paraît sinusoïdal (figure5.24). D'après les figures (5.25 et 5.26), cette méthode de commande atteint une fréquence de commutation constante autour de 9kHz.

5.4. Les Réseaux de neurones flous

Les réseaux de neurones flous (Fuzzy Neural Networks) combinent les réseaux de neurones et les systèmes flous [96]. La méthode choisie d'entraînement des réseaux de neurones permet à ces systèmes d'apprendre par l'ajustement de leurs paramètres (les poids de connexion) en donnant un paquet de données (Entrées/Sorties) d'entraînement [96,107]. La théorie d'ensemble flou permet aux systèmes neuro-flous de présenter l'information étudiée dans plusieurs formes compréhensible à l'être humain.

5.4.1. Les Différentes Approches des FNN

Il y a plusieurs approches pour combiner les réseaux de neurones et les systèmes flous. Ces approches peuvent être classées en fonctionnelle et structurelle, suivant la configuration recherchée entre le système d'inférence flou et le réseau de neurones [94,96]. Les connaissances sont représentées d'une façon distribuée par les poids de connexion et les éléments du processeur local dans le réseau. Alternativement les systèmes neuro-flou peuvent être classés selon l'organisme de fuzzification [94,96]. Nous présentons ci-dessous quelques approches des FNN.

a) *Les réseaux de neurones supervision par l'ensemble flou* : Les réseaux de neurone et l'ensemble flou sont utilisés séparément dans le système, où l'un sert comme un préprocesseur pour l'autre [94]. L'ensemble flou peut être utilisé comme un modèle de supervision pour améliorer la convergence du réseau.

b) *Les ensembles flous neuronaux* : Dans ce cas, le réseau utilise les neurones flous. Dans cette approche l'apprentissage est basé sur l'ajustement de la fuzzification par la modification des paramètres des fonctions d'appartenances, d'autre part la défuzzification est ajustée par le changement des poids de la couche de sortie qui représentent les centres des fonctions d'appartenances de sortie [94].

c) *Les réseaux de neurones flous* : Cette approche est basée sur l'utilisation des neurones réalisant les opérations logiques AND et OR. La structure est composée d'une couche cachée de neurones AND et suivi par les neurones OR à la deuxième couche cachée [96]. On considère deux approches de ce type, dans la première approche référée comme un processeur logique flou. On a plusieurs entrées et une seule sortie, les signaux réels d'entrée sont évalués par les ensembles flous et les sorties sont converties à une valeur déterminée par le neurone de la défuzzification. Le signal d'erreur utilisée dans l'entraînement est obtenu à partir de la différence entre la sortie désirée et la sortie du réseau, en utilisant la méthode de

rétropropagation pour ajuster les neurones AND et OR, ce qui nous permet d'extraire les règles d'inférence du modèle après la convergence du réseau [94,96,108].

5.4.2. Commande neuro-floue directe du couple: (DTNFC)

Dans cette étude les comparateurs à hystérésis et la table commutation ont été changés par un contrôleur basé sur un système d'inférence neuro flou adaptatif (ANFIS) [108-112], ainsi qu'une modulation vectorielle à été introduite afin d'évaluer le vecteur tension optimale, pour avoir une réponse rapide de flux et du couple, moins d'ondulations dans le régime permanent et une fréquence de commutation constante [110].

5.4.2.1. Contrôleur d'inférence neuro floue adaptatif (ANFIS)

La structure proposée du système d'inférence neuro-flou adaptatif (ANFIS) est présentée par la figure.5.27. Elle comporte cinq blocs fonctionnels (base des règles, base de données, une unité de prise de décision, une interface de fuzzification et une interface de défuzzification) qui sont générés en utilisant cinq couches de neurones [107-112] :

- ♦ Couche1: Elle est composée d'un nombre de noeuds calculateurs dont les fonctions d'activations sont des fonctions d'appartenances de la forme triangulaires ou cloche.
- ♦ Couche2: Cette couche prend en sortie la valeur minimale de ses entrées.
- ♦ Couche3: Cette couche normalise chaque entrée par rapport aux autres, où la sortie du noeud i est égale à l'entrée i divisée par la somme des entrées [109].
- ♦ Couche4: La sortie du noeud i de cette couche est une fonction linéaire de la sortie du noeud i de la troisième couche et des signaux d'entrées du contrôleur.
- ♦ Couche5: Cette couche fait la sommation des signaux d'entrés.

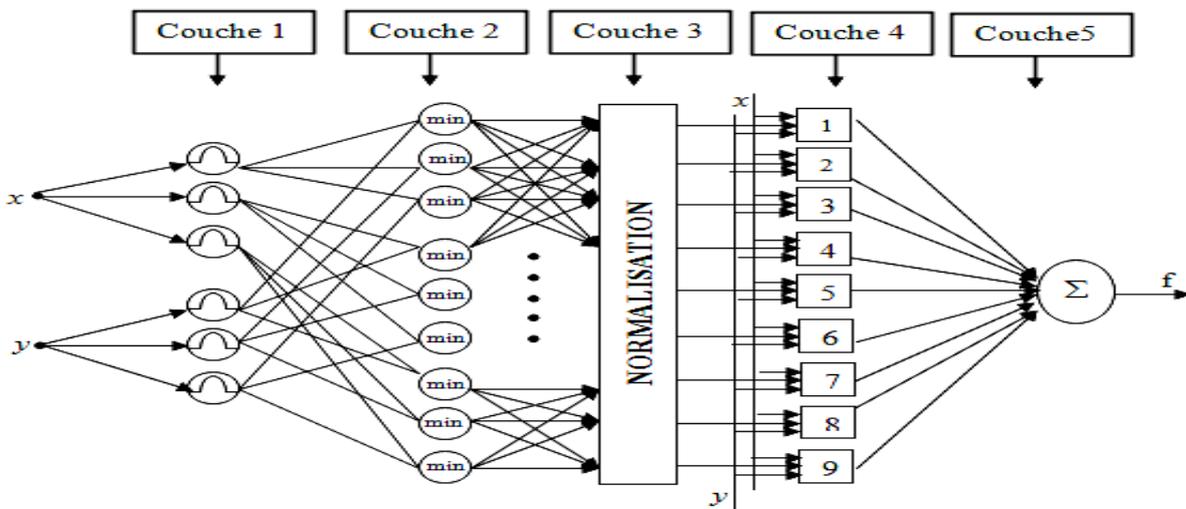


Figure. 5.27. Structure d'un contrôleur neuro-flou[108-109]

5.4.3. Commande directe du couple basée sur les réseaux neuro-flou

Le schéma block du contrôleur neuro-flou direct du couple (DTNFC) d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur 2 niveaux est présenté par la figure.5.28.

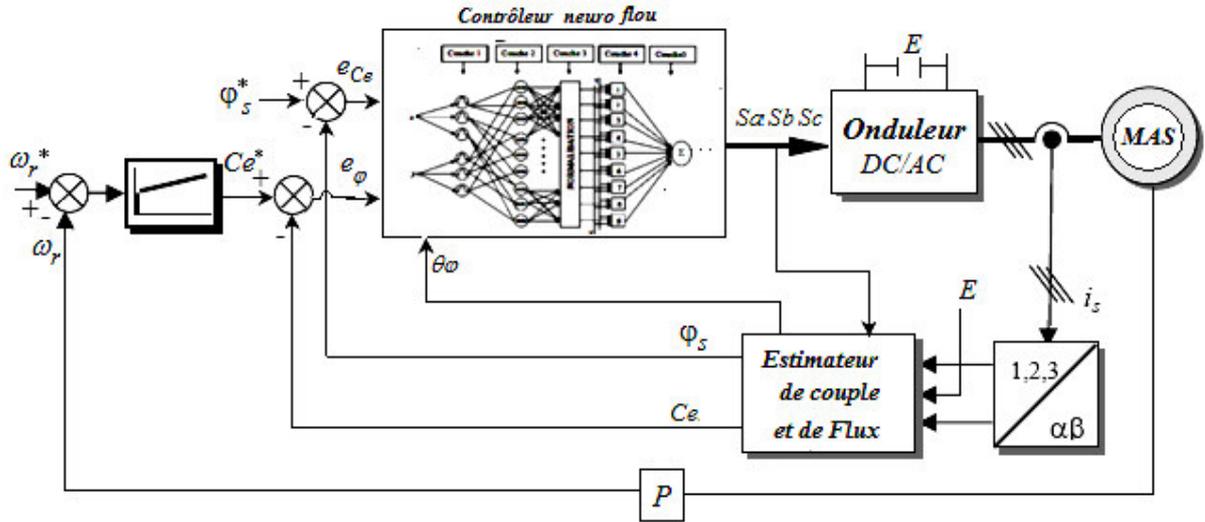


Figure. 5.28. Schéma bloc de la régulation de vitesse d'une MAS commandée par DTNFC

La figure.5.29, présente la structure intérieure du contrôleur (ANFIS) proposé, les entrées de la 1^{ère} couche, l'erreur de flux $\Delta\phi_s$ et du couple ΔC_e^* , sont multipliés par les poids respectifs w_ϕ et w_{ce} sont introduits à travers deux fonctions d'appartenance floue. Ces fonctions sont choisies triangulaires[109].

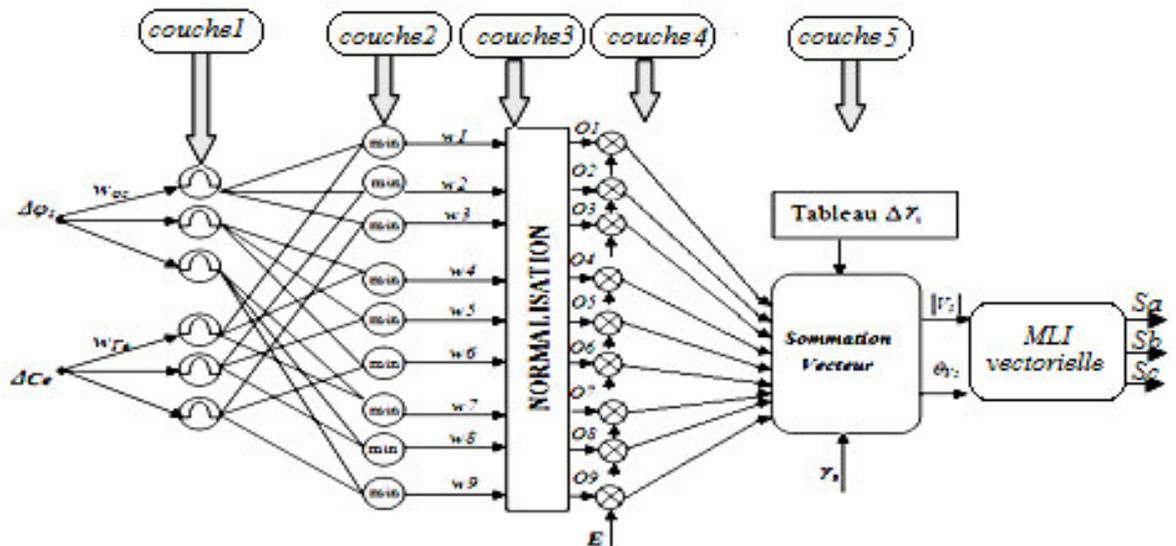


Figure. 5.29. Structure interne du contrôleur neuro flou direct du couple[108-109]

La deuxième couche calcule le minimum de ce qui correspond à la classique floue logique du système. Le calcul peut être écrit comme suit [96]. :

$$w_i = \min[\mu_{Ace}(w_{ce} \Delta C_e), \mu_{Ace}(w_\phi \Delta \phi_s)] \tag{5.13}$$

La troisième couche fait la normalisation de la sortie de la 2^{ème} couche est donne à sa sortie les valeurs de O_i [108-110]:

$$O_i = \frac{w_i}{\sum_k w_k} \tag{5.14}$$

O_i ($i=1..9$) sont les signaux de sorties d'ordre i de la troisième couche respectivement.

La quatrième couche permet de déterminer la $i^{\text{ème}}$ composante du vecteur tension désirée. En multipliant les poids O_i par la tension coté continu de l'onduleur suivant cette équation.

$$|V_{S_i}| = O_i |E| \tag{5.14}$$

La cinquième couche permet de trouver le vecteur tension de référence V_s à partir de la somme des ces composantes (voir la figure 5.30), à partir de l'équation (5.15) [96].

$$V_s = \sum_{i=1}^9 O_i |E| e^{j(\theta_{V_s})_i} \tag{5.15}$$

Son angle θ_{V_s} , est obtenu à partir de l'angle actuel du flux statorique (γ_s) et l'angle d'incrément ($\Delta\gamma_i$) donnée par cette équation.

$$\theta_{V_s} = \gamma_s + \Delta\gamma_i \tag{5.16}$$

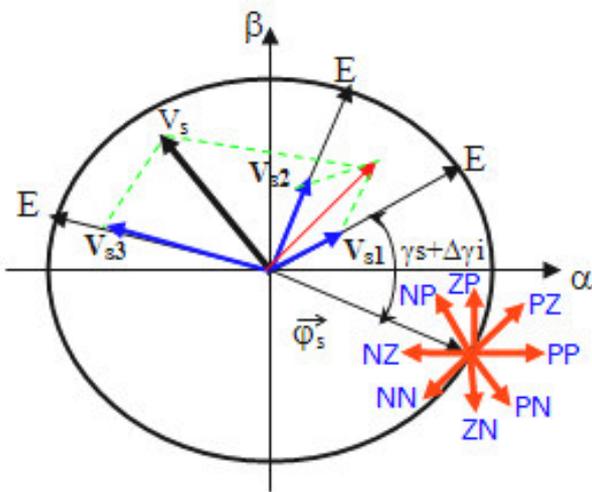


Figure.5.30 : Calcul de vecteur tension désirée

$\Delta\phi_s$	ΔC_e	$\Delta\gamma_i$
	P	$\pi/3$
P	Z	0°
	N	$-\pi/3$
	P	$\pi/2$
Z	Z	$\pi/2$
	N	$-\pi/2$
	P	$2\pi/3$
N	Z	π
	N	$-2\pi/3$

Table 5.2 : Angle incrément du vecteur tension de référence

V_s : L'amplitude de la $i^{\text{ème}}$ composante du vecteur tension désirée,

θ_{V_s} : L'angle de cette composante et γ_s c'est l'angle actuel du vecteur flux statorique

Le tableau 5.2. Représente l'angle d'incrément ($\Delta\gamma_i$) du vecteur tension de référence, où les erreurs de couple et du flux sont représentés par trois sous-ensembles suivants : valeur, positif (P), nulle (Z), négatif (N).

📄 Résultats de simulation

Dans cette simulation un régulateur PI($K_p=4;K_i=3$) est inséré dans la boucle de régulation de la vitesse, en utilisant une vitesse de référence présentée dans la figure 5.32 en rouge.

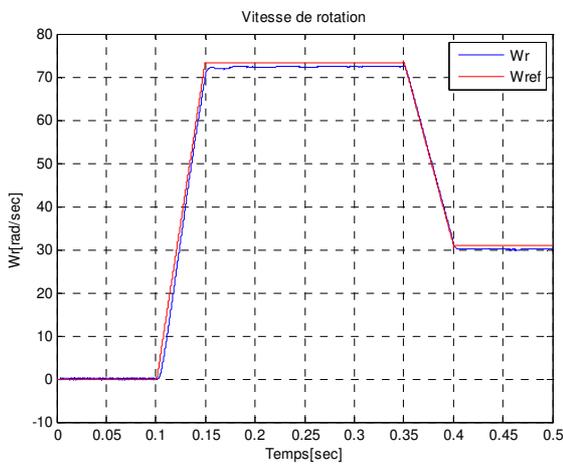


Fig.5.32. Vitesse de rotation

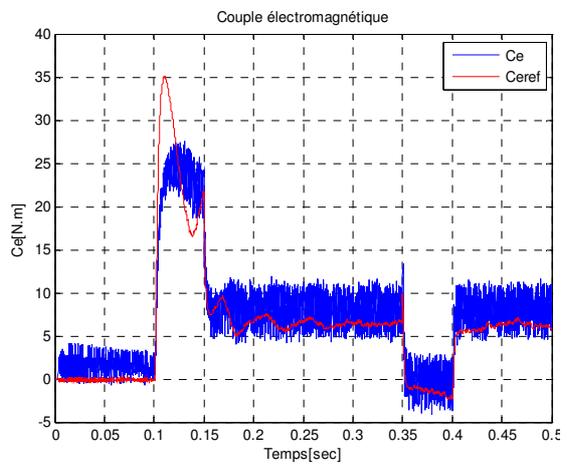


Fig.5.33. couple électromagnétique

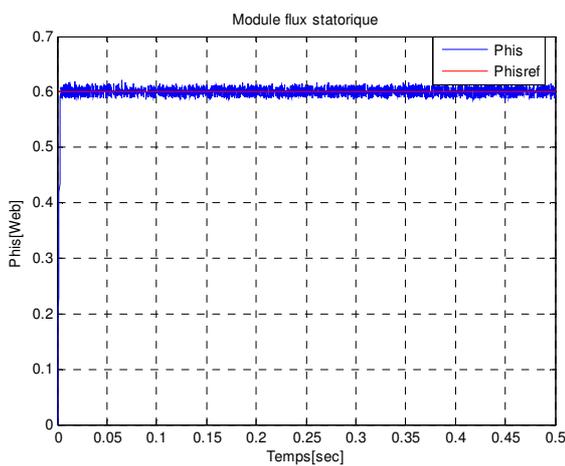


Fig.5.34. Module flux statorique

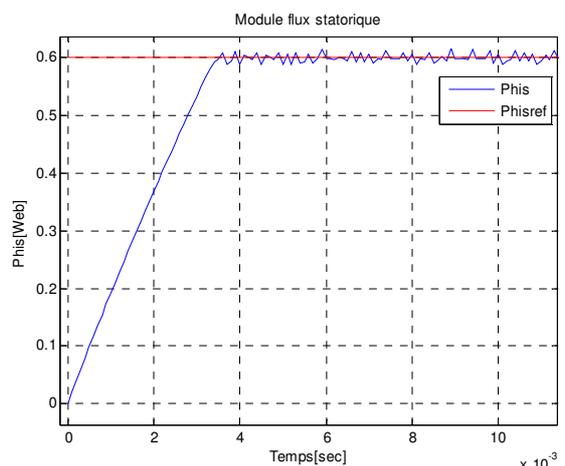


Fig.5.35. Loupe Module flux statorique

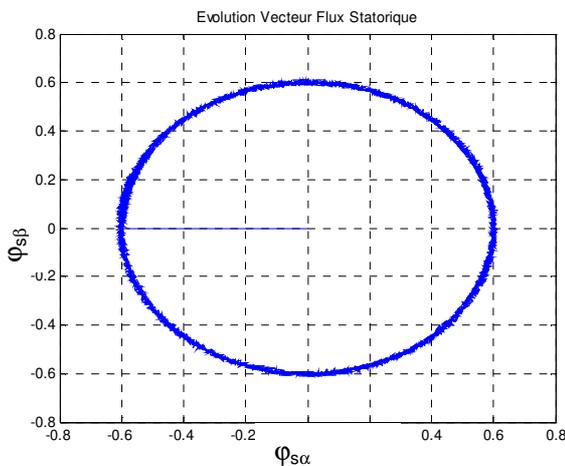


Fig.5.36. Evolution du flux statorique

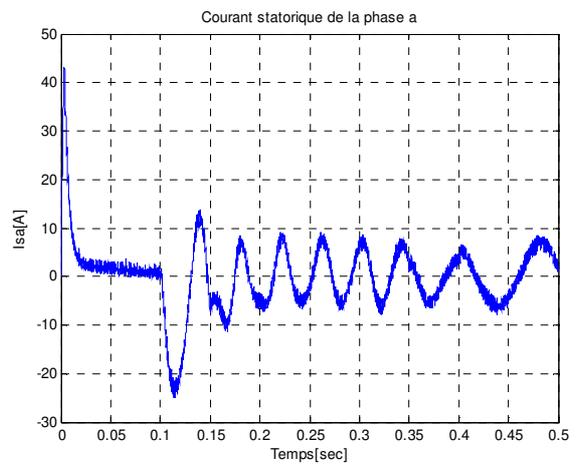


Fig.5.37. Courant statorique de la phase

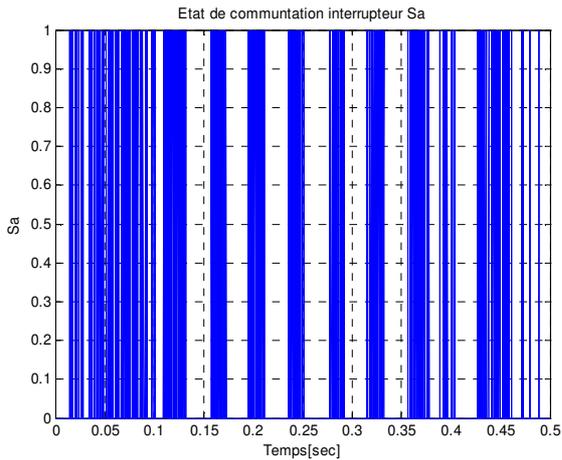


Fig.5.38. Commutation de l'interrupteur Sa

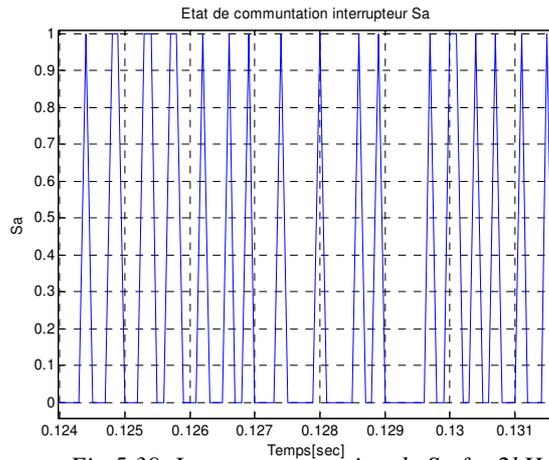


Fig.5.39. Loupe commutation de Sa $f_c=2kHz$

La simulation montre de meilleures performances en présence de boucle de régulation de vitesse. La vitesse de rotation obtenue suit sa référence avec un bon rejet des perturbations voir figure 5.32 ; le couple présente quelques pics au moment de changement de la vitesse mais il se stabilise vers sa valeur de référence générée par le régulateur PI de vitesse voir figure.5.33. Dans la figure 5.34, on observe une meilleure réponse de flux par rapport à celles des méthodes proposées précédemment, car le module du vecteur flux statorique suit bien sa valeur de référence. Ce qui est bien montré sur la figure.5.36, où l'établissement du flux très rapide et il n'y a pas d'influence du terme résistif, avec une trajectoire de vecteur flux statorique est circulaire. La figure.5.37 montre que le courant statorique a une forme sinusoïdale, où il présente peu de fluctuation aux instants de changement de la vitesse de rotation. Les figures 5.39 nous donnent une fréquence de commutation constante autour de $2kHz$. elle est affectée par la vitesse aussi.

5.5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé l'ensemble des techniques intelligentes telles que réseaux de neurones, logique floue et neuro-flou pour améliorer certaines performances de la commande directe du couple de la machine asynchrone. Dans la première partie, les résultats de simulation ont montré que l'application des réseaux de neurones donne une bonne réponse du couple, mais la réponse de flux statorique présente un régime transitoire un peu lent, dû au fait qu'il n'y a pas une règle générale pour choisir les paramètres du réseau de neurones (le taux d'apprentissage, le nombre de neurones en couche cachée). Concernant la logique floue et neuro-flous les simulations montrent de meilleures performances que celles obtenues aux chapitres précédents. On remarque des régimes transitoires rapides avec diminution du dépassement au démarrage ainsi qu'une atténuation des ondulations du couple, flux et du courant.

CONCLUSION GENERALE

Le travail réalisé dans le cadre de cette thèse apporté sur la commande directe du couple (DTC) de la machine asynchrone en guise de solution aux problèmes rencontrés dans la commande vectorielle par orientation de flux (FOC). La DTC est robuste contre les variations paramétriques de la machine, et ne nécessite pas de capteur de position. De plus, elle offre un certain nombre d'avantages considérables par rapport à la commande vectorielle à MLI.

Cependant ces stratégies ont aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation est fortement variable, ce qui peut entraîner des problèmes de bruits acoustiques, de compatibilité électromagnétique, et d'excitation des modes de résonance mécanique ce qui entraîne un vieillissement prématuré de la chaîne de traction mécanique. D'autre part, l'amplitude d'ondulation de flux et du couple est plusieurs fois supérieure à la largeur de sa bande d'hystérésis, et typiquement supérieure à celle pouvant être obtenue avec une loi de commande faisant appel à un module MLI pour une fréquence de découpage identique.

L'objectif principal de cette thèse consiste à proposer des méthodes de commande simples basées sur la stratégie DTC. Avec ces méthodes, on essaie d'améliorer les inconvénients de la DTC classique.

Pour cela on a d'abord développé les modèles mathématiques du moteur asynchrone utilisés par la commande vectorielle et la commande directe du couple ainsi que ceux de l'onduleur à deux niveaux de tensions; ensuite nous avons présenté les principes de la commande vectorielle qui nécessite la mise en place d'un capteur mécanique sur l'arbre du moteur. Les résultats de simulation ont montré la faiblesse de la commande vectorielle vis-à-vis les variations paramétriques; pour cela on fait appel par la suite à une commande plus robuste contre ces variations.

La commande directe du couple (DTC) a montré une plus grande simplicité et robustesse contre les variations paramétriques; les principes de cette stratégie ont été présentés d'une manière détaillée, avec explication du principe de réglage du flux et du couple électromagnétique. Cette commande est, sans aucun doute une solution très prometteuse aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel à flux rotorique orienté. Par la suite on a étudié la stratégie (DSC) qui présente une fréquence de commutation inférieure à celle de la DTC avec une bonne réponse du couple électromagnétique. Des simulations numériques ont été implantées sur *Matlab/Simulink* pour valider ces stratégies de commande.

Par la suite le reste de ce travail fut orienté vers l'amélioration des performances de cette technique dont les principaux problèmes sont l'évolution de la fréquence de commutation, les ondulations sur le couple, le flux et le courant.

Dans le quatrième chapitre on a d'une part étudié le régime transitoire magnétique de la commande et l'élaboré une correction des phénomènes d'ondulations qui apparaissent à basse vitesse puis on a abordé le fonctionnement en régime magnétique établi et corrigé les défauts de progression du couple. D'autre part on a analysé l'influence du terme résistif sur le comportement de la commande, puis élaboré la méthode de décalage des zones pour améliorer l'établissement du flux statorique.

Ensuite, on a étudié l'effet de la variation de la résistance statorique sur les performances de la commande par DTC, et on a présenté une méthode d'estimation de la résistance du stator pour compenser convenablement cette variation, pour améliorer les performances de la DTC. Puis on a proposé d'autres stratégies d'amélioration qui n'introduisent pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique, à savoir la DTC modifiée, la DTC 12 secteurs, la DTC basée sur la MLI vectorielle et la DTC en utilisant un onduleur 3-Niveaux, les résultats de simulation ont montrés l'efficacité des techniques proposées.

Finalement on a montré que l'on peut étudier quelques techniques intelligentes associées à la commande DTC et qui servent à remplacer les comparateurs classiques et la table de sélections des vecteurs tension par un contrôleur neuronal, flou et neuro-flou. Ces deux derniers ont donné de meilleures performances que celles obtenues par les commandes présentées dans les chapitres antérieurs.

L'ensemble de nos réflexions et de nos études nous a conduit à présenter quelques perspectives à ce travail.

- ✍ Notre travail ne serait complet sans la réalisation pratique de ces méthodes, ce que nous souhaitons le faire dans le plus brefs délais.
- ✍ D'autre part, suite à notre petite expérience dans ce domaine nous proposons les idées suivantes:
- ✍ Améliorer les stratégies proposées dans cette thèse.
- ✍ Chercher une commande hybride incorporant (FOC+DTC).
- ✍ L'utilisation des onduleurs à structure multicellulaires.

Ces propositions devraient améliorer les performances des résultats que nous avons obtenus.

ANNEXES

A.2. PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

A.2.1) Grandeurs nominales

Type	ASYNCHRONE 3PH :KLS132M1
Puissance (P_n)	3kW
Vitesse nominale (Ω_n)	1390 tr/min
Tension nominale (U_n)	220/380V
Courant nominal (I_n)	11,6 A / 6,7 A
Fréquence nominale (f_n)	50 Hz

A.2.2) Paramètres de la machine

Résistance statorique (R_s)	$R_s=2.89 \Omega$
Résistance rotorique (R_r)	$R_r=2.39 \Omega$
Inductance cyclique au stator (L_s)	$L_s=0.225 \text{ H}$
Inductance cyclique au rotor (L_r)	$L_r=0.220 \text{ H}$
Inductance mutuelle ($M_{sr}=M_{rs}=M$)	$M=0.214 \text{ H}$
Nombre de paires de pôle (P)	2

B.1. Modélisation de la commande à modulation de largeur d'impulsion

Dans cette partie nous allons développer deux techniques de commande MLI à savoir la commande MLI sinus – triangle et la commande MLI vectorielle.

B.1.1. MLI sinus – triangulaire :

Le principe général de la MLI sinus-triangle est la détermination des instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur à partir d'une comparaison d'un signal triangulaire (porteuse; avec une sinusoïde modulante qui représente l'image du signal souhaité à la sortie de l'onduleur, figure B.1.

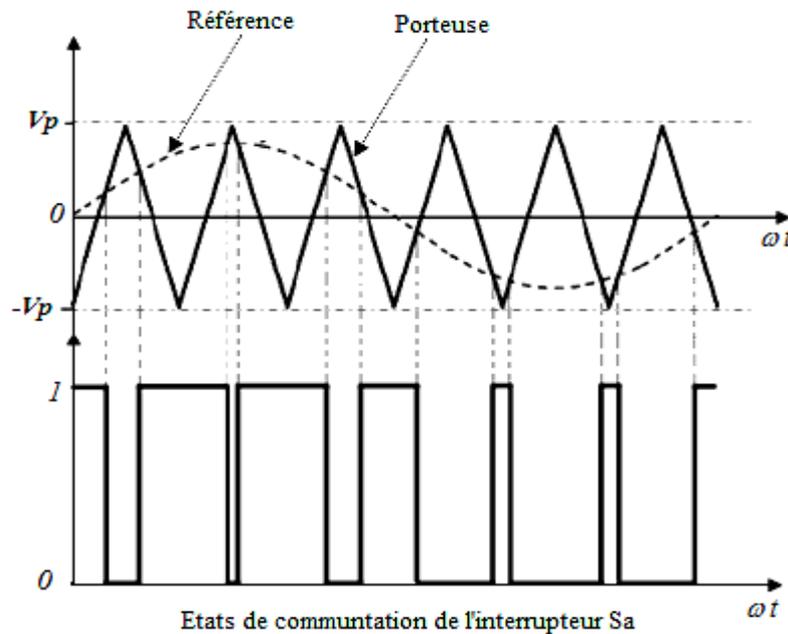


Figure B.1. Principe de la commande de la technique M.L.I. sinus – triangle

Le signal de sortie est composé d'une suite d'impulsions dans la durée est modulée sinusoïdalement ce qui permet de déterminer la tension de sortie de l'onduleur, dont le fondamental de la tension de sortie de l'onduleur est proportionnel au rapport de l'amplitude de la tension de référence V_r sur la valeur de crête de la porteuse V_p appelé taux de modulation ($r = V_p / V_r$); par conséquent, en jouant sur r on peut, contrôler l'amplitude du fondamental, de la tension de sortie de l'onduleur [5,6,51].

Dans la pratique, on s'arrange toujours à avoir un taux de modulation inférieur à l'unité, de façon à éviter les ratés de commutation qui pourront entraîner des discontinuités de fonctionnement, et en particulier dans les applications à vitesse variable où l'on fait varier l'amplitude de la tension de référence.

L'indice de modulation m est égal au rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur celle

de la référence f_r ($m = f_p / f_r$) [48,51].

La valeur de cet indice est sujette à un compromis entre un bon rejet des harmoniques et un bon rendement de l'onduleur qui se détériore à cause des pertes de commutations [5,6].

La porteuse est un signal triangulaire $x(t)$, est caractérisé par sa fréquence et sa valeur de crête V_p , elle est définie dans sa période $[0, T_p]$. La référence $V_{rabc}(t)$, est un signal sinusoïdal d'amplitude V_r et de fréquence f_r .

Les états des interrupteurs de l'onduleur sont calculés à partir de l'équation suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{rabc} - x(t)) \leq 0 \end{cases} \quad (\text{B } 1)$$

Avec cette technique, qui peut être réalisée en analogique ou en numérique, on ne peut satisfaire les exigences posées; en effet, on ne peut parler d'élimination des harmoniques mais d'une réduction; puisque la variation de l'indice de modulation m influence la plage d'harmoniques éliminés.

De plus, une utilisation analogique de cette commande ne fait qu'augmenter les inconvénients, du fait de l'utilisation de composants qui sont loin d'être parfaits; les temps de commutation ne seront pas précis, en plus des imperfections pouvant affecter le signal utile lui même.

B.1.2. La MLI vectorielle :

La modulation vectorielle de largeur d'impulsion utilise certainement la méthode de MLI la mieux adaptée pour des applications d'entraînement à vitesse variables de la machine asynchrone, car elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle s'appuie sur un algorithme numérique qui permet de déterminer les séquences de commutation des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un vecteur tension qui s'approche au vecteur tension de référence [5,6,48,51,52]. La MLI vectorielle est basée sur les principes suivants:

- ♣ Le signal de référence est échantillonné à chaque intervalle T , appelé la période de modulation.
- ♣ Création d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, d'une valeur moyenne égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation.

♣ Les états de commutation des interrupteurs sont identiques et centrées aux deux extrémités de la période dans le même demi pont.

Cette technique est conduite en synchronisme sur les trois phases, et un seul vecteur \vec{V}_s appelé vecteur tension de référence, représente les trois tensions sinusoïdales désirées (V_a, V_b, V_c) à la sortie de l'onduleur. En agissant sur la commande des trois d'interrupteurs (S_a, S_b, S_c), on peut reconstituer le vecteur tension de référence sur une période.

Comme on a vu dans le paragraphe 2.6.2. A partir de la combinaison des 3 grandeurs (S_a, S_b, S_c), le vecteur tension V_s peut se retrouver dans huit positions fixes correspondant au huit configurations possibles des interrupteurs[48,51,92].

Le vecteur tension désiré à la sortie de l'onduleur est donné par l'équation suivante:

$$\vec{V}_s = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B } 2)$$

Les tensions entre phases sont données par :

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} \\ v_{bc} &= v_{bo} - v_{co} \\ v_{ca} &= v_{co} - v_{ao} \end{aligned} \quad (\text{B } 3)$$

Dans un système triphasé équilibré on a $v_a + v_b + v_c = 0$.

Avec

$$\begin{cases} v_a = \frac{1}{3}(v_{ab} - v_{ca}) = \frac{1}{3}(2v_{ao} - v_{bo} - v_{co}) \\ v_b = \frac{1}{3}(v_{bc} - v_{ab}) = \frac{1}{3}(-v_{ao} + 2v_{bo} - v_{co}) \\ v_c = \frac{1}{3}(v_{ca} - v_{bc}) = \frac{1}{3}(-v_{ao} - v_{bo} + 2v_{co}) \end{cases} \quad (\text{B } 4)$$

L'application de la transformation de *Concordia* dans un repère lié au stator nous donne un vecteur tension de référence \vec{V}_s , ces composantes ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) sont données par :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{B } 5)$$

Le tableau B.1, indique pour chacun de ces huit états, les vecteurs des tensions (V_a, V_b, V_c), la valeur de leurs composantes de *Concordia* ($V_{s\alpha}, V_{s\beta}$) ainsi que le vecteur tension de référence \vec{V}_s représentatifs de ces états [5].

S_a	S_b	S_c	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	V_s
0	0	0	-E/2	-E/2	-E/2	0	0	0	0	0	V_0
1	0	0	E/2	-E/2	-E/2	2E/3	-E/3	-E/3	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E$	0	V_1
1	1	0	E/2	E/2	-E/2	E/3	E/3	-2E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_2
0	1	0	-E/2	E/2	-E/2	-E/3	2E/3	-E/3	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_3
0	1	1	-E/2	E/2	E/2	-2E/3	E/3	E/3	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} E$	0	V_4
0	0	1	-E/2	-E/2	E/2	-E/3	-E/3	2E/3	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_5
1	0	1	E/2	-E/2	E/2	E/3	-2E/3	E/3	$\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	V_6
1	1	1	E/2	E/2	E/2	0	0	0	0	0	V_7

Tableau B 1. Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs

Chacun des couples de vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i=1..6$) définissent les limites d'un des six secteurs de l'hexagone (à noter que dans le secteur 6 la notation \vec{V}_{i+1} correspond au vecteur \vec{V}_1).

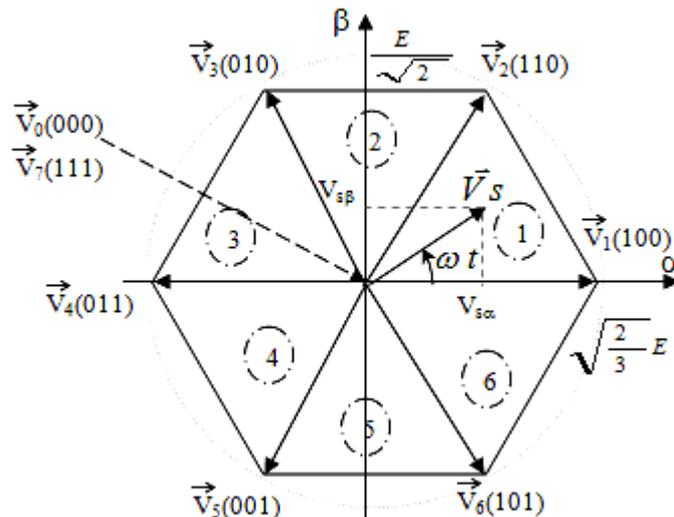


Fig.B.2. Représentation du polygone de commutation

B.2.2. Vecteur tension de référence

La transformation de Concordia des tensions triphasés V_{sa}, V_{sb}, V_{sc} nous donne les composantes $V_{s\alpha}, V_{s\beta}$ du vecteur tension \vec{V}_s :

$$\begin{cases} v_{sa} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos \omega t \\ v_{sb} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ v_{sc} = r \cdot \frac{E}{2} \cdot \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{cases} \xrightarrow{\text{La transformation de Concordia donne}} \begin{cases} v_{s\alpha} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cdot \cos \omega t \\ v_{s\beta} = r \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \cdot \sin \omega t \end{cases}$$

Le vecteur tension \vec{V}_s tourne dans le sens trigonométrique à une vitesse angulaire égale à la pulsation ω . La tension de référence \vec{V}_s est reconstituée à chaque instant par les deux vecteurs adjacents \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} ($i=6..1$). Dans un temps très court le vecteur \vec{V}_s peut être généré à partir des combinaisons de deux états des interrupteurs correspondants aux vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} [51]. On se place alors dans le cas où le vecteur de référence \vec{V}_s est situé dans le secteur 1. Dans ce cas, le vecteur tension de référence \vec{V}_s est reconstitué en faisant une moyenne temporelle des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} de la manière suivante :

$$\vec{V}_{i+1} = \alpha_i \cdot \vec{V}_i + \alpha_{i+1} \cdot \vec{V}_{i+1} \quad (\alpha_i + \alpha_{i+1} < 1) \quad (\text{B.6})$$

D'après l'équation B.6, on impose aux interrupteurs de se trouver à la configuration suivante :

- \vec{V}_i pendant une fraction α_i de l'intervalle T .
- \vec{V}_{i+1} pendant une fraction α_{i+1} de l'intervalle T .
- \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 pendant le reste de l'intervalle T .

Si le vecteur \vec{V}_s reste à l'intérieur de l'hexagone ($r < 1.155$), La variation de \vec{V}_s pendant sa durée peut être négliger sur l'intervalle du temps T très court, les vecteurs (\vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} , \vec{V}_0 ou \vec{V}_7) permettant de reconstituer la valeur moyenne de ce vecteur sur chaque période de modulation, donc le processus qui vient d'être décrit de manière à suivre en moyenne l'évolution du vecteur \vec{V}_s .

B.2.4. Séquence de commutation des interrupteurs

Sur chaque période de modulation, l'équation B.6 indique les durées qu'on doit imposer aux deux configurations correspondant aux deux vecteurs de sorties entre lesquels se trouve le vecteur \vec{V}_s et par conséquent la durée imposée à la configuration donnant un vecteur de sortie

nul [5,6,51]. Les vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} et \vec{V}_0 ou \vec{V}_7 sont succéder durant la période de modulation de manière a ce que les interrupteurs soient symétriques par rapport au milieu de la période de modulation et les interrupteurs d'un même demi- pont aient un état identique au centre et aux deux extrémités (voir figure B.3).

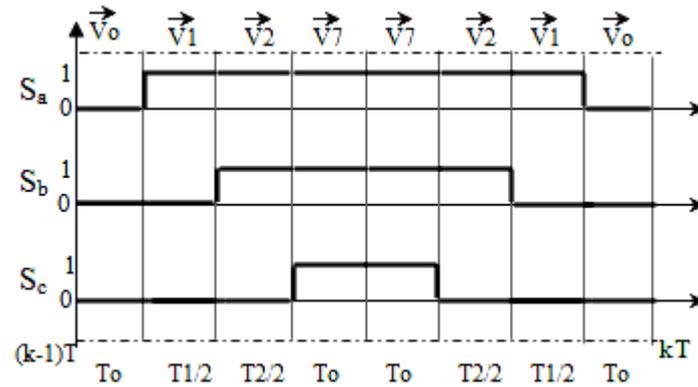


Fig.B.3. Etats des interrupteurs S_a , S_b et S_c dans le secteur 1

B.2.5. Temps de commutations

Les temps de commutation des interrupteurs dans les six secteurs de l'hexagone de la figure.B.2, seront calculés comme il est montré par le tableau B.2. Le vecteur \vec{V}_s est donné par les équations suivantes [109] :

$A = \frac{T_1 V_1}{T} \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)$ $T_1 = \frac{V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) T}{V_1 \cdot \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = V_s \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \frac{2T}{\sqrt{2}E}$ $T_1 = V_s \cdot \left(\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \cos\theta - \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \cdot \sin\theta \right) \frac{2T}{\sqrt{2}E}$ $T_1 = \left(\frac{\sqrt{3}}{2} V_s \alpha - \frac{1}{2} V_s \beta \right) \cdot \frac{2T}{\sqrt{2}E} = \frac{\sqrt{6} \cdot V_s \alpha - \sqrt{2} V_s \beta}{2E} T$ $\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = \frac{V_s \beta}{T_2 V_2 / T}$ $T_2 = V_s \beta \cdot \frac{T}{V_2 \cos\left(\frac{\pi}{6}\right)} = \frac{\sqrt{2} V_s \beta}{E} T$	$\vec{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} = V_s \cdot \cos\theta + jV_s \cdot \sin\theta$ $V_1 = V_2 = \sqrt{\frac{3}{2}} E$
<p>Tableau.B.2. Calcul des temps de commutation T_1 et T_2 du premier secteur</p>	

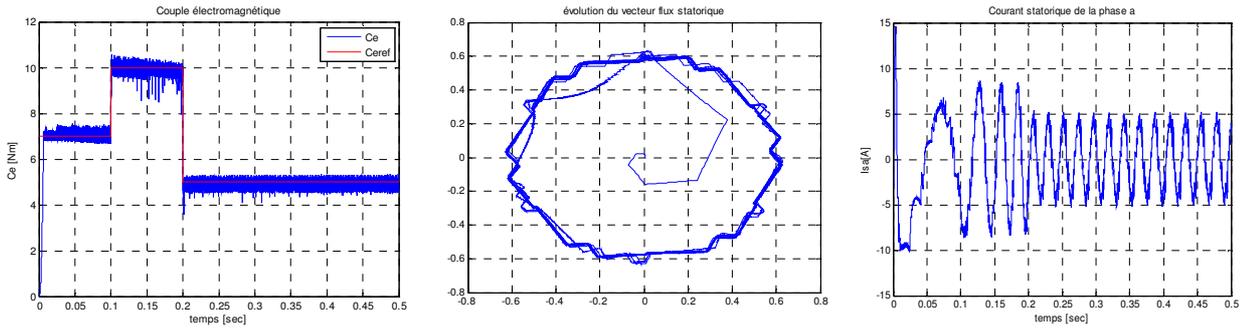
La même procédure pour les autres secteurs sachant que :

- ♣ Les secteurs impairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_7, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_0]$
- ♣ Les secteurs pairs la séquence est $[\vec{V}_0, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_i, \vec{V}_7, \vec{V}_i, \vec{V}_{i+1}, \vec{V}_0]$.

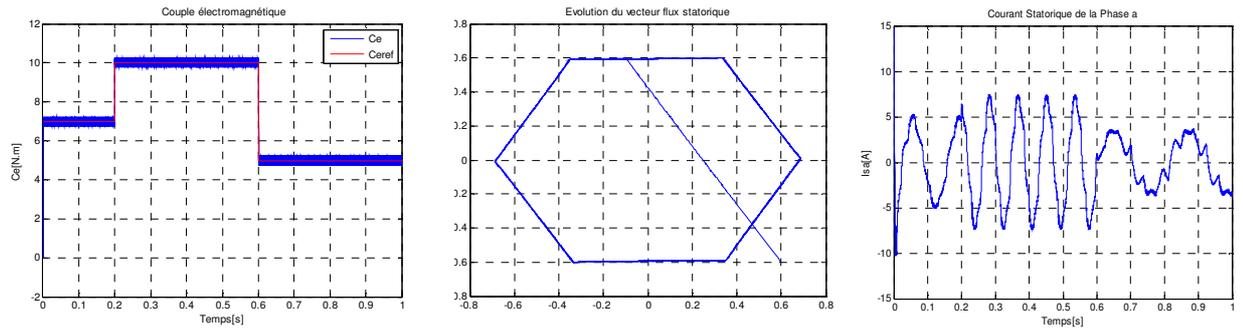
Pour diminuer les nombre de commutation par période de modulation dans les secteurs pair en fait la permutation des vecteurs \vec{V}_i et \vec{V}_{i+1} .

Etude comparative entre les méthodes proposées

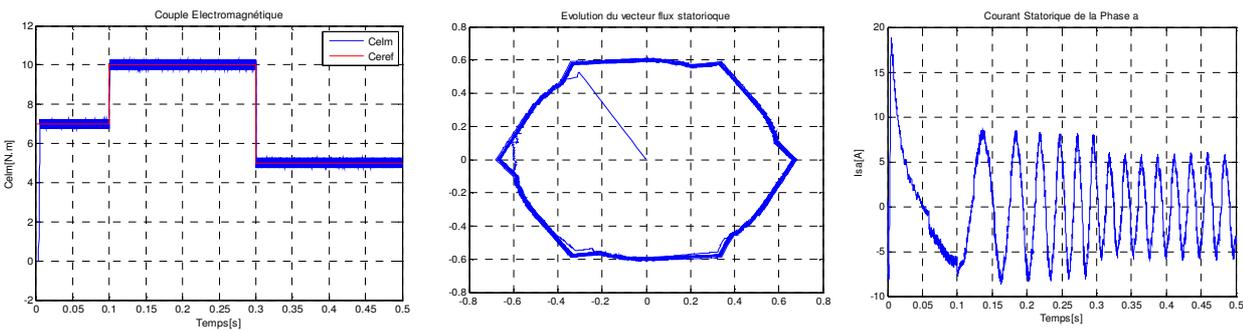
La DTC classique



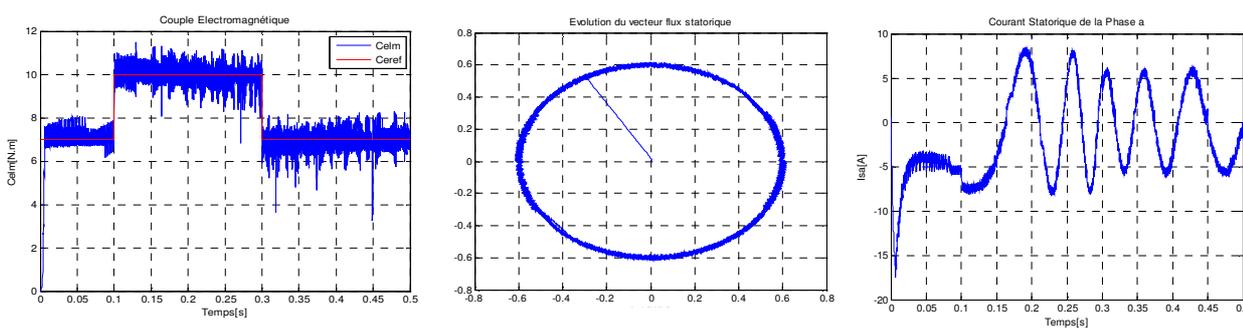
La DSC



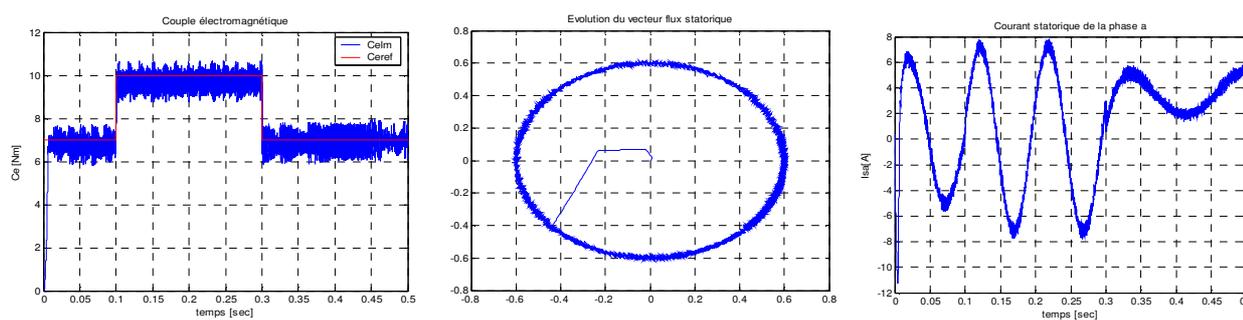
La DTC par décalage des zones



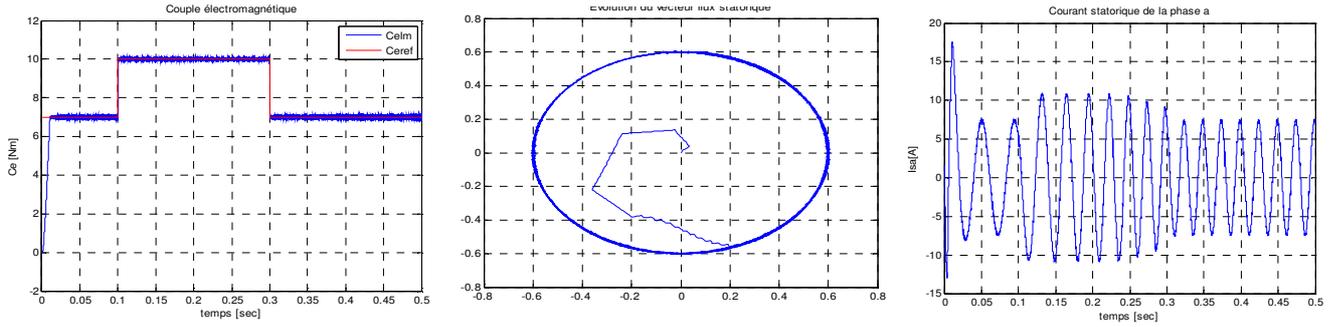
La DTC modifiée



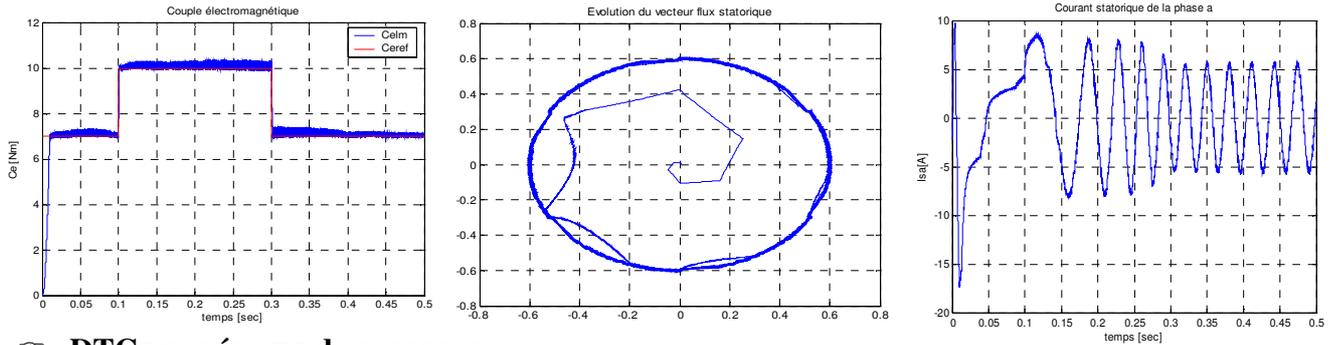
DTC 12 secteurs



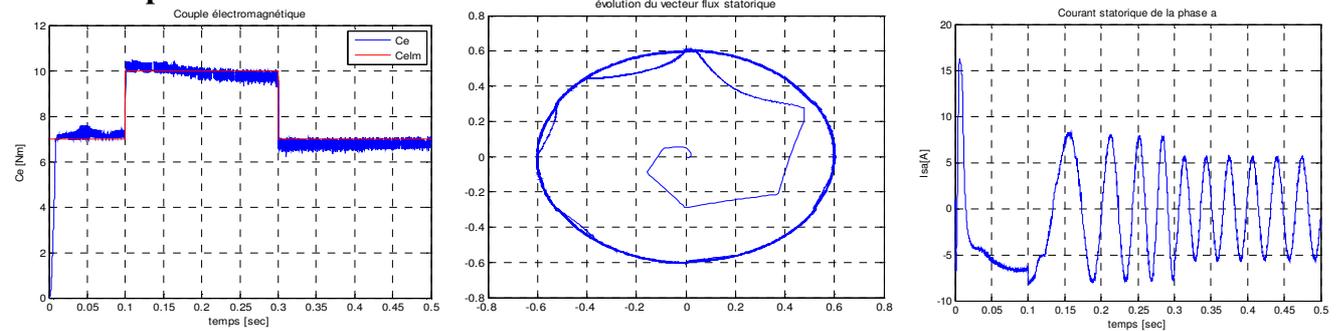
DTC SVM



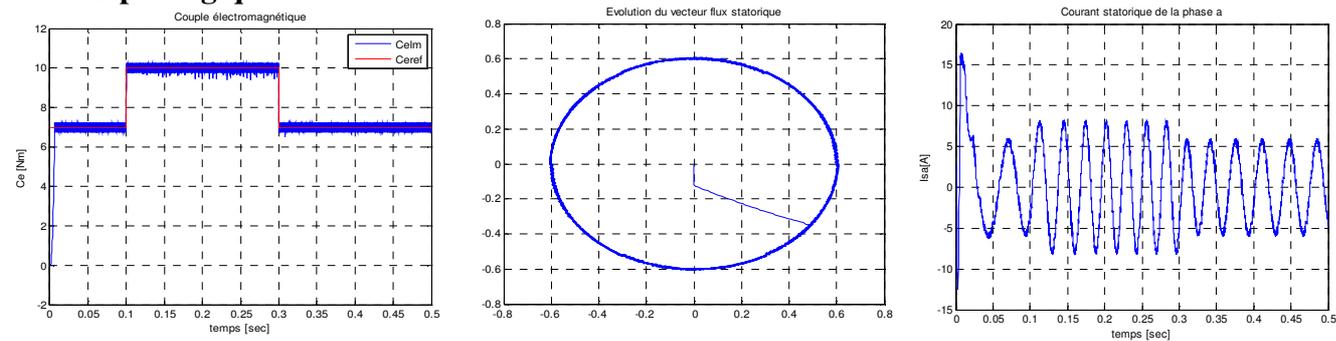
DTC onduleur 3 niveaux secteurs



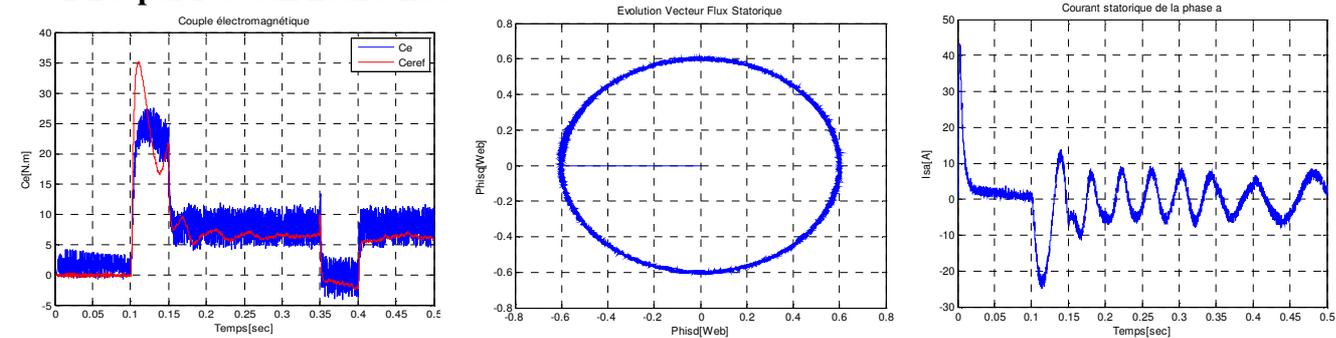
DTC par réseaux de neurones



DTC par logique floue



DTC par réseaux neuro-flou



<i>Stratégie</i>	<i>Avantages</i>	<i>Inconvénients</i>
<i>DTC classique</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ La réponse dynamique du couple ◆ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Dépassements des bandes ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ L'ondulation de flux. ◆ Le courant sinusoïdal bruité avec 2pics au démarrage. ◆ Fréquence de commutation variable autour de 7.2kHz
<i>DSC</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le couple bien contrôlé. ◆ Réponse rapide de couple et de flux. ◆ Fréquence de commutation Minimale autour de 3.2kHz. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ La trajectoire de vecteur flux statorique est hexagonale ◆ Fréquence de commutation variable. ◆ Courant statorique n'est pas sinusoïdal.
<i>DTC Décalage des zonale</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le couple est bien contrôlé. ◆ Réponse rapide de couple et du flux. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux établit lentement ◆ Fréquence de commutation variable. ◆ Le choix de l'angle θ.
<i>DTC Modifiée</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux est bien contrôlé. ◆ Le flux s'établit rapidement. ◆ Fréquence de commutation constante autour de 3kHz. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ La faible dynamique de couple qui présente de grandes ondulations
<i>DTC 12 secteurs</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. ◆ Fréquence de commutation presque constante autour de 4kHz. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ La table de grande taille. ◆ Quelque dépassement des bandes de couple.
<i>DTC_SVM</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. ◆ Fréquence de commutation constante autour de 3.5kHz. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ L'algorithme est plus compliqué.
<i>DTC_3N</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Moins d'harmonique de distorsion ◆ Faible fréquence de commutation. ◆ Nombre de tension élevé. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ Coût élevé et Limité pour les commandes de grandes puissances ◆ Fréquence de commutation variable autour de 3kHz.
<i>DTC_RN</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le couple est bien contrôlé. ◆ Le flux et le couple suivent parfaitement ses références. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux s'établit lentement. ◆ Fréquence de commutation variable autour de 3kHz. ◆ Problème du choix de l'apprentissage.
<i>DTC_LF</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ◆ Le flux s'établit rapidement. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. ◆ Fréquence de commutation constante autour de 9kHz. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Fréquence de commutation un peut élevée.
<i>DTC_NF</i>	<ul style="list-style-type: none"> ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés. ◆ Le flux s'établit rapidement même pour les vitesse nulles. ◆ Le courant statorique sinusoïdal. ◆ Fréquence de commutation constante autour de 2kHz. 	<ul style="list-style-type: none"> ◆ L'algorithme est compliqué.

C.1. Eude comparative avec des articles de revues

Dans cette partie j'ai essayer de comparer mes résultats de simulation avec d'autre articles publier dans des journaux internationaux. Les méthodes proposées dans cette thèse ont été validées par les paramètres de la machine de ces articles. Les résultats de comparaison sont classés comme suite:

☞ Commande vectorielle indirecte (IFOC) par orientation du flux rotorique du chapitre.2 a été testée par les paramètres de l'article [15], pour voir le phénomène de perte de découplage en présence de variation de la résistance rotorique. Les résultats de simulation sont donnés par les figures (C.1→C.5).

☞ Commande directe du couple classique (DTC) a été traité par les articles [67,75], pour cela j'ai comparer mes résultats présenté dans le chapitre.3 en utilisons les paramètre mentionnés dans ces articles voir les figures (C.6→C.8) [79] et de (C.9→C.12) [75].

☞ Dans la DTC l'effet des bandes hystérésis sur la fréquence de commutation, à été étudier par plusieurs auteurs, D. Casadei [35], leurs résultats nous a permet de validé nos résultats présenté dans les paragraphes 3.5.1. et 3.5.2. les résultats de simulation sont présentés par la figure.C.13.

☞ Dans la paragraphe 4.3.2.2 du chapitre.4 on a présenté la technique de la DTC douze secteurs qui présente des améliorations au niveau couple et flux par rapport a la DTC classique, nous comparons nos résultats avec celle de l'article [79] les mêmes résultats voir les figures (C.14→C.16).

☞ Dans le Chap.4 § 4.3.2.2 la modulation vectorielle a été introduite sur la DTC de la machine asynchrone pour améliorer leurs performances, pour valider nos résultats présentés dans ce chapitre, nous présenterons une étude comparative avec les résultats de l'article [75].

☞ Ce qui concerne les techniques intelligentes telles que, réseaux de neurones, logique floue et neuro-floue présentées dans le chapitre 5, pour validité mes résultats j'ai comparer celle de la DTC basé sur les réseaux de neurone avec les résultats de l'article [98], et neuro-floue avec celle de l'article [110].

[15] Y. MILOUD, A. DRAOU, "Performance Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive" Turk J Elec Engin, VOL.13, NO.2 2005, TUBITAK.

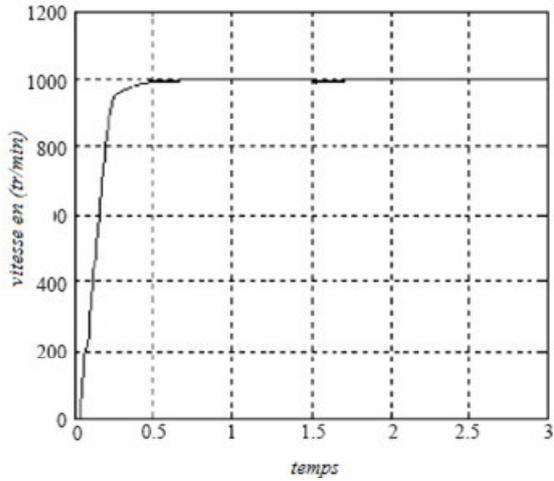


Fig.C.1a. Vitesse de Rotation

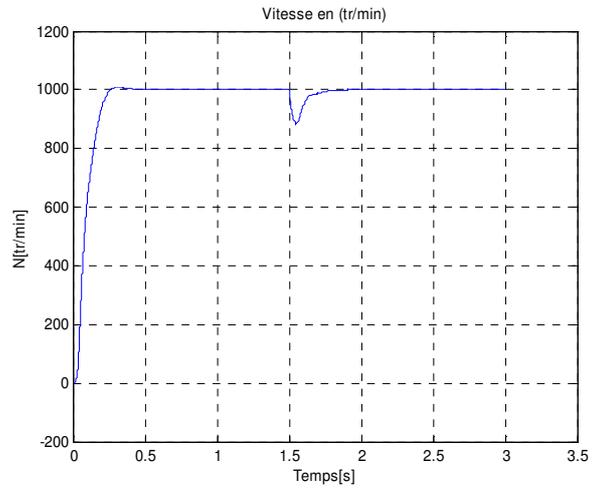


Fig.C.1b. Vitesse de Rotation

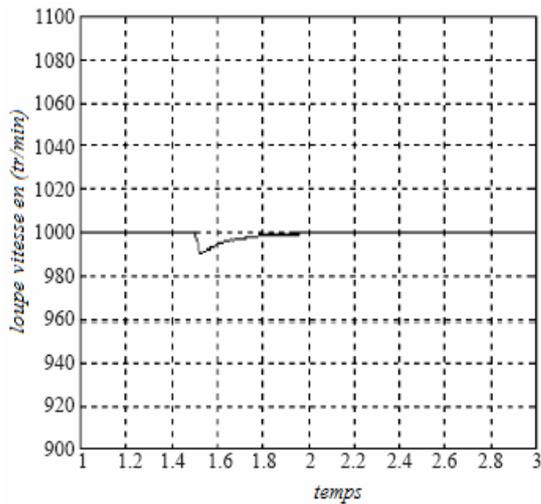


Fig.C.2a. Loupe vitesse de Rotation

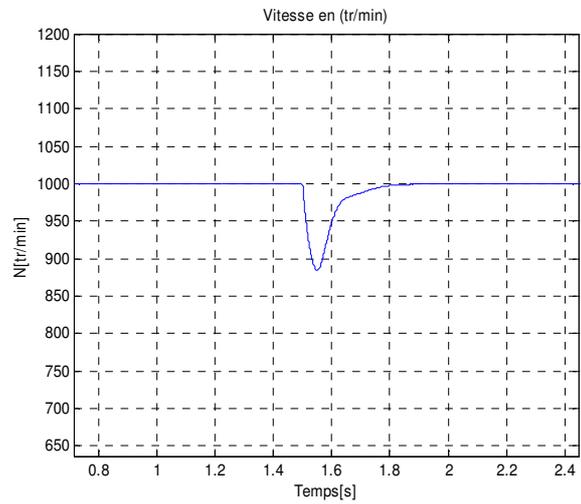


Fig.C.2b. Loupe vitesse de Rotation

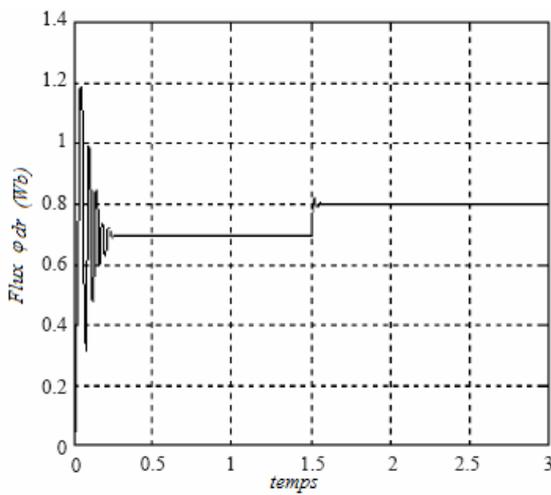


Fig.C.3a. Flux rotorique direct

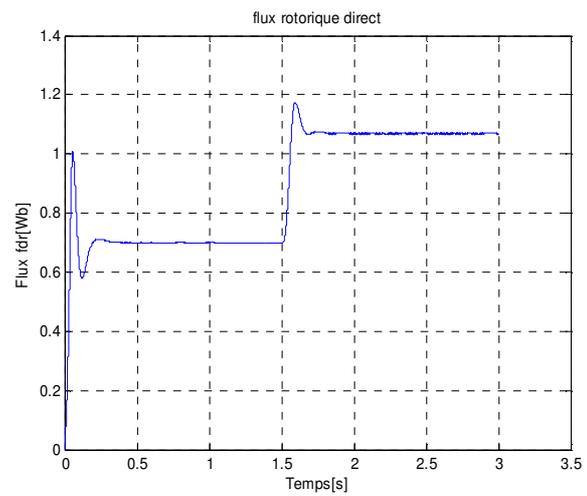


Fig.C.3b. Flux rotorique direct

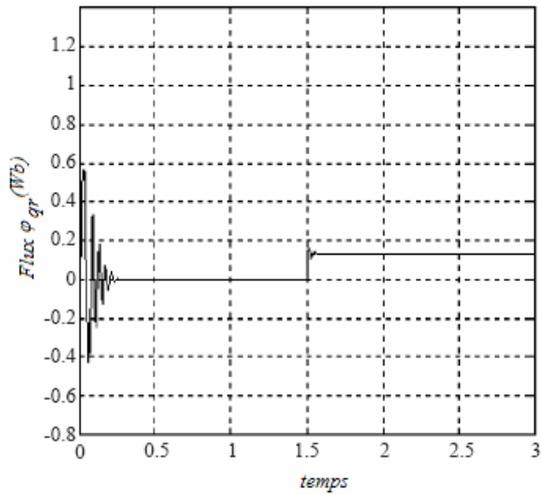


Fig.C.4a. Flux rotorique inverse

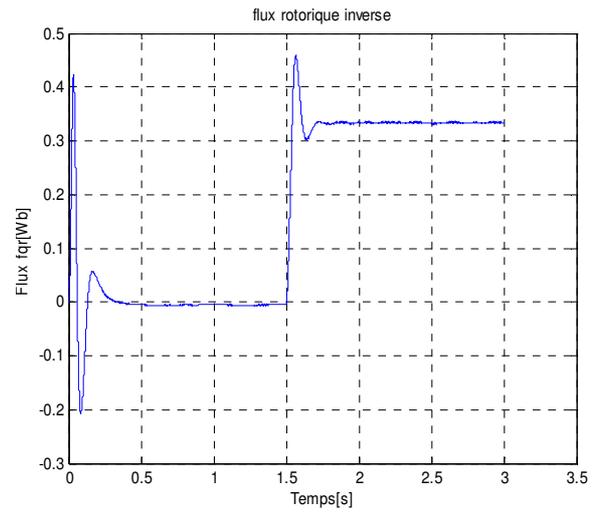


Fig.C.4b. Flux rotorique inverse

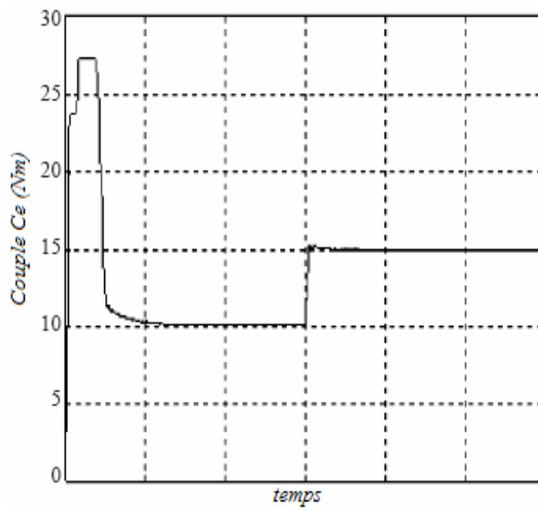


Fig.C.5a. Couple électromagnétique

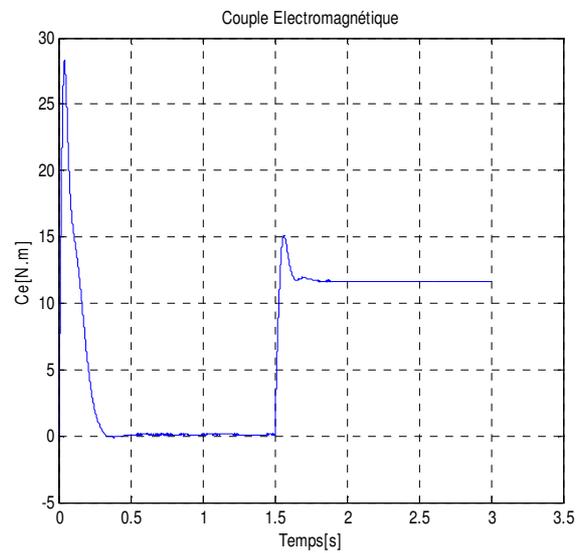


Fig.C.5b. Couple électromagnétique

[67] Hamid Reza Keyhani Abdollah Homaifar Mohammad Reza Zolghadri, "An Extended and Improved Discrete Space Vector Modulation Direct Torque Control for Induction Motors", 2004 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004

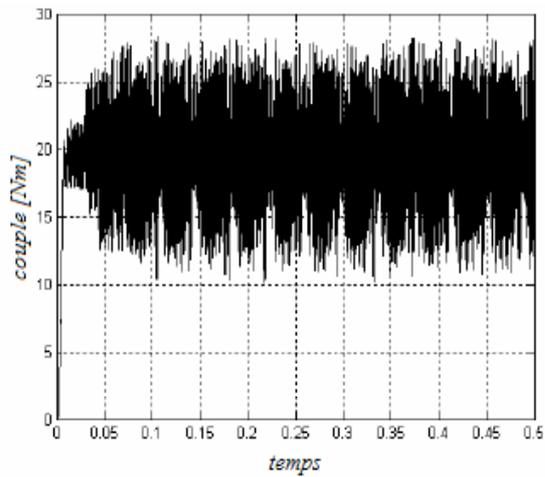


Fig.C.6a. Couple électromagnétique

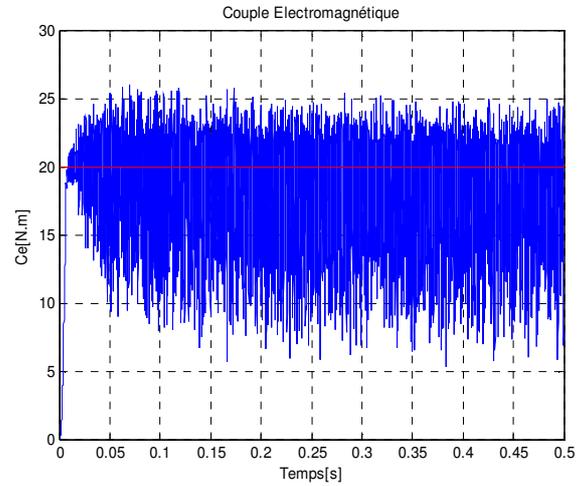


Fig.C.6b. Couple électromagnétique

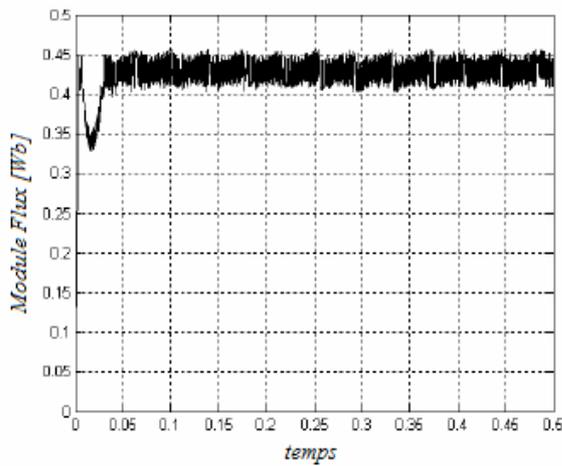


Fig.C.7a. Module flux statorique

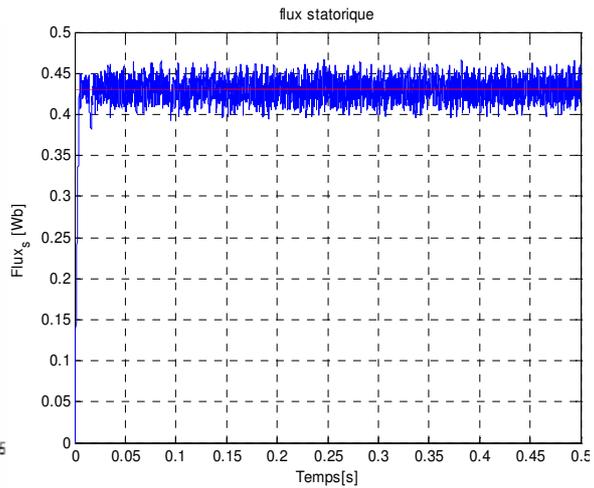
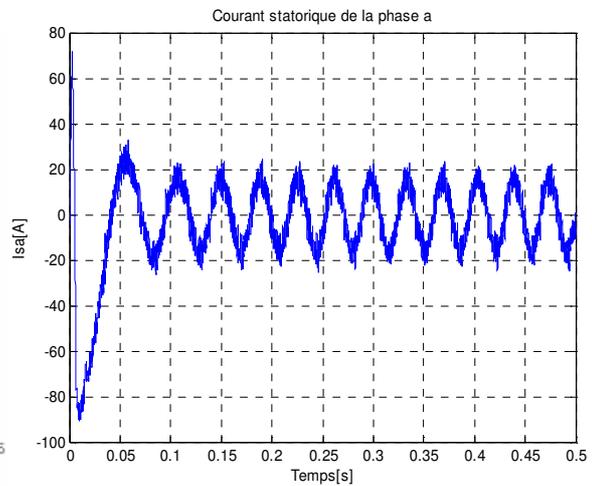
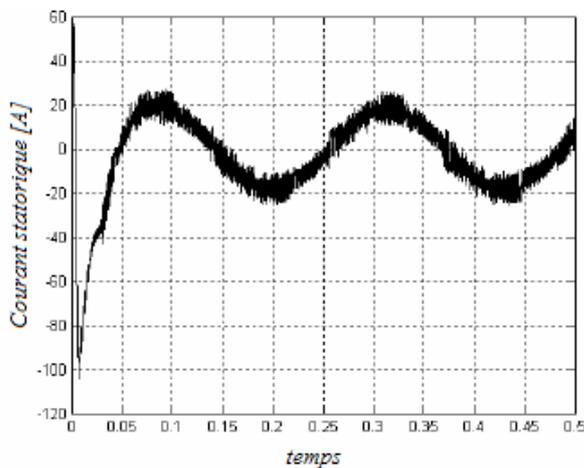


Fig.C.7b. Module flux statorique



[75] Arbind kumar, B.G. Fernades, K. Chatterjee, **“Direct torque control of three Phase induction motor Using SVPWM Without sector and angle Determination”** EPE-PEMC 2004, Paper No. A-71121

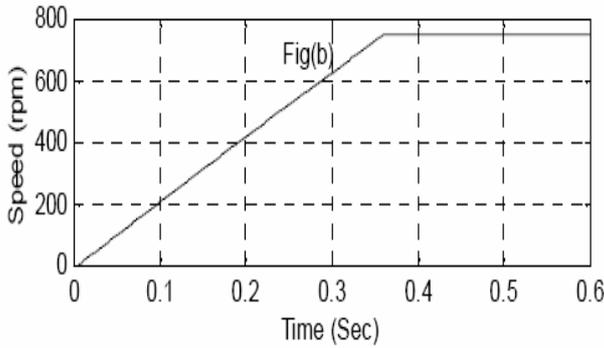


Fig.C.9a. Vitesse de Rotation

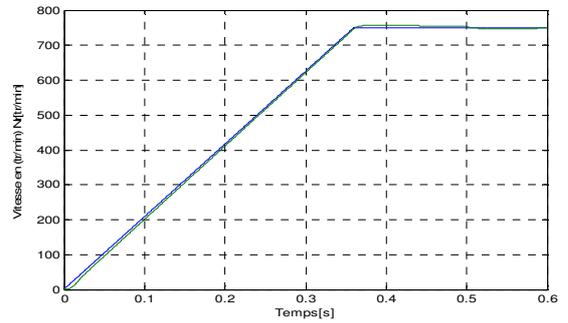


Fig.C.9b. Vitesse de Rotation

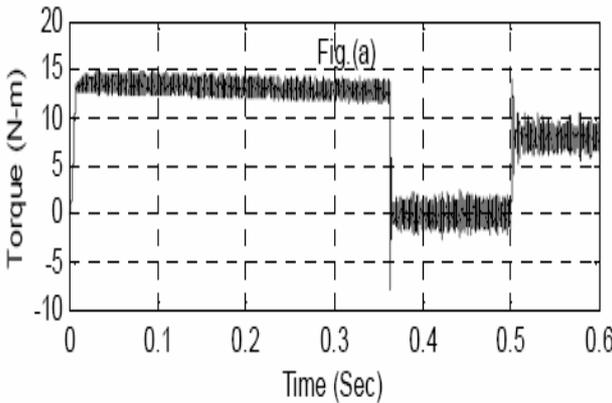


Fig.C.10a. Couple électromagnétique

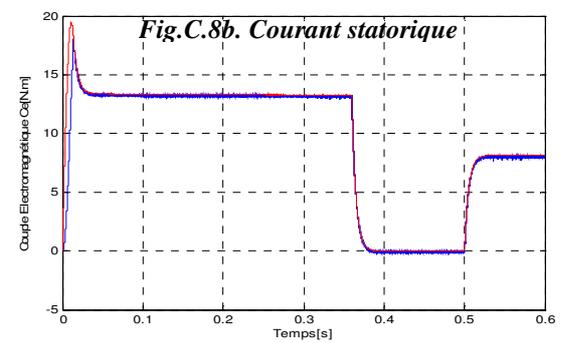


Fig.C.10b. Couple électromagnétique

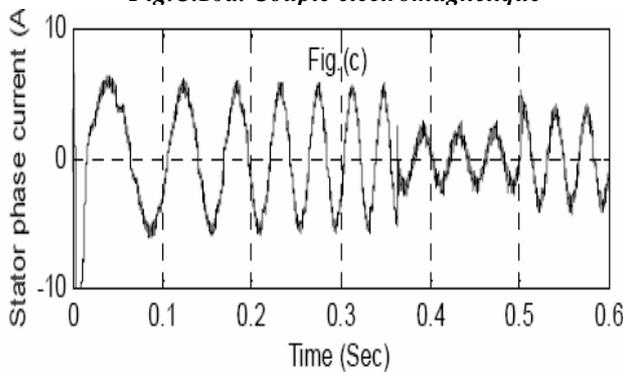


Fig.C.11a. Courant statorique

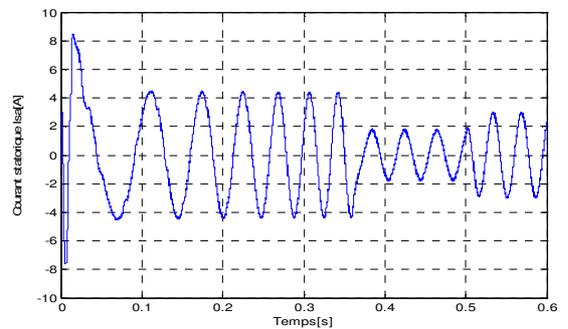


Fig.C.11b. Courant statorique

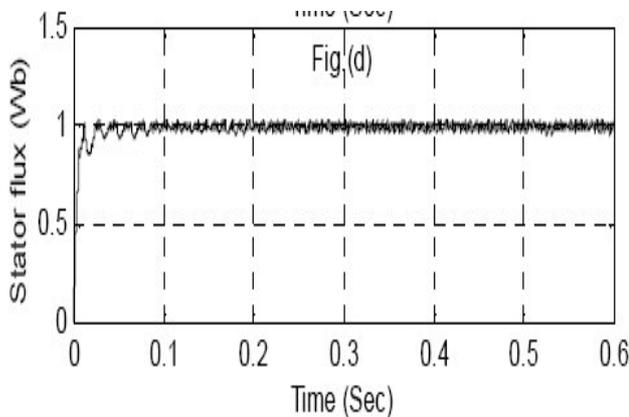


Fig.C.12a. Module flux statorique

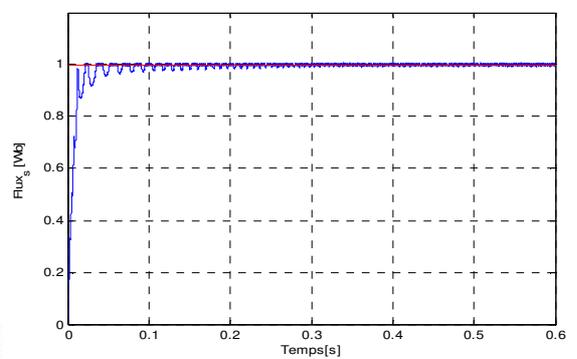


Fig.C.12b. Module flux statorique

[35] D.casadei, G. Grandi, G serra, A. Tani “*Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines*” Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1994. IECON apos;94. Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 - 304 vol.1.

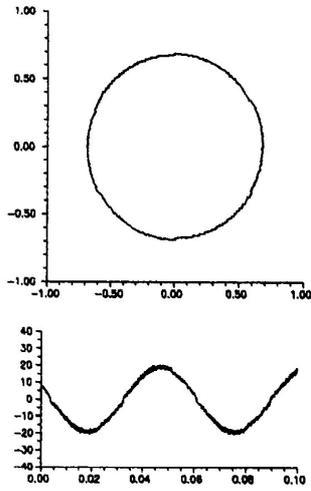


Fig. 4 - Stator flux vector locus and phase current waveform for $\Delta\Phi/\Phi_0=0$

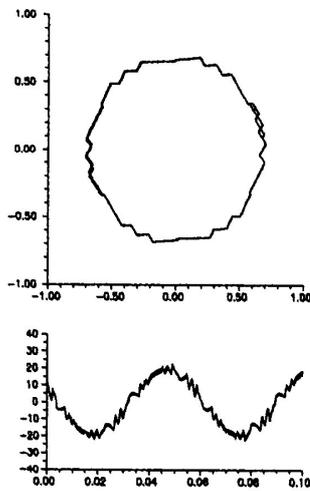


Fig. 5 - Stator flux vector locus and phase current waveform for $\Delta\Phi/\Phi_0=0.07$

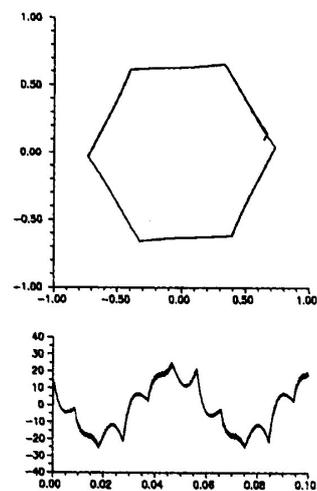


Fig. 6 - Stator flux vector locus and phase current waveform for $\Delta\Phi/\Phi_0=0.14$

Fig.C.13a. Evolution flux statorique et Courant statorique de la phase

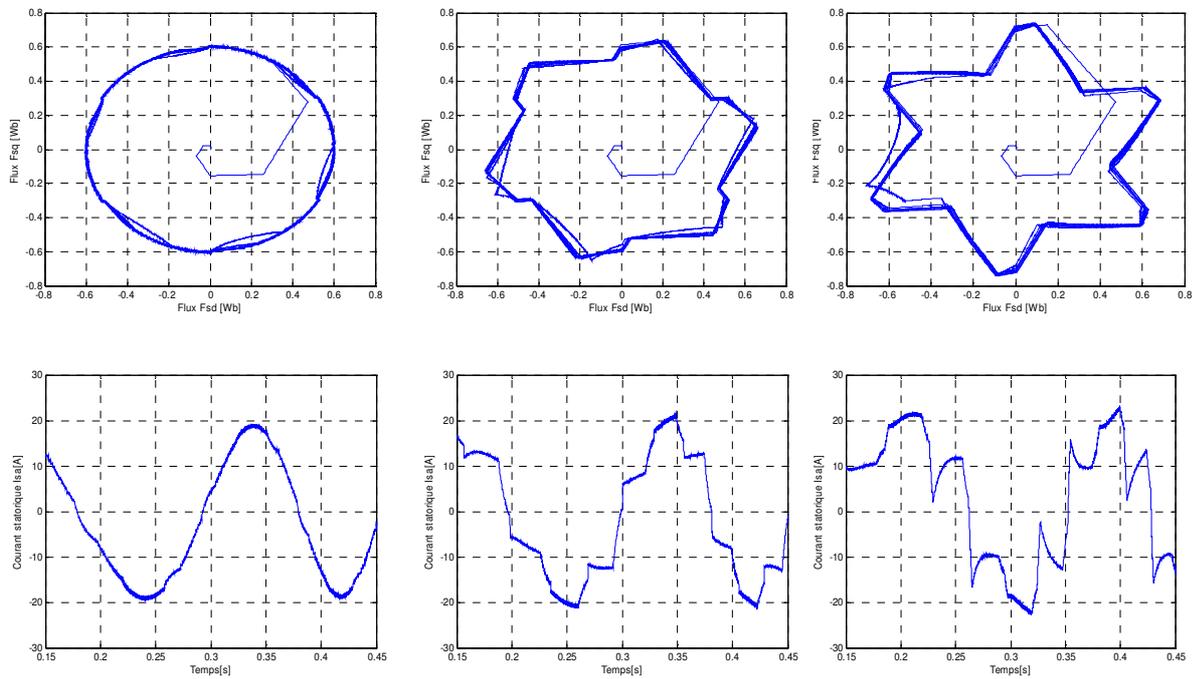


Fig.C.13b. Evolution flux statorique et Courant statorique de la phase pour $\Delta\phi=0, \Delta\phi=0.07, \Delta\phi=0.14$

[67] Hamid Reza Keyhani Abdollah Homaifar Mohammad Reza Zolghadri "An Extended and Improved Discrete Space Vector Modulation Direct Torque Control for Induction Motors" 35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen, Germany, 2004.

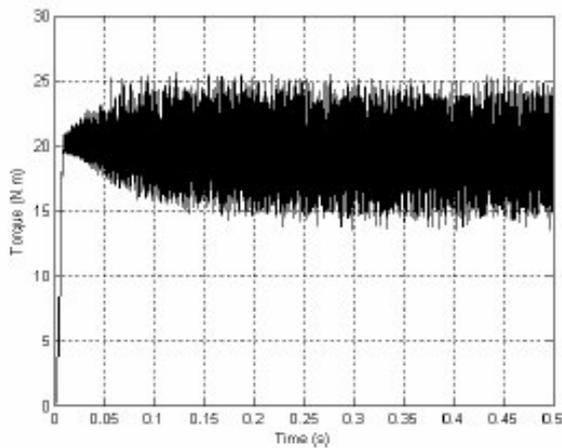


Fig.C.14a. Couple électromagnétique

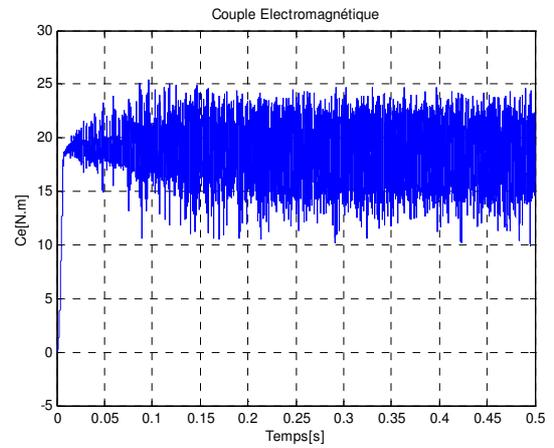


Fig.C.14b. Couple électromagnétique

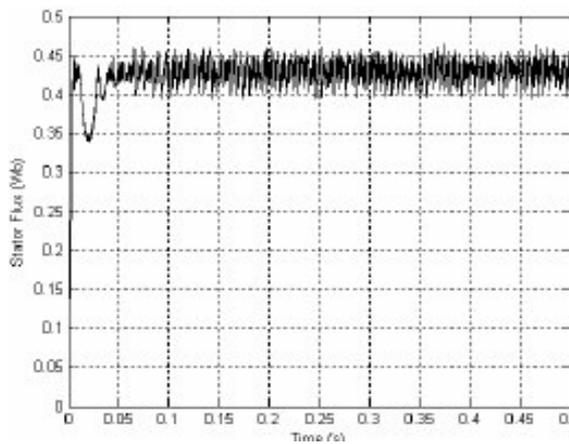


Fig.C.15a. Module flux statorique

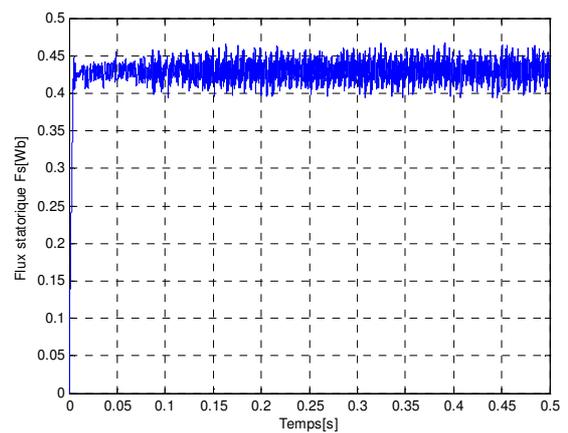


Fig.C.15b. Module flux statorique

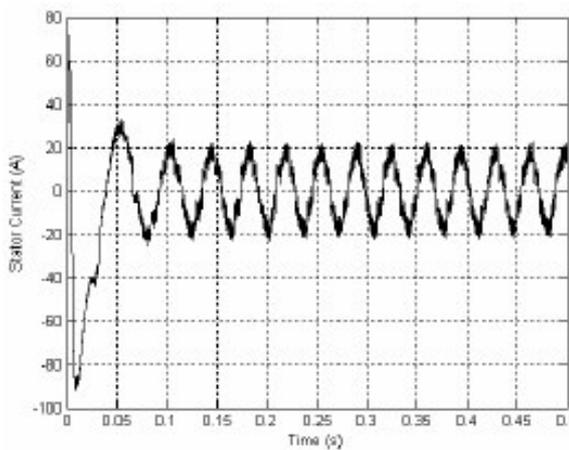


Fig.C.16a. Courant statorique

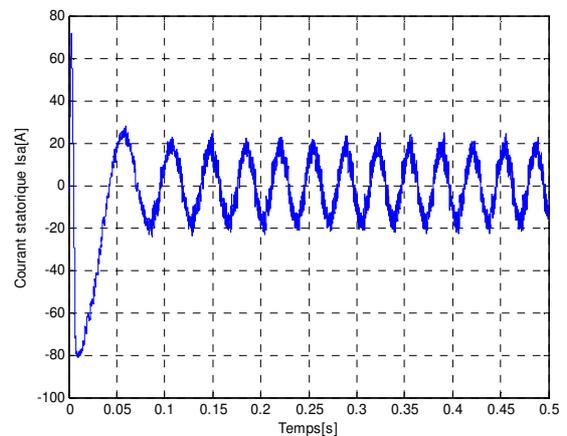


Fig.C.16b. Courant statorique

[75] Arbind kumar, B.G. Fernades, K. Chatterjee, "Direct torque control of three Phase induction motor Using SVPWM Without sector and angle Determination" EPE-PEMC 2004, Paper No. A-71121

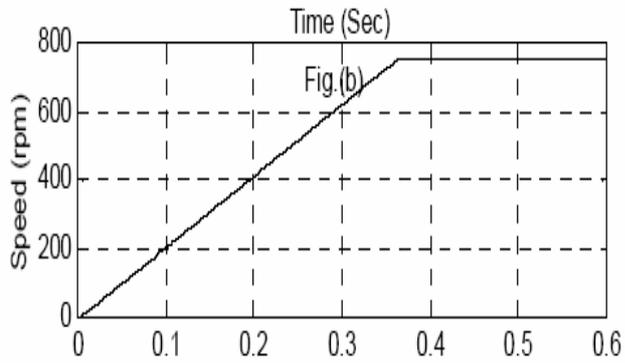


Fig.C.17a. Vitesse de Rotation

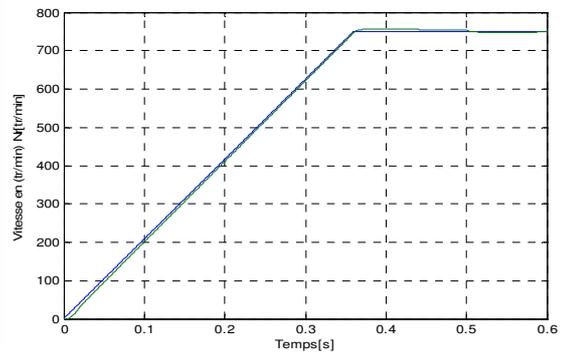


Fig.C17a. Vitesse de Rotation

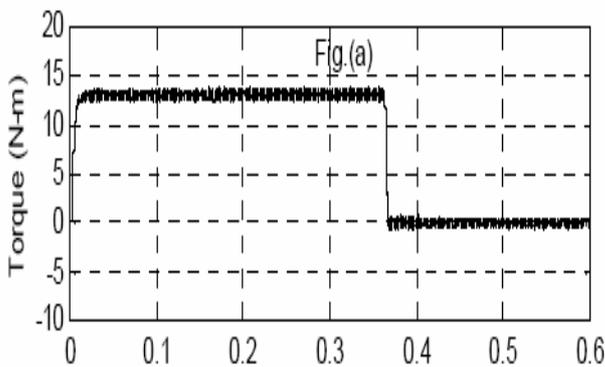


Fig.C.18a. Couple électromagnétique

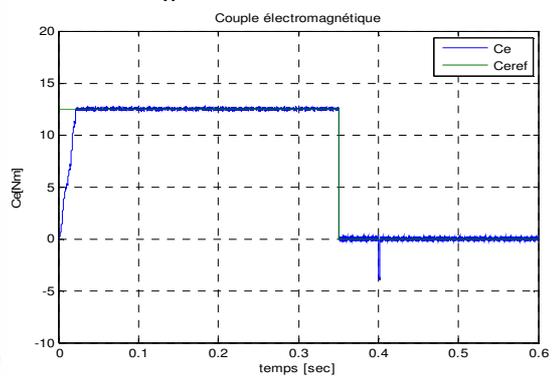


Fig.C.18a. Couple électromagnétique

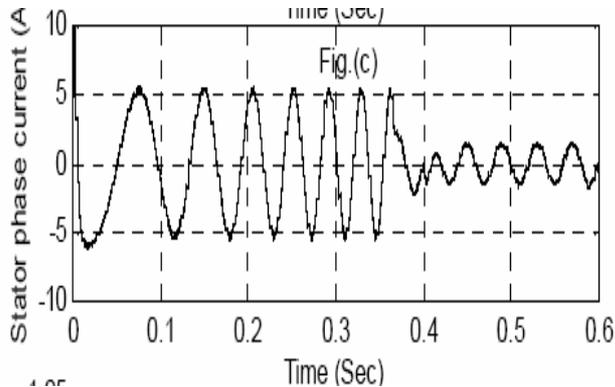


Fig.C.19a. Courant statorique

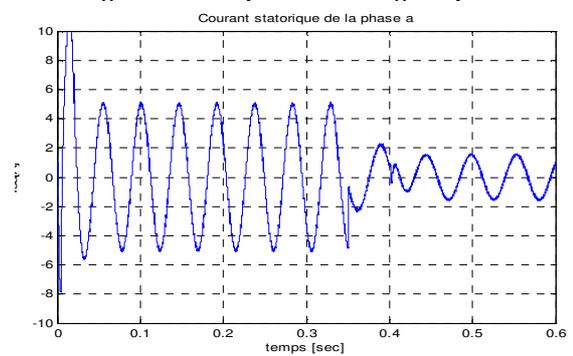


Fig.C.19. Courant statorique

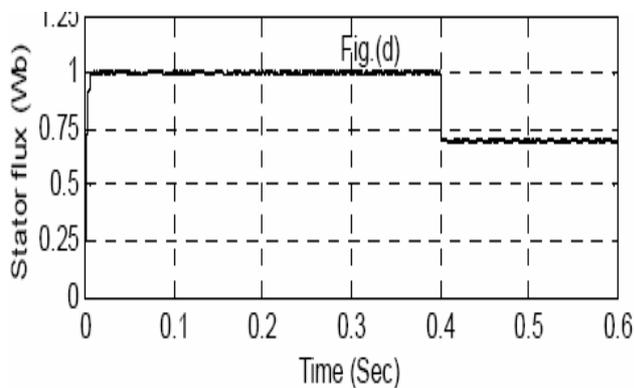


Fig.C.20a. Module flux statorique

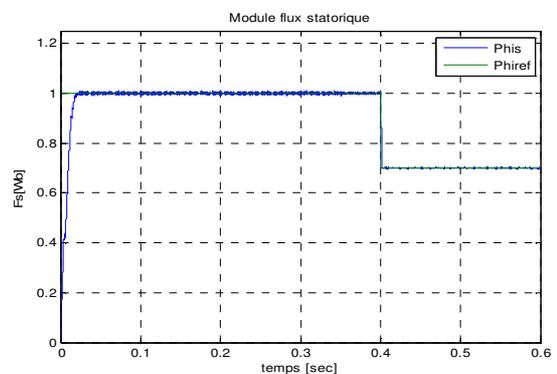


Fig.C.20b. Module flux statorique

[98] Xuezhi Wu; Lipei Huang;” *Direct torque control of three-level inverter using neural networks as switching vector selector*” Industry Applications Conference, 2001. IEEE Volume 2, 30 Sept.-4 Oct. 2001 Page(s):939 - 944 vol.2 10.1109/IAS.2001.

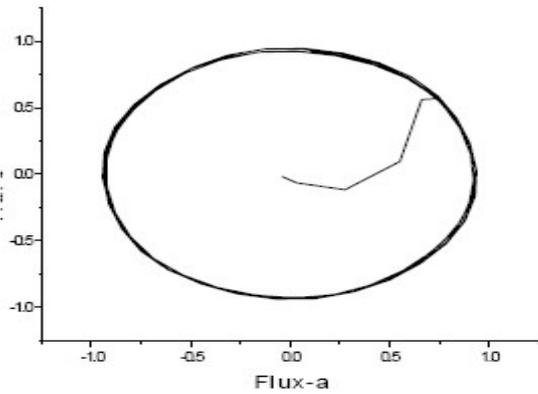


Fig.C.21a. Evolution du flux statorique

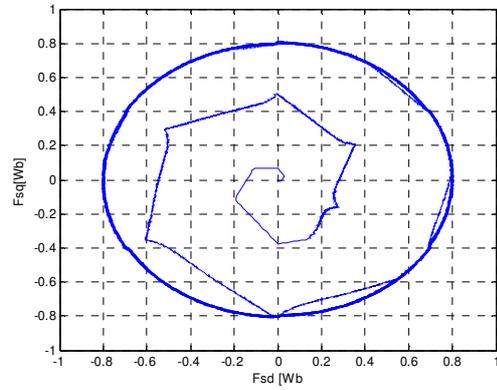


Fig.C.21b. Evolution du flux statorique

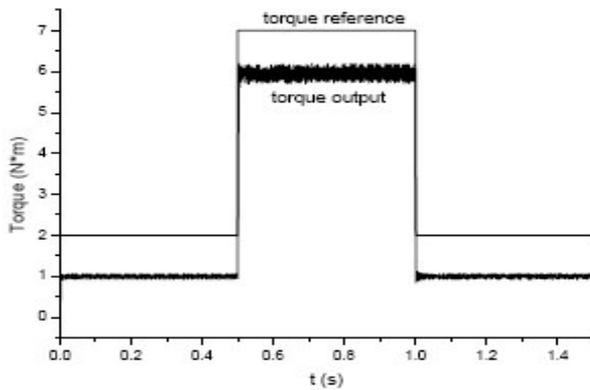


Fig.C.22a. Couple électromagnétique

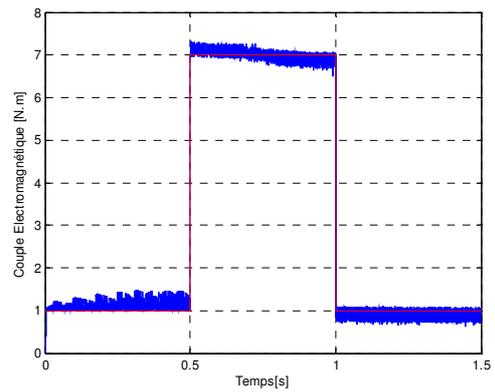


Fig.C.22b. Couple électromagnétique

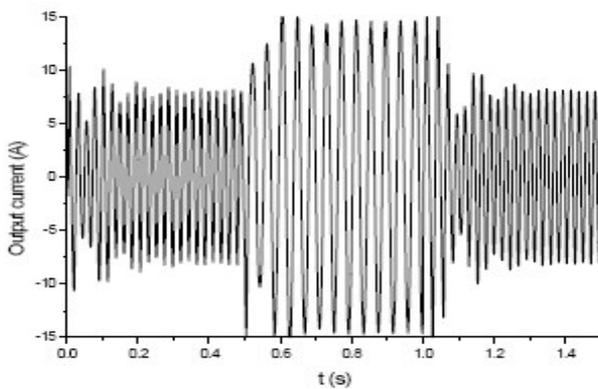


Fig.C.23a. Courant statorique

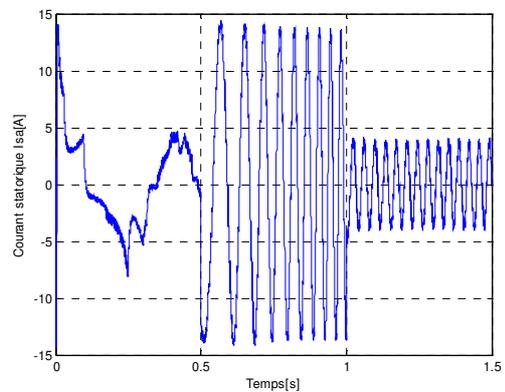


Fig.C.23b. Courant statorique

[110] A. Miloudi, Eid A. al-radadi, A. D. Draou ‘A Variable Gain PI Controller Used for Speed Control of a Direct Torque Neuro Fuzzy Controlled Induction Machine Drive’ Turk J Elec Engin, VOL.15, NO.1 2007. TUBITAK.

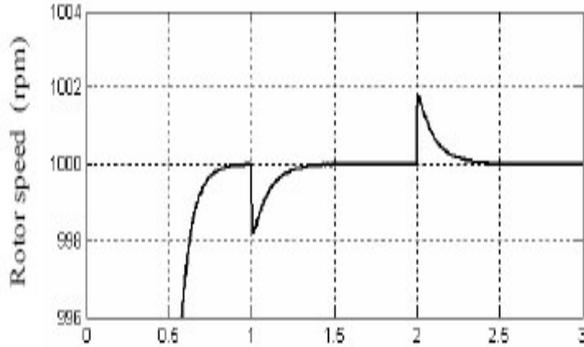


Fig.C.24a. Vitesse de Rotation

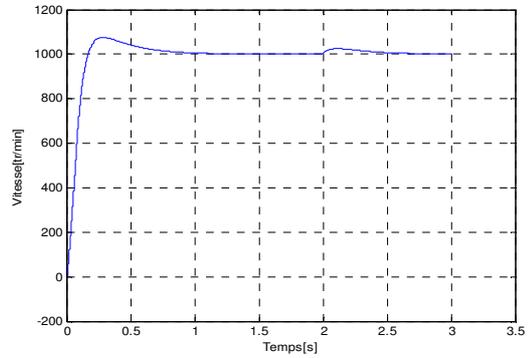


Fig.C.24b. Vitesse de Rotation

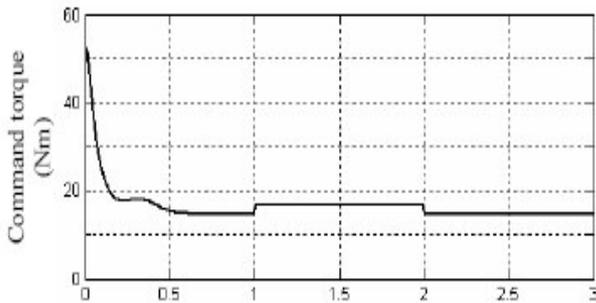


Fig.C.25a. Couple de référence

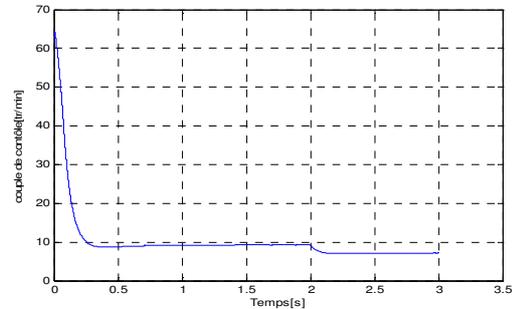


Fig.C.25b. Couple de référence

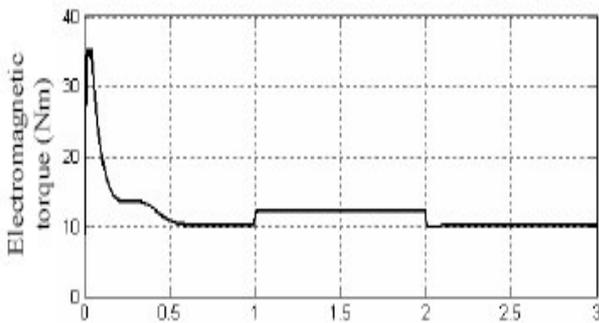


Fig.C.26a. Couple électromagnétique

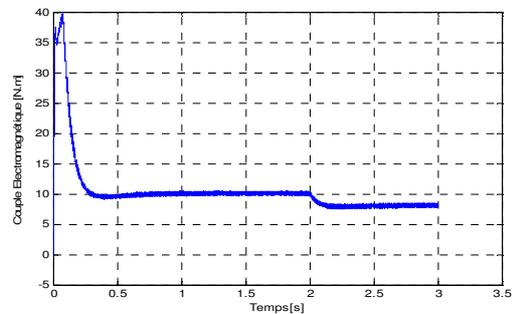


Fig.C.26b. Couple électromagnétique

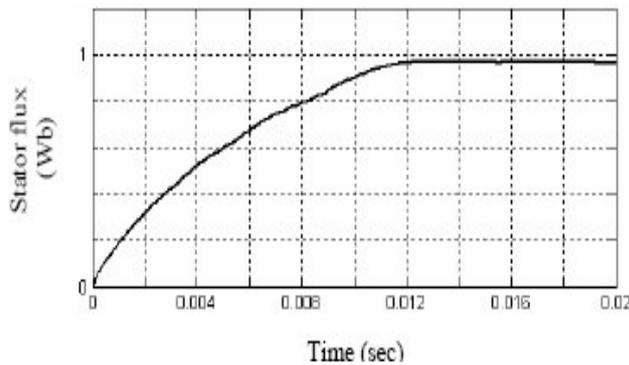


Fig.C.27a. Module flux statorique

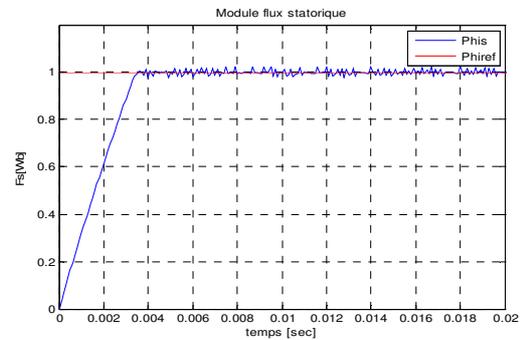


Fig.C.27b. Module flux statorique

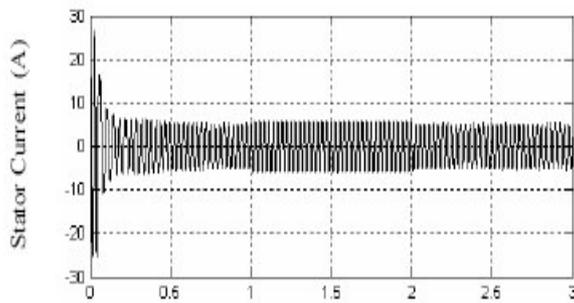


Fig.C.28a. Courant statorique

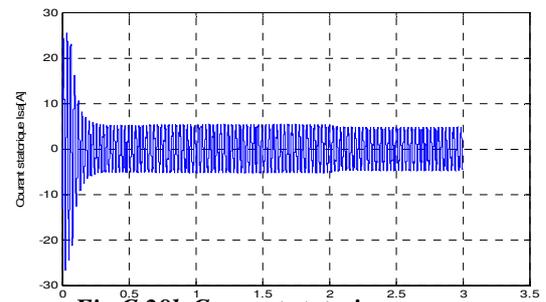


Fig.C.28b. Courant statorique

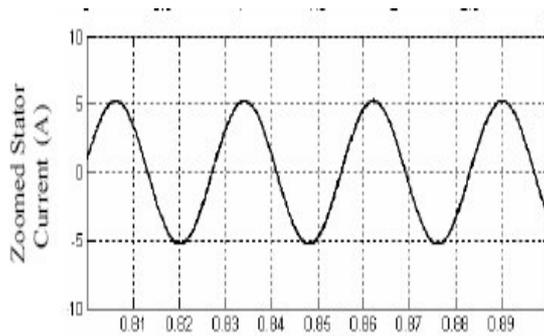


Fig.C.29a. Loupe courant statorique

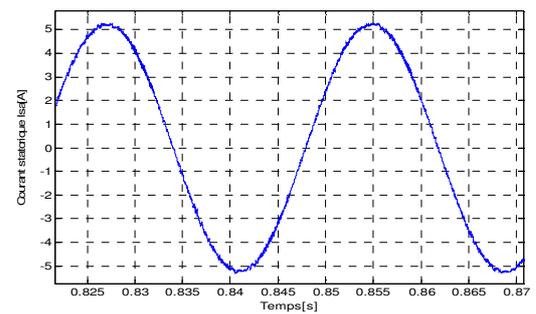


Fig.C.29b. Loupe courant statorique

C.2. Conclusion

La comparaison de mes résultats avec d'autres travaux, montre qu'on a obtenue les mêmes résultats ce qui nous a permis de valider les méthodes d'amélioration de la stratégie de la commande directe du couple proposées dans cette thèse

BIBLIOGRAPHIE



- [1] Antoni Arias Pujol, “*Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors*”, Thesis Université Polytechnic de Catalunya Terrassa, Novembre 2000.
- [2] Gabriel Buche, “*Commande Vectorielle de Machine Asynchrone en Environnement Temps Réel Matlab/Simulink*,” Mémoire D'ingénieur C.N.A.M. En Automatisation Industriel 7 /03/2001centre Régional Associé De Grenoble (C.U.E.F.A)
- [3] Souad Chaouch, “*Commande Vectorielle Robuste d'une Machine a Induction sans Capteur de Vitesse*”, These de doctorat en science en électrotechnique l'université de Batna 03 Décembre 2005.
- [4] Davide Aguglia., “*Identification des Paramètres du Moteur à Induction Triphasé en vue de sa Commande Vectorielle*”, Mémoire, Maître Es Sciences, Université Laval Québec, Canada. Décembre 2004.
- [5] G. Grellet, G. Clerc “*Actionneurs électriques*”, Editions Eyrolles, 1997.
- [6] D. Roye, “*Modélisation, contrôle vectoriel et DTC*”, HERMES Science Europe Ltd, 2000, sous la direction de Carlos Canudas de Wit, Page(s): 81 -132 vol.1
- [7] Leonhard W., “*Control of Machines with the Help of Microelectronics*”, Third IFAC Symposium on Control in Power Electronics and Electrical Drives, Lausanne, Sept 1994, pp. 35-58.
- [8] Ludtke, I., Jayne M. G. “*A comparative study of high performance speed control strategies for voltage source PWM inverter fed induction motor drives*”, Seventh International Conference on electrical Machines and Drives, 11-13 September 1995, University of Durham, UK.
- [9] F. Blaschke, “*The Principle of Field Oriented as Applied to the New Tran Vector Closed-Loop Control System for Rotating Machine*”, Siemens Review, 1972, vol.39, N°4, pp.217-220.
- [10] Rong-Jong Wai , Jeng-Dao Lee and Kuo-Min Lin, “*Robust Decoupled Control of Direct Field-Oriented Induction Motor Drive Industrial Electronics*”, IEEE Transactions on Volume 52, Issue 3, June 2005 Page(s): 837 – 854
- [11] Chady El Moucary, Eduardo Mendes, and Adel Razeq, “*Decoupled Direct Control for PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, No. 5, September/October 2002
- [12] Abdelkoudouss FAQIR “ *Commande A Structure Variable D'un Entrainement A Machine Asynchrone Soumis A Un Environnement Mecanique Variable*” Doctorat L'Université de Picardie Jules Verne France éceembre 2003.
- [13] M. Ouhrouche, R. Beguenane, A.M. Trzynadlowski, J.S. Thongam, and M. Dub´-Dallaire, “*A Pc-Cluster-Based Fully Digital Real-Time Simulation of a Field-Oriented Speed Controller for an Induction Motor*” 10.2316, / Journal.205.2006. 3.205-4346. International Journal of Modelling and Simulation - 2006
- [14] Jacobina. C.B; Bione Fo, J. Salvadori F.; Lima A.m.n; Ribeiro L.a.s, “*A simple indirect field oriented control of induction machines without speed measurement*”, Industry Applications Conference, IEEE., Issue , 2000 Page(s):1809 - 1813 vol.3;
- [15] Y. MILOUD, A. DRAOU “*Performance Analysis of a Fuzzy Logic Based Rotor Resistance Estimator of an Indirect Vector Controlled Induction Motor Drive*” Turk J Elec Engin, VOL.13, NO.2 2005, TUBITAK.
- [16] Pedro Ponce Cruz. Jaime J. Rodriguez Rivas, “*Induction Motor Space Vector Control Using Adaptive Reference Model Direct and Indirect Methods*”, Industrial Electronics, Proceedings IEEE International Symposium, Issue , 2000 Page(s):300 - 305 vol.1
- [17] Brian Heber, Longya Xu, and Yifan Tang, “*Fuzzy Logic Enhanced Speed Control of an Indirect Field-Oriented Induction Machine Drive*”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 12, No. 5, September 1997

- [18] M. Ta-Cao, M. Tarbouchi, H. Le-Huy, "Un variateur de vitesse de haute performance pour l'entraînement à machine asynchrone avec commande vectorielle", Proceedings of the Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering, Montreal, Canada, Sept. 1995, Vol. 1, pp. 288-291
- [19] Scott Wade, Matthew W. Dunnigan, and Barry W. Williams, "Modeling and Simulation of Induction Machine Vector Control with Rotor Resistance Identification", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, N°. 3, May 1997
- [20] Seok Ho Jeon, Student, Kwang Kyo Oh, and Jin Young Choi, "Flux Observer with Online Tuning of Stator and Rotor Resistances for Induction Motors," IEEE Transactions On Industrial Electronics, Vol. 49, No. 3, June 2002.
- [21] In-Joong Ha, and Sang-Hoon Lee, "An Online Identification Method for Both Stator and Rotor Resistances of Induction Motors without Rotational Transducers", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 4, August 2000.
- [22] Chelihi Abdelghani "Commande Adaptative par le Critère D'hyperstabilité" Mémoire de Magistère Institut Nationale des Hydrocarbures Université Boumerdes 2004.
- [23] Ciro Attaianese, Vito Nardi, Aldo Perfetto, and Giuseppe Tomasso, "Vectorial Torque Control: a Novel Approach to Torque and Flux Control of Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, N°. 6, November/December 1999
- [24] Heath Hofmann, Seth R. Sanders, "Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach", IEEE Transactions On Industry Applications, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [25] Y. A Chapuis, "Contrôle Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par L'orientation de son Flux Statorique", Thèse Doctorat INPG, génie électrique.
- [26] Jamel BELHADJ, "Commande Directe en Couple d'une Machine Asynchrone Structures d'observation Application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs", 7 juillet 2001 Thèse Doctorat Toulouse.
- [27] Anne Marie Arker Hissel, "Contrôle Direct du Couple Electromagnétique de Machines Asynchrones de Grande Puissance", Thèse Doctorat ENSEEIHT toulouse 1999.
- [28] Takahashi, I. Ohmori, Y., "High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor", Industry Applications, IEEE Transactions on Date: Mar/Apr 1989, Volume: 25, Issue: 2, on page(s): 257-264
- [29] Hoang Le-Huy, "Comparison of field-oriented control and direct torque control for induction motor drives", Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting. of the IEEE. Vol 2, Issue, 1999 Page(s):1245 - 1252 vol.2
- [30] Rachid, D; Othman, H.; Faouzi, B., "A Completely Vectored Direct Torque Control Scheme for Induction Motor", Systems, Man and Cybernetics, IEEE International Conference, Issue, 6-9 oct. 2002 page(s): 6 pp. vol.5
- [31] Tripathi, A; Das, S.P. "A PC-based hardware and software design for a direct torque and flux controlled induction motor drive system" Industrial Technology 2000. Proceedings of IEEE International Conference on Volume 2, Issue 19-22 Jan. 2000 Page(s): 26 - 31 vol.1
- [32] Buja, G.; Casadei, D.; Serra, G., "Direct torque control of induction motor drives", Proceedings of The IEEE International Symposium, Issue, 7-11 Jul 1997 Page(S):Tu2 - Tu8 Vol.1
- [33] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 - 787.

- [34] I. El Hassan, E. v. Westerholt, X. Roboam, and B. de Fornel, “*Torque Dynamic Behavior of Induction Machine Direct Torque Control in Four Quadrant Operation*,” Proc. International Symposium on Industrial Electronics, ISIE'97, Guimarães, Portugal, July, 1997.
- [35] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, “*Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct Torque of induction machines*” Industrial Electronics, Control and Instrumentation, IECON apos; Vol 1, Issue, 5-9 Sep 1994 Page(s):299 – 304.
- [36] Kaboli, S.; Zolghadri, M.R.; Emadi, “*A Hysteresis band determination of direct torque controlled induction motor drives with torque ripple and motor-inverter loss considerations*” Power Electronics Specialist Conference, PESC '03. 2003 IEEE Volume 3, 15-19 June 2003 Page(s):1107 - 1111 vol.3
- [37] Isao. Takahashi, Toshihiko. Noguchi, “*Take a Look Back Upon the Past Decade of Direct Torque Control*”, IECON. 23rd International Conference on Vol 2, Issue, 9-14 Nov 1997 Page(s): 546 – 551
- [38] C. Attaianesi - G. Tomasso A. Damiano - I. Marongiu A. Perfetto “*Direct Torque and Flux Control of Induction Motor Drives*”, Power Electronics and Drive Systems, Proceedings, Issue, 26-29 May 1997 Page(s):642 - 648 vol.2.
- [39] N.R.N. Idris and A.H.M. Yatim, “*Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, IEEE 2000.
- [40] Nik Rumzi Nik Idris, and Abdul Halim Mohamed Yatim, “*Direct Torque Control of Induction Machines with Constant Switching Frequency and Reduced Torque Ripple*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, No. 4, August 2004
- [41] M. Depenbrock, “*Direct Self-Control (DSC) of inverter-fed induction Machine*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, N°. 2, October 1988.
- [42] Bonanno, F. Consoli, A. Raciti, A. Testa, A. “*An innovative direct self-control scheme for induction motor drives*”, IEEE Transactions on Power Electronics ; Vol. 12 ; Issue: 5 : Sep 1997
- [43] Uwe Baader, Manfred Depenbrock, and Georg Gierse, “*Direct Self Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine: a Basis for Speed Control without Speed Measurement*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, N°. 3, May June 1992 581.
- [44] Xiao Q. Wu and Andreas Steimel, “*Direct Self Control of Induction Machines Fed by a Double Three-Level Inverter*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 44, N°. 4, AUGUST 1997 519.
- [45] Marian P. Kazmierkowski, and Andrzej B. Kasprowicz, “*Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42. No.4, August 1995.
- [46] E. Flach, R. Hoffmann, P. Mutschler, “*Direct Mean Torque Control of An Induction Motor*”, 7th European Conference on Power electronics and Applications (EPE '97), Trondheim, 1997, page 3.672-3.677
- [47] Erich Flach, “*Improved Algorithm for Direct Mean Torque Control of an Induction Motor*”, PCIM '98, Nürnberg, Mai 1998, Seite 261-267
- [48] Ameer Aissa , “*Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d’une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d’un Observateur d’ordre Complet à Modes Glissants*”, Thèse Magister /2005 université Batna
- [49] N.Nait-Said , “*Contribution a l’identification et a la Commande de la Machine a Induction*”, Thèse D’états ES Science de L’institut de Génie Electrique, Université de Batna ,Soutenue le 14 Septembre 1992.

- [50] Carlos de Almeida Martins, “*Contrôle Direct du Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par Convertisseur Multiniveaux à Fréquence Imposée*” Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000.
- [51] Swierczynski Dariusz, “*Space Vector Modulated-Direct Torque Controlled (DTC-SVM) Inverter-Fed Induction Motor Drive*”, Thesis Université de Technologie Lublin Poland 2005.
- [52] Dariusz Świerczyński, “*Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*”, Thesis Warsaw University of Technology Poland 2005
- [53] Y. A. Chapuis, T. Kosaka and N. Matsui, “*Performance Improvement in Start up Condition for DSP-Based Direct Torque Control of an Induction Machine*”, Proceedings of International Power Electronic Conference, IPEC'00, Tokyo, Japan, 2000, vol. 3, pp. 1189-1194.
- [54] M.R. Zolghadri, C. Pelissou, D. Roze, “*Start up of a Global Direct Torque Control System*”, Power Electronics Specialists Conference, 1996, 27th Annual IEEE, Issue , 23-27 Jun 1996 Page(S):370 - 374 Vol.1
- [55] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, “*Steady-State and Transient Performance Evaluation of a DTC Scheme in the Low Speed Range*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 16, N°. 6, Nov. 2001
- [56] Y. A. Chapuis and D. Roze, “*Direct Torque Control and Current Limitation Method in Start Up of an Induction Machine*”, Proceedings of IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, London, UK, 1998, pp. 451-455.
- [57] Haghbin, S.; Zolghadri, M.R.; Kaboli, S.; Emadi, A., “*Performance of PI stator resistance compensator on DTC of induction motor*”, Industrial Electronics Society, Conference of the IEEE, Issue , 2-6 Nov. 2003 Page(s): 425 - 430 vol.1
- [58] L. Tang, M. F. Rahman, and M. E. Haque, “*A Novel PI Stator Resistance Estimator for Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor Drive*”, In Proceedings of the Australian Universities Power Engineering Conference(AUPEC2002), University, Melbourne, Australia, Sep/Oct 2002.
- [59] M. E. Haque and M. F. Rahman “*Influence of Stator Resistance Variation on Direct Torque Controlled Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Performance and Its Compensation*”, IEEE Industry Application Society Annual Meeting, Chicago, USA, vol. 4, pp. 2563 -2569, 2001.
- [60] Lai, Yen-Shin and Jain-HO Chen, “*A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple Reduction*”, IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, No. 3, Sep. 2001, pp. 220-227.
- [61] Buja, G.S.; Kazmierkowski, M.P., “*Direct Torque Control of PWM Inverter-Fed AC Motors - a Survey*”, Industrial Electronics, IEEE Transactions on Volume 51, Issue 4, Aug. 2004 Page(s): 744 – 757.
- [62] Jun-Koo Kang, and Seung-Ki Sul, “*New Direct Torque Control of Induction Motor for Minimum Torque Ripple and Constant Switching Frequency*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No. 5, Sep/Oct 1999.
- [63] R. Toufouti , S.Meziane and H. Benalla., “*Direct Torque Control Strategy of Induction Motors*”, ACTA Electrotechnica et Informatica, Volume 7, Number 1 pp. 22-28, 2007. ISSN 1335-8243
- [64] Jie CHEN Yongdong, Li, “*Virtual Vectors Based Predictive Control of Torque and Flux of Induction Motor and Speed Sensorless Drives*”, Industry Applications Conference, Thirty-

- Fourth IAS Annual Meeting. 1999 IEEE.
- [65] Tang, L.; Zhong, L.; Rahman, A.F.; Hu, Y. , “*An investigation of a modified direct torque control strategy for flux and torque ripple reduction for induction machine drive system with fixed switching frequency*”, Industry Applications Conference, 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the.. Issue, 2002 Page(s): 837 - 844 vol.2
- [66] Domenico Casadei, Giovanni Serra, and Angelo 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, July 2000.
- [67] Keyhani, H.R. Zolghadri, M.R. Homaifar, A, “*An extended and improved discrete space vector modulation direct torque control for induction motors*”, Power Electronics Specialists Conference, IEEE 35th Annual 20-25 June 2004, on page(s): 3414- 3420 Vol. 5.
- [68] Marino, P.; Dapos; Incecco, M.; Visciano, N., “*A Comparison of Direct Torque Control Methodologies For Induction Motor*”, Power Tech Proceedings, IEEE Porto, Issue , 2001 Page(s):6 pp. vol.2
- [69] Khoucha, F.; Marouani, K.; Aliouane, K.; Kheloui, A, “*Experimental Performance Analysis of Adaptive Flux and Speed Observers for Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives*”, Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, Issue , 2004 Page(s): 2678 - 2683 Vol.4.
- [70] Del Pizzo, A.; Marino, P.; Visciano, N., “*Harmonic and inter harmonic impact of DTC-based induction motor drives on 3-wire network*”, Industrial Electronics, Proceedings of the 2002 IEEE, Issue , 2002 Page(s): 1201-1206 vol.4
- [71] Habetler, T.G. Profumo, F. Pastorelli, M. Tolbert, L.M, “*Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation*”, Industry Applications, IEEE Transactions on Publication, Sep/Oct 1992. Vol: 28, Issue: 5
- [72] Cristian Lascu, Ion Boldea, and Frede Blaabjerg, “*A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No. 1, January/February 2000.
- [73] Zhang, J.; Rahman, M.F.; Tang, L, “*Modified Direct Torque Controlled Induction Generator with Space Vector Modulation for Integrated Starter Alternator*”, Power Electronics and Motion Control Conference, The 4th International, Issue , 14-16 Aug. 2004 Page(s): 405 - 408 Vol.1
- [74] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva , S. Kouro And , A. H.Mirand, “*A Novel Direct Torque Control Scheme for Induction Machines with Space Vector Modulation*”, PESC'04 :IEEE 35th annual power electronics specialists conference, Aachen, Germany, 20-25 June 2004, pp. 1392-1397,
- [75] Arbind Kumar, BG Fernandes, K Chatterjee, “*Direct Torque Control of Three Phase Induction Motor Using SVPWM With-out Sector and Angle Determination*”, EPE-PEMC 2004, Paper No. A-71121
- [76] Domenico Casadei, Giovanni Serra and Angelo Tani, “*The Use of Matrix Converters in Direct Torque Control of Induction Machines*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 6, December 2001
- [77] Jehudi Maes and Jan Melkebeek, “*Discrete Time Direct Torque Control of Induction Motors using Back-EMF measurement*”, IEEE industry applications conference 1998. Thirty- third IAS annual meeting 1:407-414 1998.
- [78] Maurizio Cirrincione, Marcello Pucci, Gianpaolo Vitale, and Giansalvo Cirrincione, “*A New Direct Torque Control Strategy for the Minimization of Common-Mode Emissions*”, IEEE

Transactions on Industry Applications, Vol.42, N°.2, March/April 2006

- [79] Shahriyar Kaboli, Esmaeel Vahdati-Khajeh, and Mohammad Reza Zolghadri, “*Probabilistic Voltage Harmonic Analysis of Direct Torque Controlled Induction Motor Drives*”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 21, No. 4, July 2006
- [80] Cristian Lascu, Ion Boldea, and Frede Blaabjerg, “*Direct Torque Control of Sensorless Induction Motor Drives: a Sliding-Mode Approach*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 40, No. 2, March/April 2004.
- [81] Manuele Bertoluzzo, Giuseppe Buja, and Roberto Menis, “*Direct Torque Control of an Induction Motor Using a Single Current Sensor*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, N°. 3, June 2006
- [82] Xavier del Toro Garcia, Antoni Arias, Marcel G. Jayne, Phil A. Witting, Vicenç M. Sala and Jose Luis Romeral , “*New DTC Control Scheme for Induction Motors fed with a Three-level Inverter*”, AUTOMATIKA 2005. ISSN 0005–1144, ATKAAF 46(1–2), 73–81 (2005).
- [83] Hu, X.; Zhang, L. “*A predictive direct torque control scheme for a three-level VSI-fed induction motor drive* ” Electrical Machines and Drives, 1999. Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468) Volume , Issue , 1999 Page(s):334 - 338
- [84] Zhuohui Tan; Yongdong Li; Min Li, “*A Direct Torque Control of Induction Motor Based on Three-Level NP Converter*”, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual. Issue , 2001 Page(s):1435 - 1439 vol. 3
- [85] Martins, C.A.; Carvalho, A.S., “*Technological Trends in Induction Motor Electrical Drives*”, Power tech Proceedings, 2001 IEEE page(s):7 pp. vol.2
- [86] A.M.Arcker-Hissel ,M.Piterzak-David And B. De Fornel, “ *Improved Variable Structure Controllers of High Power 3-Level Inverter-Fed Induction Motor Drivers*”, 2nd IMACS International, Computational Engineering in Systems Applications Co-Sponsored by IEEE, Nabeul- Hammamet, Tunisia . April 1-4, 1998
- [87] Kyo-Beum Lee, Joong-Ho Song, Ick Choy, and Ji-Yoon Yoo, “*Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency*”, IEEE on Power Electronics, Vol. 17, N°. 2 March 2002.
- [88] Toliyat, H.A.; Huangsheng Xu “*novel direct torque control (DTC) method for five phase induction machines*” Applied Power Electronics Conference and Exposition, Volume1, Issue 2000 Page(s):162-168 vol.1APEC 2000.Fifteenth Annual IEEE.
- [89] Bojoi, R.; Farina, F.; Griva, G. Profumo, F.; Tenconi, A. “*Direct torque control for dual three-phase induction motor drives*” Industry Applications, IEEE Transactions on volume 41, Issue 6, Page(s):1627- 1636 Nov-Dec. 2005
- [90] L. Baghli, “*Contribution a La Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques*”, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, 1999.
- [91] Luc Constant, “*Modélisation de Dispositifs Electriques par Réseaux de Neurones en Vue de L'émulation Temps Réel*”, Thèse Doctorat ENSEEIHT Toulouse 2000
- [92] Adel Merabet “*Commande Non Linéaire a Modèle Prédicatif pour une Machine Asynchrone*” Thèse De Doctorat Université Du Québec Mai 2007.
- [93] Kheldoun Aissa, “*Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté*”, Thèse de Doctorat Boumerdès 2007
- [94] Mezache amar, Betto Khalafa “*Estimation et Commande d'un Réacteur de Fabrication de Pâte a Papier par les Réseaux de Neurones Flous*”, Mémoire Ingénieur Université Constantine 1997.

- [95] Dariusz L. Sobczuk, "Application of ANN for Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives" Thesis Warsaw University Of Technology Poland 1999.
- [96] Filipek Piotr, "Neuro-Fuzzy Control of Inverter-Fed Induction Motor Drives" thesis. Lublin University of Technology Poland 2001.
- [97] Cirrincione, G, Cirrincione, M, Chuan Lu, Pucci, M, "Direct Torque Control of Induction Motors by Use of The GMR Neural Network", Neural Networks, Proceedings of the International Joint Conference, Issue , 20-24 July 2003 Page(s): 2106 - 2111 vol.3
- [98] Xuezhi Wu; Lipei Huang;" Direct torque control of three-level inverter using neural networks as switching vector selector" Industry Applications Conference, 2001. IEEE Volume 2, 30 Sept.-4 Oct. 2001 Page(s):939 - 944 vol.2 10.1109/IAS.2001.
- [99] R.Toufouti S.Meziane ,H. Benalla, "Direct Torque Control for Induction Motor Using Intelligent Techniques", Journal of Theoretical and Applied Information Technology, Vol. 3 No. 3 , 35-44. September 2007.
- [100] Mondal, S.K.; J.O.P. Pinto, B.K.Bose, "A Neural-Network-Based Space-Vector PWM Controller for Athree-Level Voltage-Fed Inverter Induction Motor Drive", Industry Applications, IEEE Transactions on. Vol 38, Issue 3, May/Jun 2002 Page(s):660 - 669
- [101] R. Toufouti and S.Meziane and H. Benalla, "Direct Torque Control for Induction Motor Using Fuzzy Logic", ICGST International Journal on Automatic Control and Systems Engineering, ACSE. Volume 6 - Issue 2 2006.
- [102] MINH TA CAO, "Commande Numérique De Machines Asynchrones Par Logique Floue" Thèse doctorat Université Laval QUÉBEC 1997 Canada
- [103] Hong-Wen Wang; Wei-Ping Cui; Xin Zhang and ; Jin-Quan Ren , "An improved method of low speed torque ripple based on adaptive fuzzy torque tracking controller", Machine Learning and Cybernetics, 2004. Proceedings of 2004 International Conference on. Issue , 26-29 Aug. 2004 Page(s): 519 - 522 vol.1
- [104] Lin Chen, Kang-Ling Fang And Zi-Fan Hu , "A Scheme of Fuzzy Direct Torque Control for Induction Machine", Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, 18-21 August 2005
- [105] Hui-Hui Xia0, Shan Li, Pei-Lin Wan, Ming-Fu Zhao, "Study on Fuzzy Direct Torque Control System", Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Beijing, 4-5 August 2002.
- [106] Dan Sun Yikang He Zhu, J.G. , "Sensorless Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fuzzy Logic", Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004. The 4th International.14-16Aug.2004. pp: 1286- 1291 Vol.3
- [107] J.-S. R. Jang, C.-T. Sun, "Neuro-Fuzzy Modelling and Control", Proceeding IEEE, vol. 83, pp. 378 406, Mar. 1995.
- [108] Grabowski, P.Z, Kazmierkowski, M.P.; Bose, B.K.; Blaabjerg, F, "A Simple Direct-Torque Neuro-Fuzzy Control of PWM-Inverter-Fed Induction Motor Drive", Industrial Electronics, IEEE Transactions on Vol.47, Issue 4, Aug 2000 pp:863 - 870.
- [109] Miloudi Abdallah " Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D'un Moteur Asynchrone" thèse Doctorat Es-Science Université Oran JUIN 2006.
- [110] A. Miloudi, Eid A. al-radadi, A. D. Draou "A Variable Gain PI Controller Used for Speed Control of a Direct Torque Neuro Fuzzy Controlled Induction Machine

Drive'' Turk J Elec Engin, VOL.15, NO.1 2007. TUBITAK.

- [111] Gama Valdez, M.A. Romero Romero, D., "*Improvement of an Induction Motor Drive-Based Direct Torque Control Strategy Using a Neuro-Fuzzy Controller*", Electrical and Electronics Engineering, 1st International Conference ; 24-27 June 2004 on page(s): 439-444
- [112] M.P. Kazmierkowski, "*Control Strategies for PWM Rectifier/Inverter-Fed Induction Motors*", Industrial Electronics. ISIE. Proceedings of the 2000 IEEE International Symposium on. Issue , 2000 Page(s):TU15 - TU23 vol.1.

ملخص: مع تقدم إلكترونيك الاستطاعة و تطور تكنولوجيات التحكم الرقمية عدة هياكل تحكم للمحركات ذات التيار المتناوب تم طرحها للحصول على نتائج مطابقة لتلك الخاصة بالآلة ذات التيار المستمر. من بين هذه الهياكل التحكم الشعاعي لتدفق الجزء المتحرك أضحى في السنوات الأخيرة من سبيل البحوث ذات الأهمية الكبيرة نظرا لتوافقها مع المتطلبات الصناعية. لكن هذه البنية تبقى حساسة لتغيرات معاملات الآلة و ضرورة وضع مراقب ميكانيكي.

الدراسة الحالية الهدف منها طرح بنية تحكم للآلات اللامتزامنة تكون قادرة على إعطاء ديناميكية سريعة للعزم الكهرومغناطيسي صلابية ضد تغيرات معاملات الآلة من دون أي مراقب ميكانيكي. التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي يسمح لنا ببلوغ على هذه الأهداف فعن طريق اختيار من جدول استبدال لأشعة المنوب نستطيع التحكم مباشرة و انفراديا في تدفق الجزء الساكن و العزم الكهرومغناطيسي. لكن هذه الإستراتيجية لها سلبيات مهمة. من جهة فتواتر الاستبدال غير مسيطر عليه تأثير مقاومة الجزء الساكن خاصة في السرعات الصغيرة و المتوسطة. فالهدف الرئيسي لهذه الرسالة هو طرح استراتيجيات تحسين مواصفات (DTC). برمجة رقمية في ماتلاب/إسيمينك تم إنجازها لاختبار مدى فعالية الطرق التي تم طرحها.

مفتاح: آلة اللامتزامنة منوب التوتر التحكم الشعاعي (FOC) التحكم المباشر في العزم (DTC) الخلايا العصبية المنطق الغامض

Résumé: Avec les progrès de l'électronique de puissance et le développement des technologies numériques de commande, plusieurs structures de contrôle pour les machines à courant alternative ont été proposées, afin d'obtenir des performances identiques à celles de la machine à courant continu. Parmi ces structures, la commande vectorielle du flux rotorique a été ces dernières années la voie de recherche la plus importante et la mieux adaptée aux exigences industrielles. Cependant cette structure reste très sensible aux variations des paramètres de la machine et nécessite la mise en place d'un capteur mécanique.

La présente étude a pour objectifs de développer une structure de contrôle des machines asynchrones, capable de fournir une bonne dynamique du couple électromagnétique avec une robustesse contre les variations paramétriques sans aucun capteur. Le contrôle direct du couple permet d'atteindre ces objectifs. En effet, par choix dans une table de commutation des vecteurs de sortie de l'onduleur le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement et indépendamment. Cependant cette stratégie présente aussi des inconvénients importants. D'une part, la fréquence de commutation n'est pas maîtrisée, l'ondulation du flux stator et du couple et l'effet de la résistance statorique à basse et moyenne vitesse. L'objectif principal de cette thèse est d'introduire des stratégies d'amélioration des performances la (DTC). Des simulations numériques sur Matlab/Simulink ont été implantées pour valider les méthodes proposées.

Mots clés Machine asynchrone, Onduleur de tension, Commande vectorielle (FOC), Commande directe du couple (DTC), Réseaux neurones, logique floue.

Abstract: With the advancement of power electronics and digital technologies command, several control structures for the AC machines were proposed, in order get performance identical to those of the DC machine. Field oriented control (FOC) has been in recent years towards research largest and best suited to industrial requirements. However, this structure remains very sensitive to parameters variations of the machine and requires the establishment of a mechanical sensor.

The present study deals with development of a control strategy for induction machines, Able of provide a high dynamic response of electromagnetic torque with robustness against parametric variations No sensor. A direct torque control strategy makes it possible to achieve these goals. Indeed by choosing the right inverter output vectors in a switching table, the stator flux and electromagnetic torque are controlled directly and independently. However, some disadvantages are also present such as, switching frequency is not controlled, the ripple in the torque and stator flux and effect of stator resistance variation in low and medium speed. The main goal of this thesis to introduce different strategies for Improvement of performance of the (DTC). Numerical simulations in Matlab/Simulink Have been implanted for validate the proposed method.

Keyword: Induction motor, Voltage source inverter, Field oriented control (FOC), direct torque control (DTC), Neural network, Fuzzy logic.