الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR
ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITE Dr. YAHIA FARES DE MEDEA



FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Département du Génie Électrique

Projet de

Présenté pour l'obtention du Diplôme
De Master en Génie Électrique

Spécialité : *Commande et électronique industrielle*

THEME

Techniques d'amélioration et de réduction des ondulations du couple électromagnétique de la MAS

Encadré par:

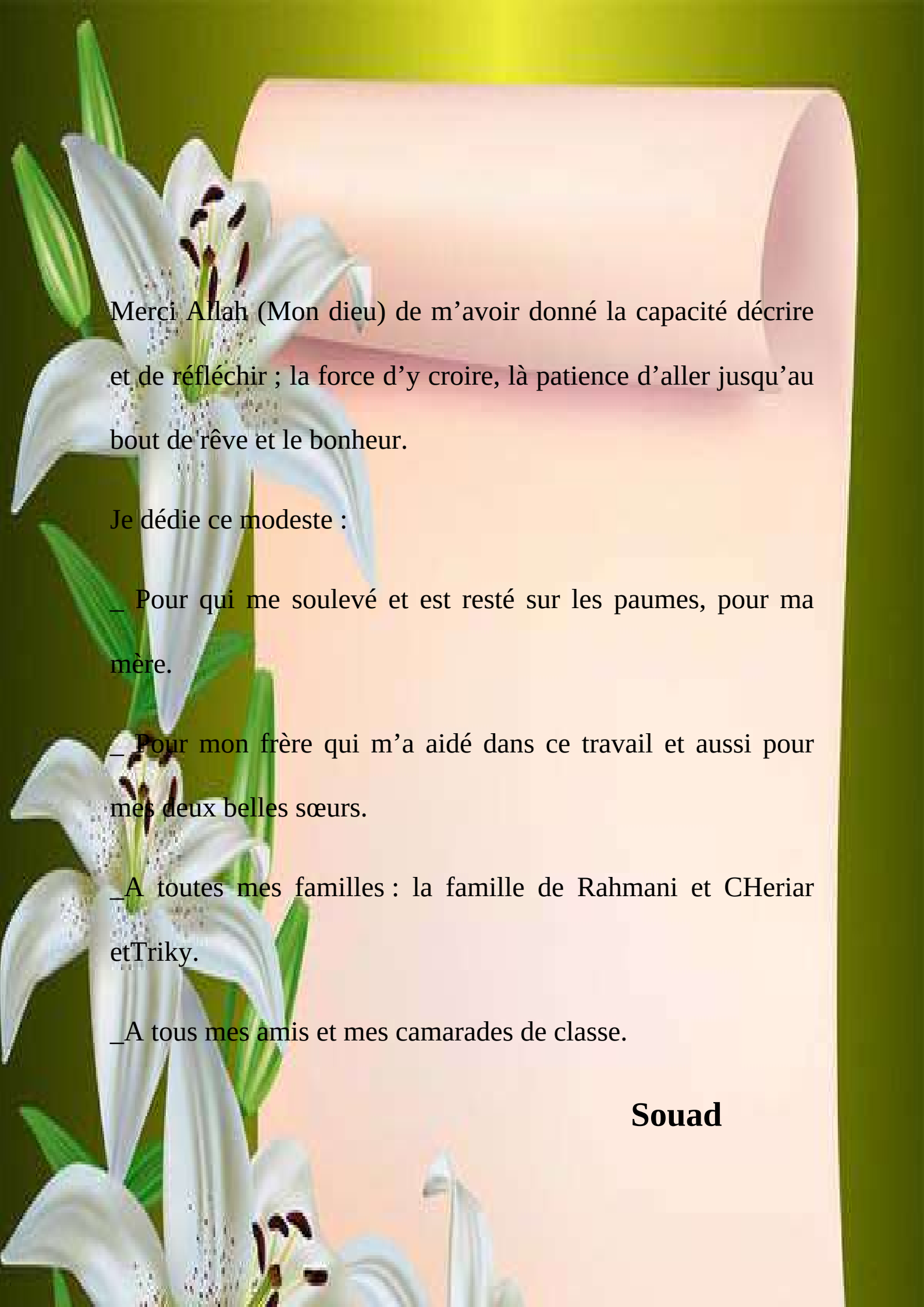
Dr. HAMIDIA Fethia

Dr. ABBADI AMEL

Présenté par

RAHMANI SOUAD

PROMOTION 2013-20014



Merci Allah (Mon dieu) de m’avoir donné la capacité décrire et de réfléchir ; la force d’y croire, là patience d’aller jusqu’au bout de rêve et le bonheur.

Je dédie ce modeste :

_ Pour qui me soulevé et est resté sur les paumes, pour ma mère.

_ Pour mon frère qui m’a aidé dans ce travail et aussi pour mes deux belles sœurs.

_A toutes mes familles : la famille de Rahmani et CHeriar etTriky.

_A tous mes amis et mes camarades de classe.

Souad

Remerciements

Je remercie tous les professeurs qui ont travaillé pour clarifier l'information pour Moi et pour l'achèvement de ce travail et surtout je remercie ma professeur **HAMIDIA Fethia** qui m'a beaucoup aidé pour collecter tous information et présenter mon travail.

Finalement, nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à nos familles qui nous ont toujours soutenues et à tout ce qui participe de réaliser ce mémoire. Ainsi que l'ensemble des enseignants qui ont contribué à notre formation.



Souad Rahmani

SOMME

INTRODUCTION GÉNÉRALE	1
CHAPITRE 1 : CONSTITUTION ET MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	
1.1. INTRODUCTION	3
1.2. CLASSIFICATION DES MACHINES ELECTRIQUES	4
1.3.LA MACHINE ASYNCHRONE	4
1.3.1.Constitution de la MAS	4
1.3.2.Types de fonctionnement	5
1.3.3.Avantages et inconvénients	6
1.3.4.Domaine d'application	6
1.4.MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	6
1.4.1.Description	6
1.4.2. Hypothèse	7
1.5.MODÈLE BIPHASÉ DE LA MACHINE	8
1.5.1.Équations des tensions et flux	8
1.5.2.Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au champ tournant	10
1.5.3.Modèle exprimé dans le repère (d,q) lié au stator	13
CONCLUSION	15
CHAPITRE 2 : LA COMMANDE DTC CLASSIQUE	
2.1. INTRODUCTION	16
2.2. PRINCIPE DU CONTROLE DYNAMIQUE DU COUPLE	16
2.2.1. Présentation vectorielle de la machine et du convertisseur de puissance	18
2.2.2. Contrôle du flux	21
2.2.3. Contrôle du couple électromagnétique	22
2.3. DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE	23
2.3.1. Sélection du vecteur tension	23
2.3.2. Estimation du flux statorique	25
2.3.3. Elaboration du correcteur de flux	26
2.3.4. Estimation du couple	27
2.3.5. Elaboration du correcteur du couple	27
2.3.6.Elaboration de table de commutation	28
2.4.RÉSULTATS DESIMULATIONS	31
2.5. CONCLUSION	32
CHAPITRE 3 : LES SYSTÈMES NEURO-FLOUS.	
3.1. INTRODUCTION	33
3.2. RÉSEAUX DE NEURONES FLOUS	33
3.2.1. Principe et définition	33
3.2.2. Les avantages et les inconvénients de la logique floue et les réseaux de neurones	34
3.3. METHODES DES COMBINAISONS NEURO-FLOUES	35
3.3.1. Réseaux flou neuronal	35
3.3.2. Systèmes neuronal/flou simultanément	35
3.3.3. Modèles neuro-flous coopératifs	36
3.3.4. Modèles neuro-flous hybrides	36
3.3.4.1. Le système neuro-flou hybride de type Mamdani	36
3.3.4.2. Le système neuro-flou hybride de type Takagi-Sugeno	36
3.4. LES APPLICATIONS DES SYSTEMES NEURO-FLOU	38
3.5. LES AVANTAGES DES SYSTÈMES NEURO-FLOUS	38
3.5.1. La rapidité de calcul	39
3.5.2. La flexibilité	39
3.5.3. Généralisation des connaissances	39

3.6. LES TYPES D'IMPLÉMENATATION DES RÉSEAUX NEURO-FLOUS	39
3.6.1.Classification par neuro-flou(NEFCLASS	39
3.6.2.Régulateur neuro-flou (NEFCON)	40
3.6.3.Approximation par neuro-flou (NEFPROX)	41
3.6.4.Neuro flou adaptatifs (ANFIS)	42
3.6. CONCLUSION	42
CHAPITRE 4 LA COMMANDE DTC AMÉLIORÉE	
4.1. INTRODUCTION	43
4.2. LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE À ZONE DÉCALÉE	43
4.2.1. Principe	43
4.2.2. Elaboration de table de commutation	44
4.3. LACOMMANDE DIRECTE DU COUPLE À DOUZE ZONE	45
4.3.1. Principe	45
4.3.2. Elaboration de table de commutation	45
4.4. LA COMMANDE DIRECTE BASÉE SUR LE NEURO-FLOU	46
4.4.1. Principe	46
4.4.2. Caractéristiques	48
4.5. RÉSULTATS DE SIMULATION	49
4.5.1. Résultats de simulation de la DTC à zone décalée	49
4.5.2. Résultats de simulation de la DTC à douze zones	50
4.5.3. Résultats de simulation de la DTC basée sur un contrôleur neuro-flou	51
4.6. CONCLUSION	53
CONCLUSION GENERALE	54
PARAMÈTRES DE LA MACHINE ASNYCHRONE	55
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	56

RÉSUMÉ

ملخص

من أجل تحسين أداء التحكم المباشر للعزم التقليدي والتقليل من تموج العزم الدوران الكهرومغناطيسي للآلة اللّاتزامنية ، بعض من الأساليب التقليدية (المنطقة المزحزحة وذات اثني عشر منطقة) و الأساليب الذكية (النظم العصبية المركبة بالمنطق الغامض) المرتبطة بالتحكم، لتحل محل متحكمات التباطؤ التقليدية وجدول التحول، قد اقترحت، درست ونوقشت في هذا العمل.

كلمات مفتاحية :

التحكم المباشر للعزم ,النظم العصبية المركبة بالمنطق الغامض ,الآلة اللّاتزامنية.

Abstract

In order to improve the performance of the conventional direct torque control and reduce the electromagnetic torque ripples of the asynchronous machine, some conventional approaches (with shifted area and with twelve zones) and intelligent (neuro-fuzzy) associated with command, replacing the conventional comparator hysteresis and switching table, have been proposed, studied and discussed in this work.

Key words

Artificial Neural Network, Direct Torque Control, Neural-Fuzzy System, Asynchronous Motor.

Résumé

Dans le but d'améliorer les performances de la commande directe du couple classique et réduire les ondulations du couple électromagnétique de la machine asynchrone MAS, quelques approches classiques (à zone décalé et à douze zones) et intelligente (neuro-flous) associées à la commande, remplaçant les comparateurs à hystérésis classiques et la table de commutation, ont été proposées, étudiées et discutées dans ce travail.

Mots clés

Commande Directe du Couple, Systèmes Neuro-Flous, Machine Asynchron

NOTATION

Vs	Vecteur de tension statorique
S_a ,S_b, S_c	Les signaux de commande
ϕ_s	Flux statorique
T_e	Couple électromagnétique
T_r	Couple résistant
$\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$, $\phi_{r\alpha}$, $\phi_{r\beta}$	Flux statorique et rotorique dans les axes (α, β)
f	Fréquence
f	Coefficient de frottement visqueux
R_s	Résistance statorique
R_r	Résistance rotorique
i_s	Courant statorique
V_r	Vecteur de tension rotorique
$\mathrm{i_s}$, i_r	Inductances propres des phases statorique et rotorique
$S_{1\ldots12}$	Secteur 1…12
[L_{cs}], [L_{cr}] et [M_{rs}]	Matrices d'induction statorique, rotorique et mutuelle
θ	L'angle entre le flux statorique et l'axe de référence
ω	Vitesse électrique
p	Nombre de paires de pôles
σ	Coefficient de dispersion
T_s, T_r	Constante de temps rotorique et statorique
L_S , L_r	Inductance propre d'une phase statorique et rotorique
θs	Pulsation statorique
θ_m	Pulsation mécanique
θ_{s1}	Pulsation de glissement
p	Nombre de paires de pôles

f	Coefficient de frottement visqueux
O_i	les signaux de sorties d'ordres *i* de la troisième couche respectivement.
J	Moment d'inertie de la machine
Ω	Vitesse mécanique
$[L_{cs}]$, $[L_{cr}]$ et $[M_{rs}]$	Matrices d'induction statorique, rotorique et mutuelle
$L_{s(r)}$	Inductance propre d'une phase du stator (rotor)
$M_{s(r)}$	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques)
M_s	La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases de l'induit
M_f	La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre l'inducteur et une phase de l'induit
M	Inductance cyclique mutuelle

ABREVIATION

ANFIS	**A**daptive **N**eural **F**lou **I**nference **S**ystem
TS	Takagi-Suglno
CDTC	**C**lassical **DTC**
DTC	**D**irect **T**orque **C**ontrol
DTC_12	**DTC** avec **12** zones
MAS	**M**achine Asynchrone
NFDTC	**N**eural **F**lou **DTC**
NEFPROX	**N**euro **F**lou **F**unction ap**PROX**imator
NEFCLASS	**N**euro-**F**lou **CLASS**ification
NEFCON	**N**euro-**F**lou **CON**troller

Liste des figures

Figure 1.1. moteur asynchrone à cage d'écureuil (coupe partielle). …….. 03

Figure 1.2.Vue éclatée d'un moteur asynchrone triphasé (Leroy-Somer)……..... 05

Figure1.3**.** Définition des angles entre les différents repères quadratiques……..09

Figure 2.1**.** Structure de la Commande Directe du Couple DTC ……17

Figure 2.2. Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge……..……..……. 18

Figure 2.3. Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux ……20

Figure 2.4. a.) Sélection du vecteur tension V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux, b.) Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α, β)……21

Figure 2.5. Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique.……..23

Figure 2.6. Sélection du vecteur tension selon la zone 1…….…… 24

Figure 2.7. Différents effets de vecteurs tensions au début et à la fin de la zone…….. 24

Figure 2.8. Fonction de sortie du correcteur du flux et de la forme de l'amplitude du flux... 26

Figure 2.9. Fonction de sortie du correcteur du couple (hystérésis à trois niveaux)…… 28

Figure 2.10. Evolution du couple électromagnétique et le flux statorique……..…. 31

Figure 3.1. Principe du Neuro-flou……..…..……33

Figure 3.2. Le système neuro-flou de Mamdani……..……..…. 36

Figure 3.3. Le système neuro-flou de Takagi-sugeno…….……..……37

Figure 3.4. Architecture de NEFCLASS……..…40

Figure 3.5. Architecture de NEFCON…….40

Figure3.6. Architecture de NEFPROX……...41

Figure 3.7. Architecture de ANFIS……..……. 42

Figure4.1. Représentation de la DTC classique et DTC modifiée……...43

Figure 4.2. Définition des douze secteurs de la DTC12……...……45

Figure 4.3.contrôleur neuro-flou du contrôle direct du couple(NFDTC)……...46

Figure 4.4. Structure d'un régulateur neuro-flou de la DTC……...….48

Figure 4.5. Evolution du couple et flux de la DTC CLA (Classique) et la DTC Á ZONE DEC (décalée)……49

Figure 4.6. Evolution du couple et flux de la DTC_12……...…….50

Figure 4.7. Evolution du couple et flux de la DTC en utilisant un contrôleur neuro-flou avec une application de couple de charge (rampe et inversion du couple)……...51

Figure 4.8. Evolution du couple et flux de la DTC en utilisant un contrôleur neuro-flou..….52

Figure 4.9. Résultats comparatifs du couple en utilisant la DTC classique et la NFDTC..... 52

Liste des tableaux

Tableau 2.1. Différentes stratégies de commutation……..…….. 28

Tableau 2.2. Première stratégie de contrôle.....29

Tableau 2.3. Deuxième stratégie de contrôle……..…….29

Tableau 2.4. Troisième stratégie de contrôle……..…….30

Tableau 2.5. Quatrième stratégie de contrôle……..……..30

Tableau 2.6. Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux..... 30

Tableau 3.1. Les avantages et les inconvénients de la logique floue et réseaux de neurones…….…….....31

Tableau 4.1. Comportement de chaque vecteur tension dans le premier secteur…….....44

Tableau 4.2. Stratégie de contrôle de la DTC modifiée……...….... 44

Tableau 4.3. Application des six vecteurs de tension dans les 12 secteurs de la DTC_12…..46

Tableau 4.4. Les caractéristiques de régulateur neuro-flous……..…. 48

NOTATIONSET ABRIVIATIONS

INTRODUCTION GÉGÉRALE

INTRODUCTION GÉGÉRALE

L’industrie utilise, pour une part grandissante, l’énergie électrique afin de se fournir en force motrice, car les actionneurs électriques gagnent régulièrement en performances. Ceci est notamment dû à l’évolution de la commande des systèmes électrotechniques. En effet, les stratégies de commande profitent de l’évolution rapide de l’électronique de puissance et de la micro-informatique.

Avant l’évolution de l’électronique de puissance et de la micro-informatique, la machine à courant continu était la reine du domaine des entrainements à vitesse variable, cependant, avec tous les problèmes et les inconvénients qu’une machine de ce genre peut causer (coût de fabrication, coût d’entretien, faible couple massique. etc.), l’orientation vers les puissances et de très grandes précisions (robotique, servomoteur). En revanche, le variateur de vitesse asynchrone de petite et moyenne puissance est utilisé dans des applications comme les pompes, la manutention, la ventilation, l’emballage/embouteillage et des applications de conditionnement qui composent environ 75% du marché de la variation de vitesse à courant alternatif.

Les techniques basées sur l'emploi des réseaux de neurones artificiels suscitent aujourd'hui un intérêt croissant dans les domaines de la commande et de la robotique. La rapidité de traitement, les capacités d'apprentissage et d'adaptation, mais aussi la robustesse de ces approches motivent en grande partie ces travaux.

Au cours de ces dernières années, la combinaison de ces techniques a attiré l’attention de beaucoup de chercheurs. Plusieurs hybridations ont été alors proposées dont les plus rencontrées sont les systèmes neuro-flous

L’objectif principal de ce travail est d’améliorer les performances de la commande directe du couple classique appliquée aux machines asynchrones (MAS). Après une étude détaillée de cette technique. On propose quelques améliorations, lié d’une part, au découpage du plan (α,β) qui influe sur le contrôle du flux et le couple, de l’autre part, aux ondulations du couple électromagnétique. Pour atteindre nos objectifs, ce mémoire se décompose en quatre chapitres:

INTRODUCTION GÉGÉRALE

Le premier chapitre de ce travail sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park, alors que dans le deuxième chapitre, on expose brièvement les méthodes de commande de la machine pour arriver à présenter le principe de la commande DTC,

on explique 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. Des résultats de simulation sont présentés par la suite.

Dans le troisième chapitre, on présente un aperçu les techniques intelligents, on commence par les réseaux de neurones, en citant ses techniques d'apprentissage, ensuite on donne une idée générale sur la logique floue ainsi que les différentes méthodes de conceptions d'un système flou et pour combiner les avantages de la logique floue et les réseaux de neurones, on terminera ce chapitre par présenter les techniques hybride dite neuro-flous.

Dans le quatrième chapitre, on expose quelques aspects améliorables, en premier lieu, on présente la commande DTC à zone décalé et à douze zones, la première technique est utilisée pour éliminer l'ambiguïté de couple alors que la deuxième est utilisée pour éliminer l'ambiguïté du flux. En second lieu, dans le but de minimiser les ondulations du couple provoqués par l'utilisation des comparateurs à hystérésis dans la DTC classique, on propose un contrôleur neuro-flou pour remplacer ces deux comparateurs et la table de commutation.

On termine par une conclusion sur l'ensemble de cette étude et on propose des perspectives à ce travail, l'annexe contient les paramètres de la machine utilisée.

CHAPITRE 1

CONSTITUTION ETMODÉLISATION DE LAMACHINE ASYNCHRON

1.1. INTRODUCTION

La machine asynchrone, connue également sous le terme « anglo-saxon » de machine à induction, est une machine électrique à courant alternatif sans connexion entre le stator et le rotor. Les machines possédant un rotor « en cage d'écureuil » sont aussi connues sous le nom de machines à cage ou machines à cage d'écureuil. Le terme asynchrone provient du fait que la vitesse de rotation du rotor de ces machines n'est pas exactement déterminée par la fréquence des courants qui traversent leur stator.

Le système à modéliser dans notre étude est constitué de la machine asynchrone et son alimentation. Le rappel du modèle mathématique est suivi de la simplification des équations par la transformation de PARK, en vue d'une modélisation de la machine asynchrone triphasée comme une machine biphasé équivalente ; et après un choix convenable du référentiel, on déduit le modèle de la machine asynchrone alimentée en tension.

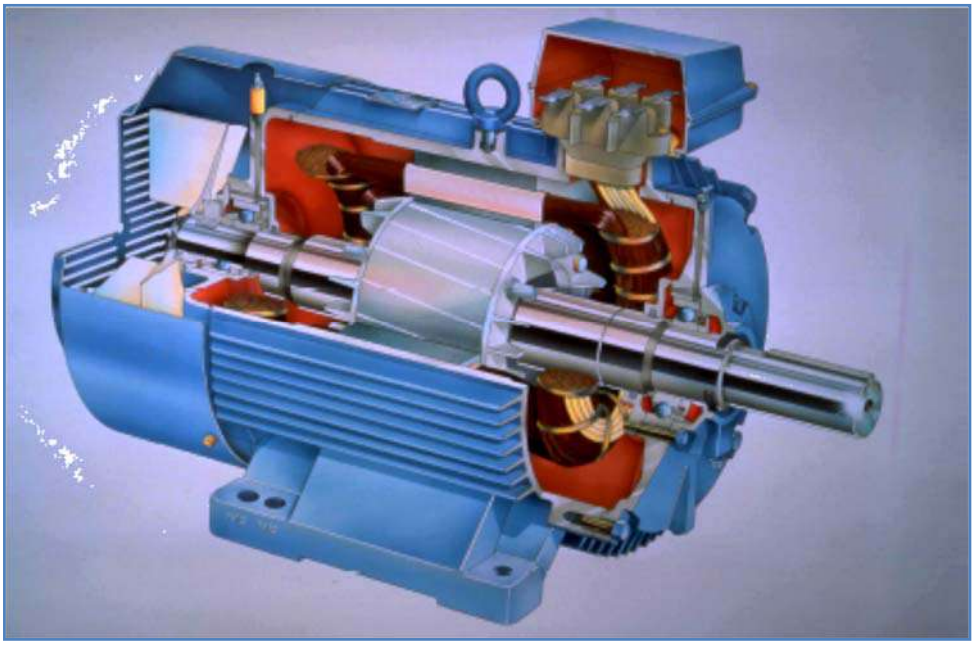


Figure 1.1. : moteur asynchrone à cage d'écureuil (coupe partielle) [10]

1.2. CLASSIFICATION DES MACHINES ELECTRIQUES [19]

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- ✓ Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- ✓ Par la construction.

Par leur type d'alimentation :

- ✓ Machines à Courant Continu ;
- ✓ Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound.
- ✓ Machines à Courant Alternatif ;
- ✓ Machines synchrones ;
- ✓ Machines asynchrones.

Par leur construction

- ✓ Machines sans collecteur ;
- ✓ Machines asynchrones ;
- ✓ Machine synchrone à aimants permanents.
- ✓ Machines avec collecteur.
- ✓ Machines à courant continu ;
- ✓ Machines synchrones.

Pour notre cas on s'intéresse à l'étude de la modélisation et de la commande de la machine asynchrone citée ci-dessus.

1.3. LA MACHINE ASYNCHRONE

1.3.1. Constitution de la MAS

Le variateur de vitesse, constitué par un moteur asynchrone et un convertisseur statique, prend de plus en plus d'importance dans le domaine de la vitesse variable grâce d'une part au progrès dans le domaine des convertisseurs de puissance et d'autre part aux divers avantages que représente le moteur asynchrone par rapport au moteur à courant continu [8].

Ce type de machine comporte l'inducteur qu'est situé au stator, l'induit au rotor

Il existe deux sortes de rotor:

- ✓ Rotor à “cage d'écureuil” (robuste et bon marché)
- ✓ Rotor bobiné.

La machine asynchrone à cage, 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. Celui-ci est également constitué d’encoches où sont logés des barreaux en aluminium coulé ou en cuivre. 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 [22], alors les principales parties d’un moteur asynchrone triphasé sont représentées sur la figure 1.2.

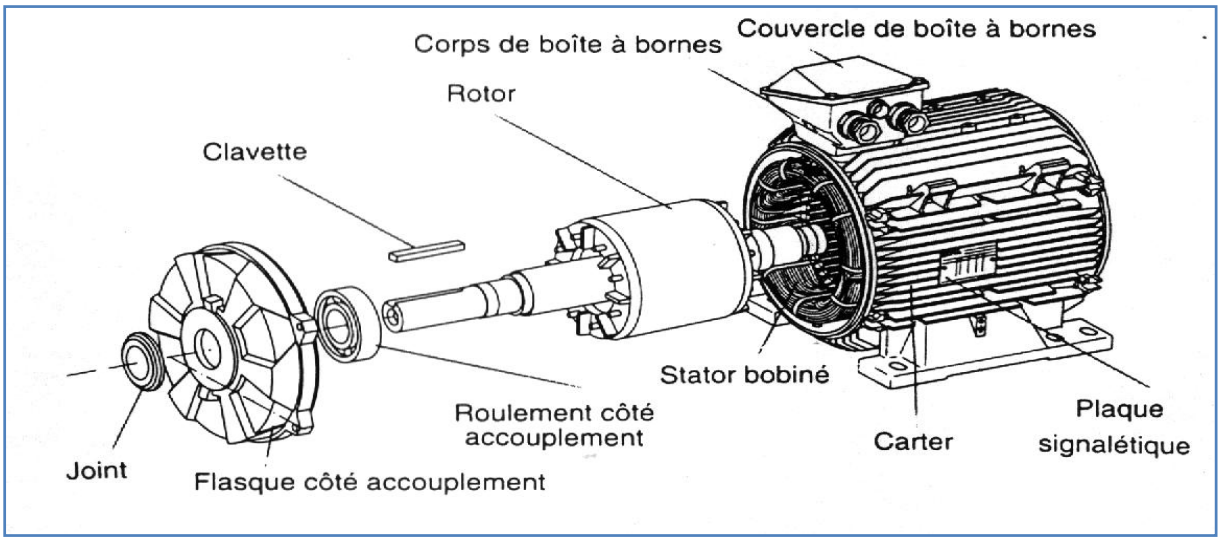


Figure 1.2 : Vue éclatée d’un moteur asynchrone triphasé (Leroy-Somer)

1.3.2. Types de fonctionnement :

- ✓ en moteur : utilisation la plus courante (machines outils ...)
- ✓ en génératrice : éolienne
- ✓ en frein : moteur frein

1.3.3. Avantages et inconvénients

Avantages du moteur asynchrone

- ✓ Construction très simple, donc *faible coût* (5 à 10 fois moins cher qu'un moteur à courant continu de même puissance).
- ✓ Aucun contact électrique mobile, donc *très peu d'usure et d'entretien*.
- ✓ Quand il est alimenté directement par le réseau, *sa vitesse est assez stable* : variation de quelques pour cents entre le fonctionnement à vide et la pleine charge.

Inconvénients du moteur asynchrone

- ✓ la consommation importante de *puissance réactive*, même aux faibles charges.

Actuellement, les moteurs asynchrones peuvent être alimentés par des variateurs électroniques de fréquence qui éliminent tous ces inconvénients.

1.3.4. Domaine d'application

Le variateur de vitesse asynchrone de petite et moyenne puissance est utilisé dans des applications comme les pompes, la manutention, la ventilation, l'emballage/embouteillage et des applications de conditionnement qui composent environ 75% du marché de la variation de vitesse à courant alternatif. [8]

1.4. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

1.4.1. Description [3]

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans les encoches régulièrement répartis sur la surface interne du stator sont logés trois enroulements identiques, apparies de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $\frac{2\pi}{3}$ la Figure 1.2. Les phases statoriques sont alimentées par un réseau triphasé de tension sinusoïdale à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut être réalisée :

- ✓ Soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordé en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court- circuit pendant les régimes permanents.
- ✓ Soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétique (rotor à cage) il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première.

1.4.2. Hypothèse [21]

Ces hypothèses, permettront de restreindre la modélisation aux composantes fondamentales (basse fréquence) des grenadeurs alternatives. Enfin, pour cette modélisation, plusieurs hypothèses sont formulées quant au comportement physique des matériaux.

- ✓ Les circuits magnétiques ne sont saturés, ne sont pas soumis au phénomène d'hystérésis et ne sont pas le siège de courants de Foucault (en pratique le circuit magnétique est feuilleté pour limiter ces effets). ceci permet et définir des inductances linéaires.
- ✓ L'effet de peau n'est pas pris en compte.
- ✓ La température dans le moteur reste constante quel que soit le point de fonctionnement, ce qui conduit a des paramètres constants dans les modèles mathématiques (stationnarité).

Ces hypothèses vont permettre l'addition des flux associés aux différents courants, d'utiliser des inductances propres constantes, de caractériser les couplages par des variations sinusoïdales des mutuelles inductances et de représenter les flux d'induction par un vecteur spatial. Elles permettent donc l'élaboration de modèles d'une complexité limitée, permettant le développement de stratégies de commande exploitables en pratique.

1.5. MODÈLE BIPHASÉ DE LA MACHINE [23]

1.5.1.Équations des tensions et flux

En tenant compte des hypothèses précédentes, l'étude physique conduit aux relations suivantes écrites sous forme matricielle :

$$[v_s] = [R_s].[i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \tag{1.1}$$

$$[v_r] = [R_r].[i_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \tag{1.2}$$

$$[\phi_s] = [L_{cs}].[i_s] + [M_{rs}].[i_r] \tag{1.3}$$

$$[\phi_r] = [M_{rs}].[i_s] + [L_{cr}].[i_r] \tag{1.4}$$

Tels que :

$$[L_{csr}] = \begin{bmatrix} L_{sr} & M_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & L_{sr} & M_{sr} \\ M_{sr} & M_{sr} & L_{sr} \end{bmatrix} \tag{1.5}$$

Avec :

$[v_s]= [v_{sa}\ v_{sb}\ v_{sc}]^T$ et $[v_r]=[v_{ra}\ v_{rb}\ v_{rc}]^T$ vecteurs de tension statorique et rotorique,

$[i_s]= [i_{sa}\ i_{sb}\ i_{sc}]^T$ et $[i_r]=[i_{ra}\ i_{rb}\ i_{rc}]^T$ vecteurs courants statorique et rotorique,

$[\phi_s]= [\phi_{sa}\ \phi_{sb}\ \phi_{sc}]^T$ et $[\phi_r]=[\phi_{ra}\ \phi_{rb}\ \phi_{rc}]^T$ vecteurs flux statorique et rotorique,

$[L_{cs}]$, $[L_{cr}]$ et $[M_{rs}]$ Matrices d'induction statorique, rotorique et mutuelle,

$L_{s(r)}$ inductance propre d'une phase du stator (rotor),

$M_{s(r)}$ inductance mutuelle entre deux phases statoriques (rotoriques) .

D'après la figure 1.3 les inductances mutuelles entre phases du stator et du rotor sont fonction de l'angle θ et s'expriment comme suit :

$$[M_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta \pm \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta \pm \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta \pm \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta \pm \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta \pm \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta \pm \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

(+) ou (-) selon le sens de rotation conventionné des phases.

θ: angle électrique entre les axes des phases du stator et du rotor.

- ✓ 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 $d\theta_s/dt$ par rapport au stator.
- ✓ En faisant une transformation de Park d'angle θ_r (ou θ_s 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 $d\theta_r/dt$ par rapport au rotor.

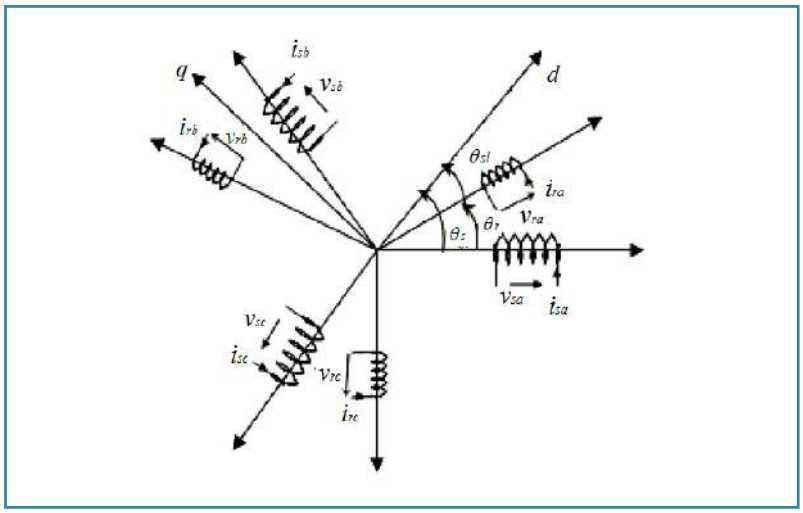


Figure 1.3 Définition des angles entre les différents repères quadratiques [22]

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

$$\theta s = \theta_r + \theta_{sl} \quad (1.7)$$

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.

Repère lié au stator : $$\frac{d\theta s}{dt}=0 \quad et \quad \omega_{sl}=\frac{d\theta_{sl}}{dt}=-\omega \qquad (1.8)$$

Repère lié au rotor : $$\frac{d\theta s}{dt}=\omega \quad et \quad \omega_{sl}=\frac{d\theta_{sl}}{dt}=0 \qquad (1.9)$$

Repère lié au champ tournant : $$\frac{d\theta s}{dt}=\omega_s \quad et \quad \omega_{sl}=\frac{d\theta_{sl}}{dt}=\omega_s-\omega \qquad (1.10)$$

Où

- ✓ θ_s est la pulsation statorique,
- ✓ θ est la pulsation mécanique,
- ✓ θ_{sl} est la pulsation de glissement.

1.5.2. 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 :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_s & \\ & R_s \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \phi_{sd} \\ \phi_{sq} \end{bmatrix} \qquad (1.11)$$

$$\begin{bmatrix} v_{rd} \\ v_{rq} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} R_r & \\ & R_r \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 0 & -\omega_{sl} \\ \omega_{sl} & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} \qquad (1.12)$$

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

$$\begin{cases} \phi_{sd}=L_s i_{sd}+M_{sr} i_{rd} \\ \phi_{sq}=L_s i_{sq}+M_{sr} i_{rq} \end{cases} \qquad (1.13)$$

$$\begin{cases} \phi_{rd} = L_s i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \phi_{rq} = L_s i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (1.14)$$

A partir de l'équation (1.14), on obtient l'équation suivante : [22]

$$\begin{cases} i_{rd} = \dfrac{\phi_{rd} - M_{sr} i_{sd}}{L_r} \\ i_{rq} = \dfrac{\phi_{rq} - M_{sr} i_{sq}}{L_r} \end{cases} \quad (1.15)$$

Remplaçons les expressions des courants I_{rd} et I_{rq} de l'équation (1.15) par leurs valeurs dans les équations (1.13), on obtient alors :

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) i_{sd} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rd} \\ \phi_{sq} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) i_{sq} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \phi_{rq} \end{cases} \quad (1.16)$$

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

$$\begin{cases} \dfrac{d\phi_{sd}}{dt} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) \dfrac{di_{sd}}{dt} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \dfrac{d\phi_{rd}}{dt} \\ \dfrac{d\phi_{sq}}{dt} = \left(L_s - \dfrac{M_{sr}^2}{L_r} \right) \dfrac{di_{sq}}{dt} + \dfrac{M_{sr}}{L_r} \dfrac{d\phi_{rq}}{dt} \end{cases} \quad (1.17)$$

Pour le rotor à partir des équations (1.12) on obtient:

$$\begin{cases} \dfrac{d\phi_{rd}}{dt} = -R_r i_{rd} + \omega_{sl} \phi_{rq} \\ \dfrac{d\phi_{rq}}{dt} = -R_r i_{rq} + \omega_{sl} \phi_{rd} \end{cases} \quad (1.18)$$

En remplaçant I_{rd} et I_{rq} par leurs expressions obtenues en (1.15), les expressions suivantes sont obtenues :

$$\begin{cases} \dfrac{d\phi_{rd}}{dt} = \dfrac{M_{sr}R_r}{L_r} i_{sd} - \dfrac{R_r}{L_r}\phi_{rd} + \omega_{sl}\phi_{rq} \\ \dfrac{d\phi_{rq}}{dt} = \dfrac{M_{sr}R_r}{L_r} i_{sq} - \dfrac{R_r}{L_r}\phi_{rq} + \omega_{sl}\phi_{rd} \end{cases} \tag{1.19}$$

On obtient finalement à partir des équations (1.13), (1.16), (1.17) et (1.19):

$$\begin{cases} \dfrac{di_{sd}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sd} - \left(\dfrac{R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{sd} + \omega_s i_{sd} + \dfrac{M_{sr}R_r}{\sigma L_s L_r^2}\phi_{rd} + \dfrac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega\phi_{rq} \\ \dfrac{di_{sq}}{dt} = \dfrac{1}{\sigma L_s} v_{sq} - \left(\dfrac{R_s}{\sigma L_s} + \dfrac{M_{sr}^2 R_r}{\sigma L_s L_r^2} \right) i_{sq} - \omega_s i_{sd} + \dfrac{M_{sr}R_r}{\sigma L_s L_r^2}\phi_{rq} - \dfrac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega\phi_{rd} \end{cases} \tag{1.20}$$

On peut écrire les équations (1.19) et (1.20) sous forme d'équations d'état telles que [22]

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \\ \dot{\phi}_{rq} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\left(\dfrac{1}{T_r\sigma} + \dfrac{1}{T_r}\dfrac{1-\sigma}{\sigma}\right) & \omega_s & \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}T_r} & \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}}\omega \\ -\omega_s & -\left(\dfrac{1}{T_r\sigma} + \dfrac{1}{T_r}\dfrac{1-\sigma}{\sigma}\right) & -\dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}}\omega & \dfrac{1-\sigma}{\sigma}\dfrac{1}{M_{sr}T_r} \\ \dfrac{M_{sr}}{T_r} & 0 & -\dfrac{1}{T_r} & \omega_{sl} \\ 0 & \dfrac{M_{sr}}{T_r} & -\omega_{sl} & -\dfrac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix}}_{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{U} \tag{1.21}$$

Avec :

$\dot{X} = \dfrac{dX}{dt} = QX + BU$

$T_r = \dfrac{L_r}{R_r}$, $T_s = \dfrac{L_s}{R_s}$: Constante de temps rotorique et statorique

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

Le couple électromagnétique peut alors s'exprimer comme suit :

$$\begin{cases} T_e = p.\dfrac{M}{L_r}\left(\phi_{rd} i_{sq} - \phi_{rq} i_{sd}\right) \\ J\dfrac{d\Omega}{dt} + \Omega f = T_e - T_r \end{cases} \tag{1.22}$$

1.5.3. 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 :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_a \end{bmatrix} = R(\varphi)\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}, \quad R(\varphi) = \begin{bmatrix} \cos\varphi & \sin\varphi \\ -\sin\varphi & \cos\varphi \end{bmatrix} \tag{1.23}$$

Le système d'équations qui modélise la machine asynchrone à cage dans le repère fixe devient alors:

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \dfrac{d\phi_{s\alpha}}{dt} \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \dfrac{d\phi_{s\beta}}{dt} \end{cases} \tag{1.24}$$

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{r\alpha} + \dfrac{d\phi_{r\alpha}}{dt} + \omega\phi_{r\beta} \\ 0 = R_r i_{r\beta} + \dfrac{d\phi_{r\beta}}{dt} - \omega\phi_{r\alpha} \end{cases} \tag{1.25}$$

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 :

$$\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \tag{1.26}$$

Les courants rotoriques peuvent s'exprimer en fonction du flux statorique et du courant statorique, donnés par (1.27):

$$\begin{cases} i_{r\alpha} = \dfrac{(\phi_{s\alpha} - L_s i_{s\alpha})}{M_{sr}} \\ i_{r\beta} = \dfrac{(\phi_{s\beta} - L_s i_{s\beta})}{M_{sr}} \end{cases} \tag{1.27}$$

Le système d'équations (1.28) établit les relations entre les flux rotoriques, statoriques et de fuites:

$$\begin{cases} \phi_{r\alpha} = \dfrac{L_r}{M_{sr}}\left(\phi_{s\alpha} - \sigma L_s i_{s\alpha}\right) \\ \phi_{r\beta} = \dfrac{L_r}{M_{sr}}\left(\phi_{s\beta} - \sigma L_s i_{s\beta}\right) \end{cases} \tag{1.28}$$

En les dérivant par rapport au temps, on obtient:

$$\begin{cases} \dfrac{d\phi_{r\alpha}}{dt} = \dfrac{L_r}{M_{sr}}\left(\dfrac{d\phi_{s\alpha}}{dt} - \sigma L_s \dfrac{di_{s\alpha}}{dt}\right) \\ \dfrac{d\phi_{r\beta}}{dt} = \dfrac{L_r}{M_{sr}}\left(\dfrac{d\phi_{s\beta}}{dt} - \sigma L_s \dfrac{di_{s\beta}}{dt}\right) \end{cases} \tag{1.29}$$

En remplaçant les expressions des équations (1.27-1.29) dans les équations (1.24-1.25), on obtient l'équation d'état de la machine asynchrone dans un repère lié au stator :

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{s\alpha} \\ \dot{\phi}_{s\beta} \end{bmatrix}}_{\dot{X}} = \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{T_s} + \dfrac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r}\right) & 0 & \dfrac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} & \dfrac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma}\left(\dfrac{1}{T_s} + \dfrac{M_{sr}^2}{L_s L_r T_r}\right) & \dfrac{M_{sr}}{\sigma L_s L_r}\omega & \dfrac{M_{sr}}{L_s L_r T_r} \\ \dfrac{M_{sr}}{T_r} & 0 & \dfrac{1}{T_r} & -\omega \\ 0 & \dfrac{M_{sr}}{T_r} & \omega & \dfrac{1}{T_r} \end{bmatrix}}_{A} \underbrace{\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ \phi_{s\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}}_{X} + \underbrace{\begin{bmatrix} \dfrac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}}_{B} \underbrace{\begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}}_{U} \tag{1.30}$$

1.6. CONCLUSION

On a essayé dans ce chapitre de présenter un modèle de la machine asynchrone alimentée en tension en pris en considération quelques hypothèses pour simplifier notre système.

Sur le plan spécifique des algorithmes de commande de la machine asynchrone, la communauté associée des électrotechniciens et des automaticiens a donné un essor appréciable et un succès avéré aux commandes de la machine asynchrone, à savoir :

- ✓ Commande scalaire,
- ✓ Commande vectorielle par orientation du flux,
- ✓ Contrôle direct du couple,
- ✓ Commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie,
- ✓ Commande par mode glissant

On s'intéresse dans notre travail au contrôle direct du couple de la machine asynchrone qui sera étudié dans le prochain chapitre.

CHAPITRE 2

COMMANDE DTC CLASSIQUE

2.1. INTRODUCTION

Les structures de contrôle direct du couple (en anglais DTC : direct torque control) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, par les chercheur japonais et allemandes M.TAKAHACHI et I.DEPENBORK comme concurrentielle des méthodes classiques.

Elles sont basées sur un découplage du flux et du couple moteur, dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques en utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur. [7]

Ce chapitre est consacré à la présentation du principe de contrôle direct du couple de la machine asynchrone, en expliquent le principe de réglage du flux, du couple électromagnétique, qui se base sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux, et la sélection du vecteur de tension statorique.
A la fin de ce chapitre, des résultats de simulation sont présentés pour mettre en évidence les performances de la commande présentée.

2.2. PRINCIPE DU CONTROLE DYNAMIQUE DU COUPLE [7]

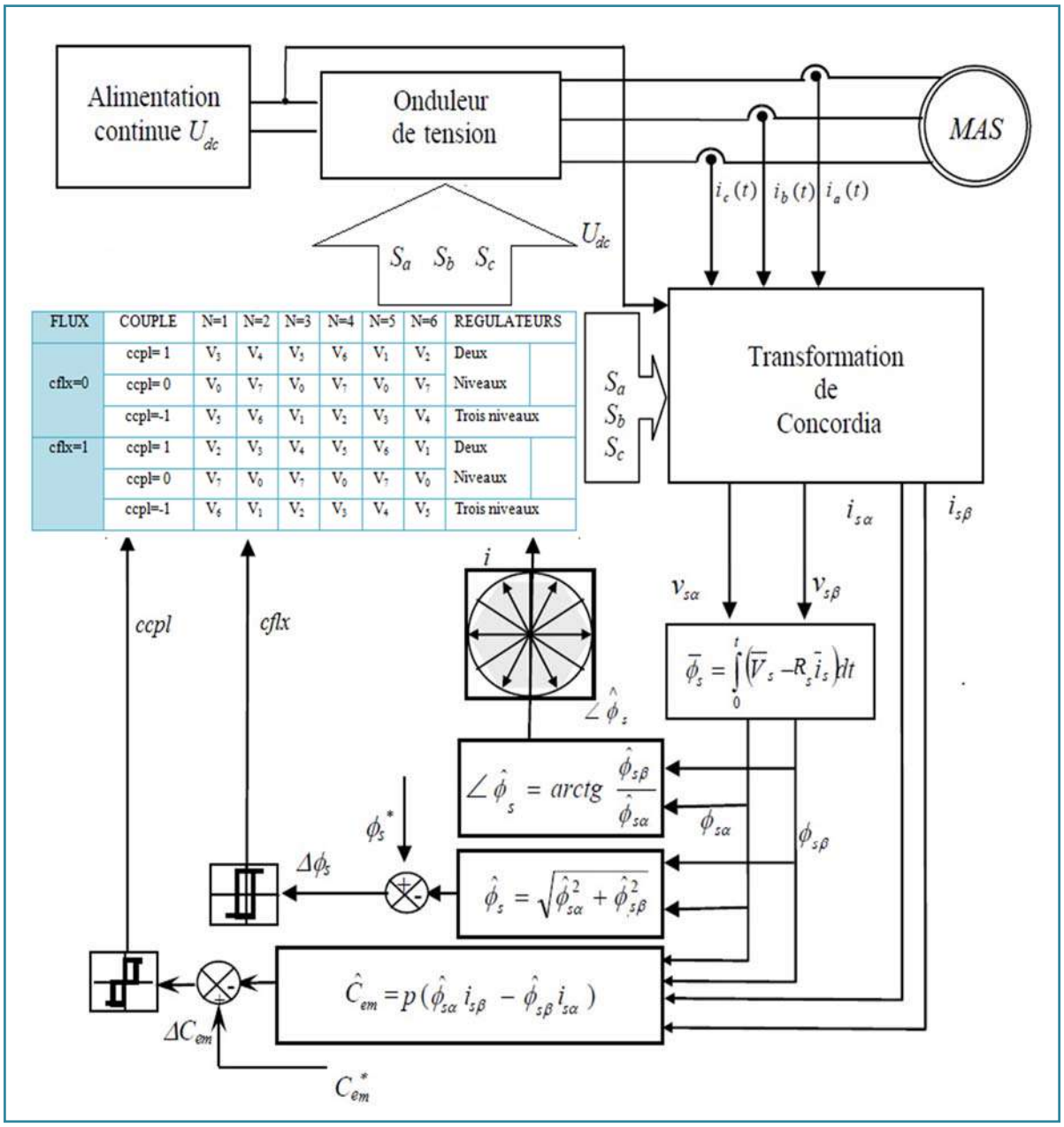
L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et de couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis.

La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont :

- ✓ La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux
- ✓ de commutation de l'onduleur.
- ✓ La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine.

- ✓ L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- ✓ Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- ✓ L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- ✓ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.



FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl= 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux
	ccpl= 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	Niveaux
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux
cflx=1	ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux
	ccpl= 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	Niveaux
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

Figure 2.1. Structure de la Commande Directe du Couple DTC.

2.2.1. Présentation vectorielle de la machine et du convertisseur de puissance

Le vecteur tension V_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasée dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits est représenté par trois grandeurs logiques (S_a, S_b et S_c). [6][24][22]

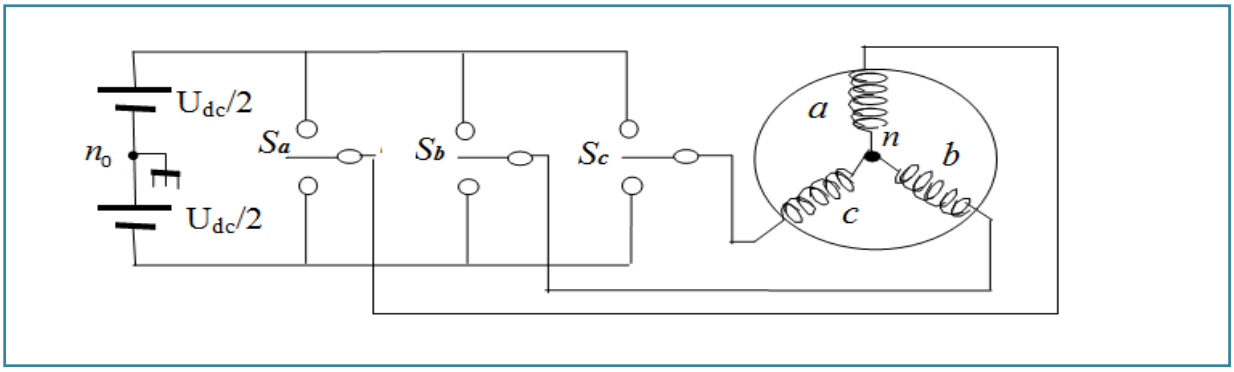


Figure 2.2. Schéma d'un onduleur triphasé et de sa charge.

S_j=1 : Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

S_j=0: Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Avec :

$$j=a,b,c.$$

Pour les tensions simples par rapport au point neutre n0 (éventuellement fictif) on a:

$$\begin{aligned} V_{an0} &= S_a.U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \\ V_{bn0} &= S_b.U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \\ V_{cn0} &= S_c.U_{dc} - \frac{U_{dc}}{2} \end{aligned} \qquad (2.1)$$

Pour les tensions simples de la machine on a :

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{an0} - V_{nn0} \\ V_{bn} &= V_{bn0} - V_{nn0} \\ V_{cn} &= V_{cn0} - V_{nn0} \end{aligned} \qquad (2.2)$$

Soit en utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$V_S = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{an} + aV_{bn} + a^2V_{cn}) \qquad (2.3)$$

Avec :

$$a = e^{\frac{j\,2\pi}{3}}$$

On voit bien que :

$$V_S = V_{S0}$$

Où :

V_{S0} est le vecteur tension par rapport au point milieu de la tension d'entrée de l'onduleur et

V_S est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine Figure2.3.

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme :

$$V_S = \sqrt{\frac{2}{3}}.U_{dc}.(S_a + a.S_b + a^2.S_c) \tag{2.4}$$

$$V_S = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}}.U_{dc}.e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}} & pour: k = 1,2...6 \\ 0 & pour: k = 0,7 \end{cases} \tag{2.5}$$

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{U_{dc}}{3}(2.S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} &= \frac{U_{dc}}{3}(-S_a + 2.S_b - S_c) \\ V_{cn} &= \frac{U_{dc}}{3}(-S_a - S_b + 2.S_c) \end{aligned} \tag{2.6}$$

La relation (2.6) montre qu'on peut déterminer la tension de chaque phase à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_{dc} et des états de commutation (signaux de commande) S_j.

Le vecteur tension V_S ne peut avoir que huit positions fixes correspondantes aux configurations des interrupteurs. La Figure 2.3,montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. Comme on peut le voir, les combinaisons (S_a, S_b, S_c)=(0,0,0) et (1,1,1) correspondent aux vecteurs nuls.

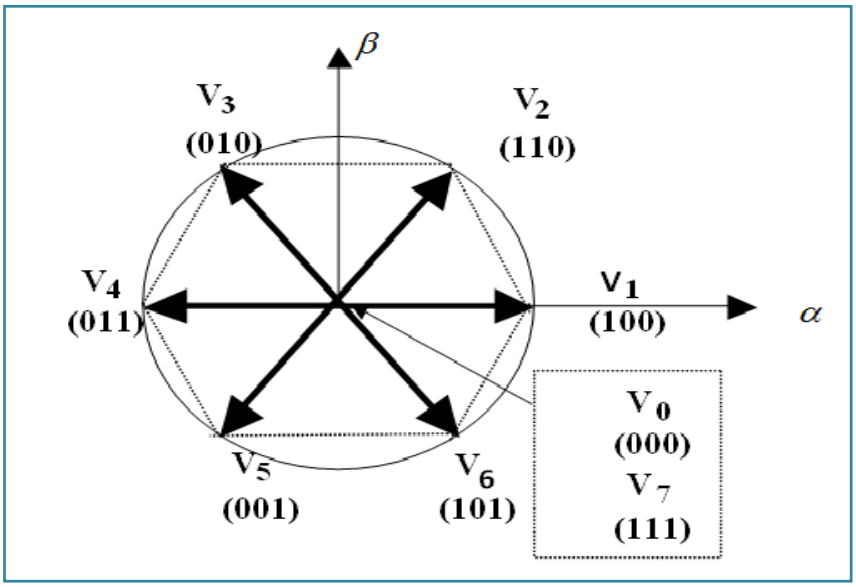


Figure 2.3. Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

Sachant que les tensions simples s'écrivent en fonction du temps :

$$V_a = V_m . \sin \omega t$$

$$V_b = V_m . \sin(\omega t - \frac{2.\pi}{3}) \qquad (2.7)$$

$$V_c = V_m . \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3})$$

Le vecteur tension s'exprime par :

$$V_s = -j\sqrt{\frac{3}{2}} V_m . e^{j\omega_s . t} \qquad (2.8)$$

En négligeant la chute de tension statorique, le flux magnétique s'écrit :

$$\phi_S = -j\sqrt{\frac{3}{2}} . \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega s . t - \frac{\pi}{2})} \qquad (2.9)$$

Les deux dernières équations montrent que le vecteur flux statorique tourne avec un déphasage de $\pi/2$ par rapport au vecteur de tension. L'extrémité du vecteur flux ϕ_s décrit un cercle parfait si les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales.

On montre par la suite qu'on peut contrôler le vecteur flux par un choix approprié de vecteurs tensions de l'onduleur [24].

2.2.2. Contrôle du flux

Comme on l'a déjà mentionné, le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression de ce flux dans le référentiel de Concordia est :

$$\phi_s(t) = \int (V_s - R_s . i_s) dt \qquad (2.10)$$

Durant un intervalle périodique de contrôle [*0 Tec*] où *Tec* correspond à la période d'échantillonnage, les signaux de commande (S_a, S_b, S_c) sont fixes. Donc on peut écrire :

$$\phi_s = V_s t - R \int i_s dt + \phi_s \big|_{t=0} \qquad (2.11)$$

Où :

$\phi_s \big|_{t=0}$ est la valeur initiale du flux statorique.

Dans notre étude, on négligera la résistance statorique (ce qui est vérifié pour les grandes vitesses), sur l'intervalle [0, T_{ec}] l'extrémité du vecteur flux ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par V_s. La Figure2.4, représente ce principe lorsqu'on sélectionne le vecteur de tension $V_s=V_3$.

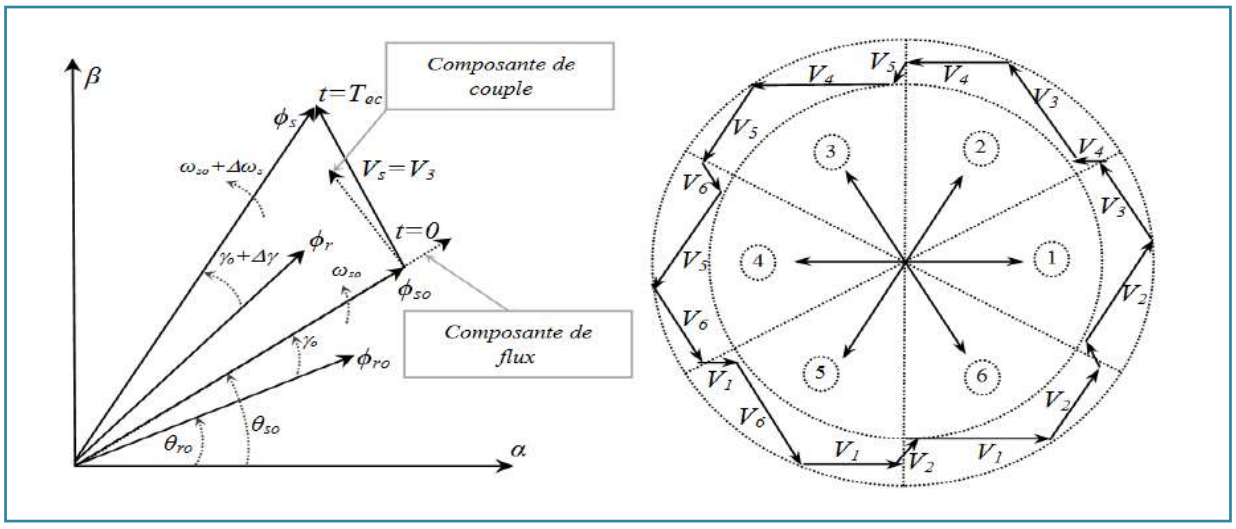


Figure 2.4. a.) Sélection du vecteur tension V_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux, b.) Évolution du vecteur flux statorique dans le plan (α,β).

La "composante du flux" du vecteur tension (composante radiale) change l'amplitude du vecteur flux et sa "composante du couple" (composante tangentielle) change la position du vecteur

flux. C'est à dire que les variations du couple sont contrôlées à partir de la vitesse de rotation du vecteur de flux statorique.

Si la période de contrôle est assez petite, en choisissant une séquence appropriée des vecteurs de tension de l'onduleur, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée. Pour fonctionner avec un module du flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est possible que si la période de contrôle est très faible devant la période de rotation du flux.

En plus la composante du flux des vecteurs appliqués doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante [25][20][24][22].

2.2.3. 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:

$$C_{em} = k\, \phi_s\, \phi_r \sin\gamma \qquad (2.12)$$

Avec :

- ✓ ϕ_s , ϕ_r c'est le vecteur de flux statorique et rotorique ;
- ✓ $\gamma = \theta_s - \theta_r$ est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique;
- ✓ $k = \dfrac{pM}{\sigma L_s L_r}$.

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique.
En utilisant la notation complexe du flux statorique et du flux rotorique on obtient:

$$\bar{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s e^{j\theta_s},\ \bar{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r e^{j\theta_r}$$

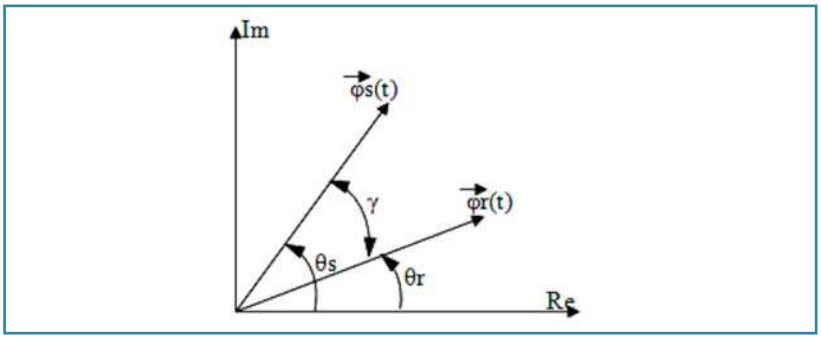


Figure 2.5. Représentation complexe des vecteurs flux statorique et rotorique. [22]

2.3.DESCRIPTION DE LA STRUCTURE DE CONTROLE

2.3.1.Sélection du vecteur tension:

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixé souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis, pour le flux et le couple. Le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones N= i, avec i=1,....,6, lorsque le vecteur flux Φ_s se trouve dans une zone numérotée N= i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- ✓ si V_{i+1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} croît.
- ✓ si V_{i-1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît.
- ✓ si V_{i+2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît.
- ✓ si V_{i-2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} décroît.
- ✓ si V_0 et V_7 sont sélectionnés alors la rotation du flux $\overline{\phi_s}$ est arrêtée, d'ou une décroissance du couple alors que le module de flux $\overline{\phi_s}$ reste inchangée. [7] [1]

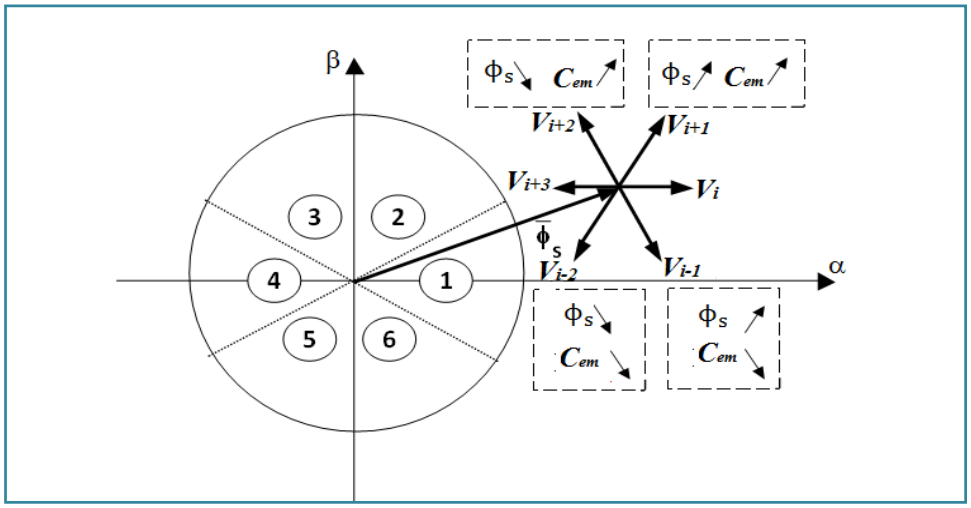


Figure 2.6. Sélection du vecteur tension selon la zone 1.

Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i, les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone (ambiguïté sur le couple). Ainsi ils ne sont jamais appliqués.

Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (2.6) [6].

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur du flux dans la zone i. En début de la zone i, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable.

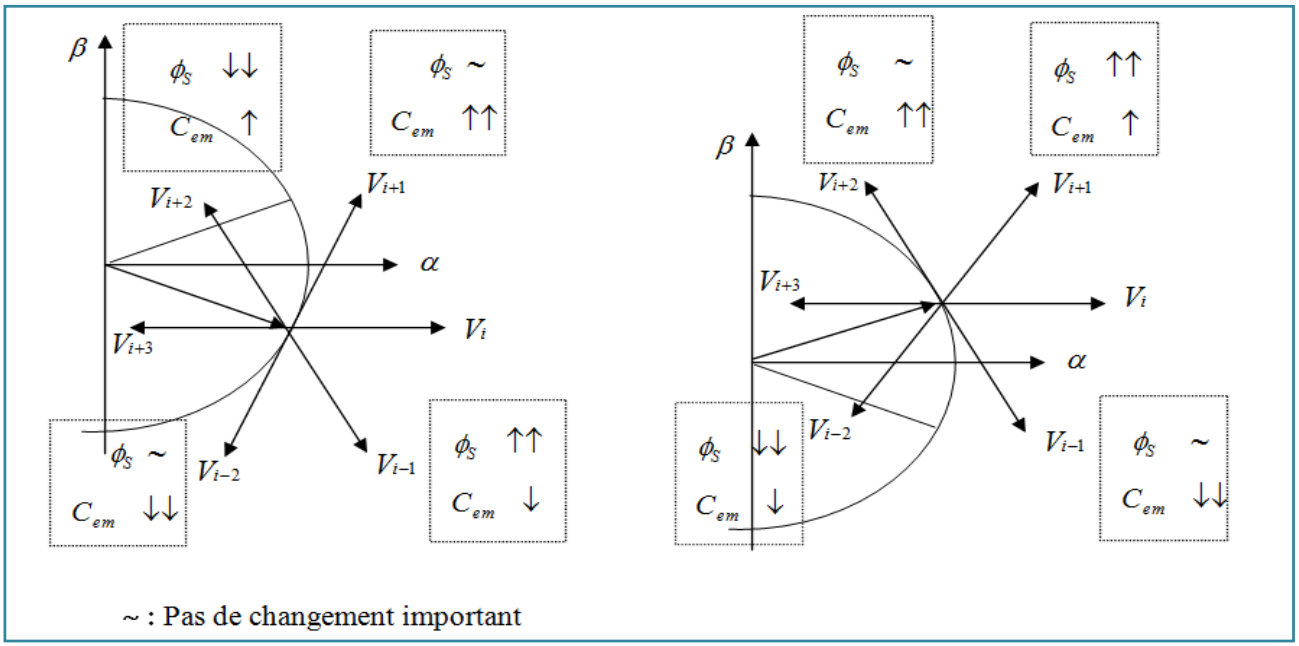


Figure 2.7. Différents effets de vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.

Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position, les angles entre V_{i-1} ou V_{i+2} et le vecteur flux sont de 150^0 et de 30^0 respectivement. Donc leur composante de flux est très importante et leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles.

2.3.2.Estimation du flux statorique

Essentiellement, la structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques. Dans la structure de la DTC, le modèle de tension est couramment utilisé. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes (α, β), soit :

$$\phi_s = \phi_\alpha + j\,\phi_\beta \tag{2.13}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\begin{aligned} \phi_S &= \sqrt{\phi^2{}_\alpha + \phi^2{}_\beta} \\ \phi_\alpha &= \int (V_\alpha - R_s.i_\alpha)dt + \phi_\alpha(0) \\ \phi_\beta &= \int (V_\beta - R_s.i_\beta)dt + \phi_\beta(0) \end{aligned} \tag{2.14}$$

Les composantes des courants i_α , i_β sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés i_a, i_b et i_c:

$$\begin{aligned} i_s &= i_\alpha + j.i_\beta \\ i_\alpha &= \sqrt{\frac{3}{2}}.i_a \\ i_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}}(i_b - i_c) \end{aligned} \tag{2.15}$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur et des états des interrupteurs (S_a, S_b, S_c). En appliquant la transformation de Concordia,

On a :

$$V_S = V_\alpha + j.V_\beta$$
$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}}.(V_a - \frac{1}{2}(V_b - V_c)) = \sqrt{\frac{2}{3}}.U_{dc}(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \quad (2.16)$$
$$V_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(V_b - V_c) = \frac{1}{\sqrt{2}}U_{dc}(S_b - S_c)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres de la machine (elle exige seulement la connaissance de la résistance statorique R_s), et de la précision, notamment à vitesse moyenne et élevée où la chute de tension ohmique devient négligeable.

Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient le paramètre prépondérant et des problèmes de dérive et d'instabilité de l'intégrale peuvent se produire [6].

2.3.3.Elaboration du correcteur de flux

Comme on l'a déjà vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone i, les vecteurs tension V_{i+1} ou V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux et les vecteurs tension V_{i+2} ou V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux.

Ce qui montre que le choix du vecteur tension dépend du signe de l'erreur du flux et ne dépend pas de l'amplitude de l'erreur. Donc la sortie du correcteur du flux peut être une variable logique.

- ✓ 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- ✓ 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

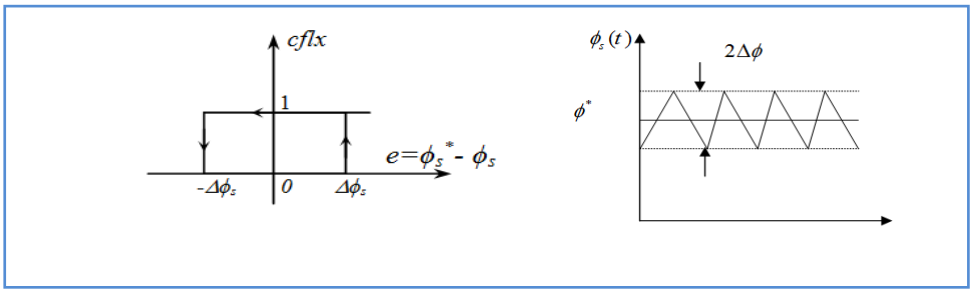


Figure 2.8. Fonction de sortie du correcteur du flux et de la forme de l'amplitude du flux.

On ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite. En effet, avec ce type de correcteur malgré sa simplicité, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire.

2.3.4.Estimation du couple

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, et les grandeurs mesurés des courants de ligne, par l'équation :

$$C_{em} = P(\phi_\alpha . i_\beta - \phi_\beta . i_\alpha) \tag{2.17}$$

On peut remarquer que l'exactitude de l'expression du couple dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants.

2.3.5.Elaboration du correcteur du couple

Si on s'interdit d'utiliser les vecteurs tensions nuls pour faire varier le couple, on peut envisager pour le couple un correcteur de la même forme que celui du flux. Mais on a vu que le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs tensions nuls. L'avantage d'utiliser le vecteur nul est que grâce aux changements moins rapides de couple on diminue le nombre de commutations. En plus la nature du vecteur nul appliqué peut être choisi de manière à réduire encore plus le nombre de commutations.

En regardant les vecteurs tensions, on constate que pour appliquer V_{i-1} après V_{i+1}, ou vice versa, il faut une commutation dans deux bras différentes. Cette réalité est aussi valable pour appliquer V_{i-2} après V_{i+2} et vice versa. Mais il y a toujours un vecteur tension nul qu'on peut appliquer après un vecteur non nul avec une seule commutation.

- ✓ $V_{i+1} \Leftrightarrow V_{i-1}$: Deux commutations
- ✓ $V_{i+2} \Leftrightarrow V_{i-2}$: Deux commutations
- ✓ $V_1, V_3, V_5 \Leftrightarrow V_0$: Une commutation
- ✓ $V_2, V_4, V_6 \Leftrightarrow V_7$: Une commutation

Il est évident que si on choisit un vecteur tension non nul, le couple décroît plus rapidement que si on applique un vecteur tension nul. Par conséquent en peut envisager un correcteur hystérésis à trois niveaux pour le couple la Figure 2.9.

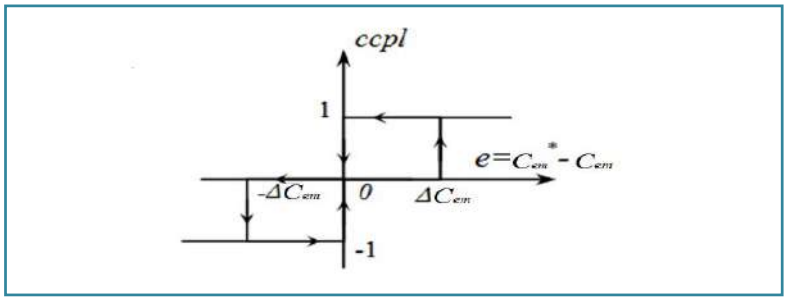


Figure 2.9. Fonction de sortie du correcteur du couple (hystérésis à trois niveaux)

2.3.6.Elaboration de table de commutation

D'après le principe de la structure de commande directe du couple, la sélection d'un vecteur adéquat, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et de couple.

Le vecteur ϕ_s est considéré dans le plan (α, β) divisé en i secteurs (i=1…6). Pour augmenter l'amplitude du flux ϕ_s, les vecteurs V_i, V_{i+1} et V_{i-1} peuvent être sélectionnés. Inversement la décroissance de ϕ_s peut être obtenue par les vecteurs V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}.

Le vecteur nul n'affecte pratiquement pas le vecteur flux statorique, à l'exception d'un petit affaiblissement du à la chute statorique $R_s.I_s$. Le vecteur appliqué pour contrôler le flux statorique affecte aussi la valeur du couple. Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influe sur le comportement de la machine en terme de couple et d'ondulations des courants, de fréquence de commutation et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants du plan couple-vitesse. Dans le tableau suivant 2.1 quatre tables de commutation sont proposées.

	$T_e\uparrow$ $\phi_s\uparrow$	$T_e\uparrow$ $\phi_s\downarrow$	$T_e\downarrow$ $\phi_s\uparrow$	$T_e\downarrow$ $\phi_s\downarrow$
1ère STRATEGIE	V_{i+1}	V_{i+2}	V_0, V_7	V_0, V_7
2ème STRATEGIE	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_0, V_7
3ème STRATEGIE	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_{i+3}
4ème STRATEGIE	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}

Tableau 2.1 Différentes stratégies de commutation.

Lorsque la machine tourne dans le sens positif, deux vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} seulement peuvent être appliqués pour augmenter le couple selon le flux statorique exigé. Pour diminuer le couple il est possible de sélectionner des vecteurs de tension radiales V_i ou V_{i+3} ou le vecteur nul [24][11].L'action du vecteur nul ou des vecteurs radiaux pour la variation du couple est assez

semblable. Mais leur influence sur la variation du flux est différente. L'application du vecteur nul affecte légèrement le module du flux, alors que le vecteur radial l'affecte fortement.

Par conséquent, pour garder le flux statorique dans la bande d'hystérésis un nombre important de commutation est exigé. Pour limiter la fréquence de commutation il devrait opportun d'utiliser le vecteur nul. D'autre part, à basse vitesse, le système de contrôle sélectionne le vecteur nul pour une durée considérable; et par conséquent la chute de tension statorique augmente, ce qui implique une diminution indésirable du flux. Pour éviter cet inconvénient, quand une baisse du couple est exigée, pour augmenter le flux il est opportun de sélectionner le vecteur radial V_i.

Pour améliorer les performances dynamiques de la commande à basse vitesse et autoriser le fonctionnement à quatre quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} pour le contrôle du couple et du flux. Une stratégie qui utilise des vecteurs en arrière et d'autres en avance. Cette stratégie exige au flux statorique de tourner dans les deux sens de rotations [6][11].

Le secteur N (N=1: 6) où N indique la zone de position du flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante: [2]

$$(2N-3)\pi/6 < \theta < (2N-1)\pi/6 \qquad (2.18)$$

COUPLE	FLUX	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl=1	cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
ccpl=0	cflx=1	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	cflx=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tableau 2.2 Première stratégie de contrôle

COUPLE	FLUX	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl=1	cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
ccpl=0	cflx=1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	cflx=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tableau 2.3 Deuxième stratégie de contrôle

COUPLE	FLUX	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl=1	cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
ccpl=0	cflx=1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	cflx=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3

Tableau 2.4. Troisième stratégie de contrôle.

COUPLE	FLUX	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl=1	cflx=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	cflx=0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
ccpl=0	cflx=1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	cflx=0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau 2.5 Quatrième stratégie de contrôle.

FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS
cflx=0	ccpl= 1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux Niveaux
	ccpl= 0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux
cflx=1	ccpl= 1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux Niveaux
	ccpl= 0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	Trois niveaux

Tableau 2.6 Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux. [2]

2.4 RÉSULTATS DE SIMULATIONS

La figure ci-dessous représente une simulation effectuée sur la machine asynchrone, elle montre également la réponse du couple, du flux statorique et la trajectoire du flux statorique, pour une consigne de couple de 10Nm et un flux de référence de 1.1 Wb. On relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

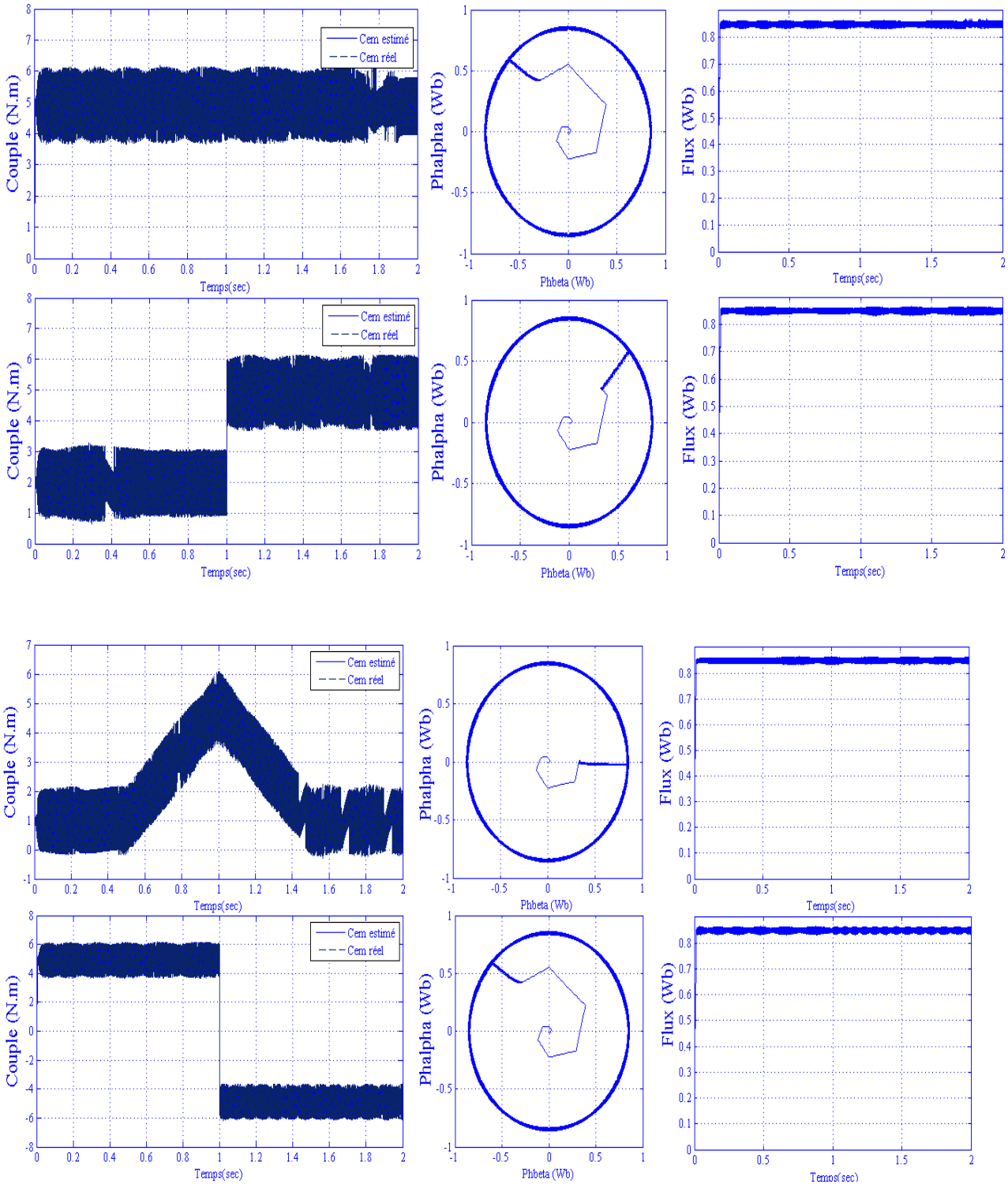


Figure 2.10 Evolution du couple électromagnétique et le flux statorique.

Les résultats montrent que les valeurs estimées suivent les valeurs de consigne rapidement pour une rampe, un échelon de couple de 10Nm et ainsi en cas de l'inversion de la consigne du couple (de -10Nm à 10Nm).

2.5 CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une étude détaillée sur le contrôle direct du couple appliquée à la machine asynchrone, en premier on a présenté le principe de base de réglage de couple et de flux, et on a élaboré la table de commutation.

D'après les résultats de simulations, on a trouvé que les valeurs estimées suivent leurs références et cela montre la pertinence de notre approche.

CHAPITRE 3

LES SYSTÈMES NEURO-FLOUS

3.1. INTRODUCTION

La théorie des réseaux de neurones et des systèmes flous ont été développée depuis plusieurs années. Ces techniques intelligentes sont de plus en plus utilisées dans la conception, la modélisation et la commande de systèmes complexes. Une approche qui consiste à combiner les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones artificiels et les systèmes flous pour former les systèmes neuro-flous a vu le jour. La combinaison de deux techniques intelligentes (les réseaux de neurones et la logique floue) permet d'exploiter les caractéristiques de chacune pour accomplir une tâche performante et efficace pour la commande des systèmes complexes. Dans ce chapitre, on présente les différents modèles et types d'hybridation de réseaux neuro-flous, leur domaine d'application et leurs avantages et inconvénients par rapport la logique floue/réseaux de neurones.

3.2. RÉSEAUX DE NEURONES FLOUS

Les systèmes neuro-flous sont des systèmes flous formés par un algorithme d'apprentissage inspiré de la théorie des réseaux de neurones. La technique d'apprentissage opère en fonction de l'information locale et produit uniquement des changements locaux dans le système flou d'origine.

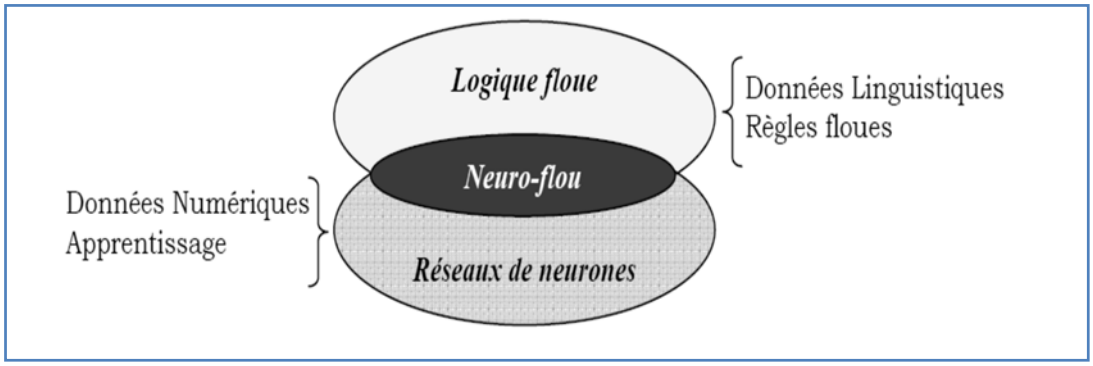


Figure 3.1. Principe du Neuro-flou. [5]

3.2.1. Principe et définition

Il apparaît au travers des présentations que nous venons de faire que les réseaux de neurones artificiels et la logique floue peuvent être complémentaires sur plusieurs points. La logique floue permet une spécification rapide des tâches à accomplir à partir de la connaissance symbolique disponible. Le réglage précis du système obtenu et l'optimisation de ses différents paramètres reste néanmoins beaucoup plus difficile dans de nombreux cas (pour des exemples en robotique mobile).

Les modèles les plus courants de RNA, au contraire, n'autorisent pas l'incorporation de connaissance a priori mais permettent de régler par apprentissage le comportement précis du système.

De nombreux auteurs ont donc tout naturellement cherche à combiner ces deux paradigmes depuis le début des années 90 et ceci de plusieurs manières [14]. Les réseaux de neurones flous (Fuzzy Nneural Networks) combinent alors les réseaux de neurones et les systèmes flous. 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. La théorie d'ensemble flou permet aux systèmes neuro-flous de présenter l'information étudiée dans plusieurs formes compréhensible à l'être humain [22].

3.2.2. Les avantages et les inconvénients de la logique floue et les réseaux de neurones

L'utilisation simultanée des réseaux de neurones et de la logique floue, permet de tirer les avantages des deux méthodes : les capacités d'apprentissage de la première et la lisibilité et la souplesse de la seconde. Le Tableau 3.1 regroupe les avantages et les inconvénients de la logique floue et des réseaux de neurones [5].

RÉSEAUX DE NEURONES	LA LOGIQUE FLOUE
LES AVANTAGES	
✓ Aucune connaissance basée sur les règles. ✓ Le modèle mathématique non requis. ✓ Plusieurs algorithmes d'apprentissage sont disponibles.	✓ La connaissance antérieure sur les règles peut être utilisée. ✓ Le modèle mathématique non requis. ✓ Une interprétation et implémentation simple.
LES INCONVÉNIENTS	
✓ Boite noire (manque de traçabilité). ✓ L'adaptation aux environnements différents est difficile et le réapprentissage est souvent obligatoire. ✓ la connaissance antérieure ne peut pas être employée (apprentissage à partir de zéro). ✓ Aucune garantie sur la convergence de l'apprentissage.	✓ Ne peut pas apprendre. ✓ Les règles doivent être disponibles. ✓ Adaptation difficile au changement de l'environnement. ✓ Aucunes méthodes formelles pour l'ajustement.

Tableau 3.1. Les avantages et les inconvénients de la logique floue et réseaux de neurones.

3.3. METHODES DES COMBINAISONS NEURO-FLOUES [16]

Il existe quatre grandes catégories de combinaisons des réseaux de neurones avec la logique floue.

3.3.1. Réseaux flou neuronal

Dans ces réseaux, les techniques floues sont employées pour augmenter les possibilités du processus d'apprentissage et d'exécution des réseaux de neurones.

3.3.2. Systèmes neuronal/flou simultanément

Le réseau neurone et le système flou fonctionnent ensemble sur la même tâche, mais sans s'influencer, c'est-à-dire ni l'un ni l'autre n'est employé pour déterminer les paramètres de l'autre. Habituellement le réseau neuronal traite les entrées, post-traite les sorties du système flou.

3.3.3. Modèles neuro-flous coopératifs

Le réseau de neurones est employé pour déterminer les paramètres (les règles et les ensembles flous) d'un système flou. Après la phase d'apprentissage. Le système flou fonctionne sans le réseau de neurone. C'est une forme simple des systèmes neuro-flous.

3.3.4. Modèles neuro-flous hybrides

Les approches neuro-floues modernes sont de cette forme. Un réseau neuronal et un système flou sont combinés dans une architecture homogène. Le système peut être interprété comme un réseau neuronal spécial avec des paramètres flous ou comme un système flou mis en application sous une forme distribuée parallèle.

3.3.4.1. Le système neuro-flou hybride de type Mamdani

Le système neuro-flou hybride de Mamdani utilise la technique d'apprentissage supervise (retro-propagation) pour faire un apprentissage des paramètres de fonctions d'appartenance.

L'architecture du système neuro-flou hybride de Mamdani est illustre sur la figure 3.2. Les détails de chaque couche sont ainsi présentés :

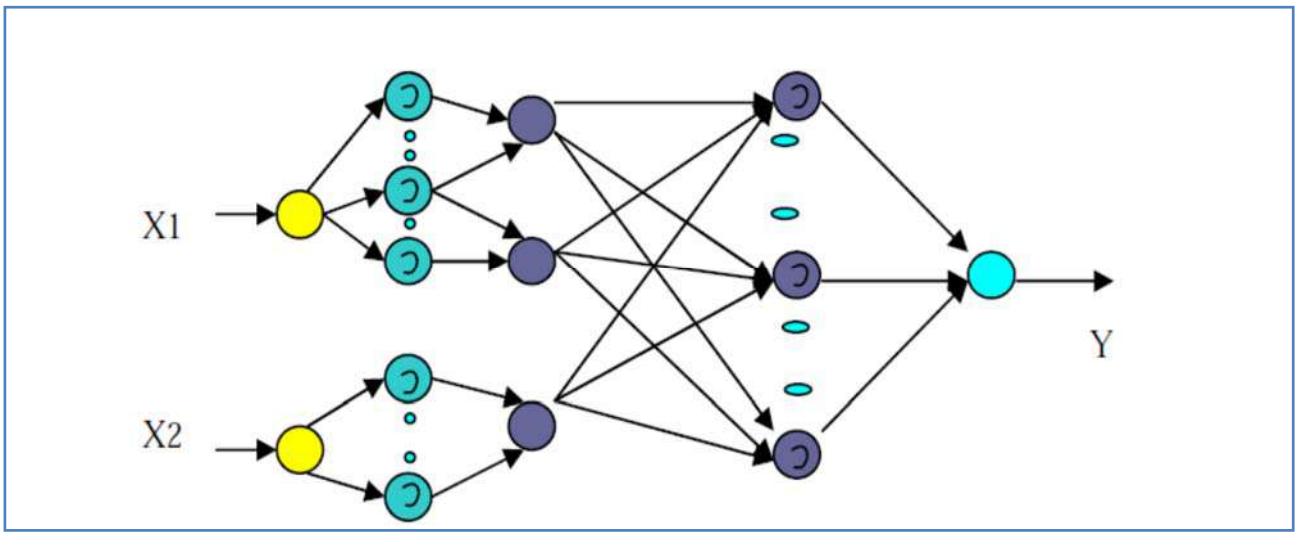


Figure 3.2. Le système neuro-flou de Mamdani. [18]

3.3.4.2. Le système neuro-flou hybride de type Takagi-Sugeno

Les systèmes neuro-flous de type Takagi-Sugeno font usage d'un mélange d'algorithme de retro propagation pour faire un apprentissage des fonctions d'appartenance et la méthode de moindre carre pour déterminer les coefficients des combinaisons linéaires dans les conclusions des règles.

Un pas dans la procédure d'apprentissage a obtenu deux parties: dans la première partie, les modèles de l'entrée sont propagées, et les paramètres de la sortie optimaux sont estimes par la procédure du moindre carre, pendant que les paramètres antérieurs sont supposes être fixes pour le cycle courant a travers l'ensemble de l'apprentissage.

Dans la deuxième partie, les modèles sont encore propages, et dans cette tache, la retro propagation est utilisée pour modifier les paramètres antérieurs, pendant que les paramètres de la conclusion « conséquence » restent fixes. Cette procédure sera alors répétée.

L'architecture du système neuro-flou hybride de TS est illustre sur la figure 3.3. Les détails de chaque couche sont ainsi présentés:

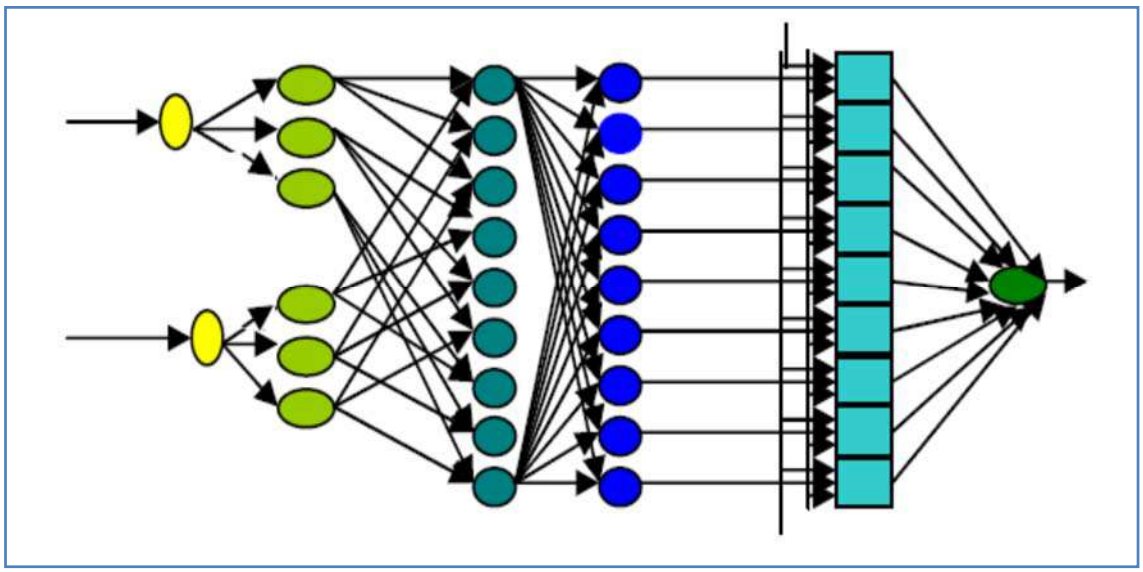


Figure 3.3. Le système neuro-flou de Takagi-sugeno. [18]

- ✓ Les_couches_1,2 et 3: sont les même que celle du modèle de Mamdani.
- ✓ La couche 4 : (normalisation des poids de la règle)

Chaque nœud dans cette couche calcule le coefficient de la l'i^{ème} règle à la somme de toutes les règles.

$$\bar{W_i} = \frac{W_i}{W_1 + W_2}, \; i = 1, 2... \tag{3.1}$$

- ✓ La couche 5 : chaque nœud *i* de cette couche est un nœud fonctionnel

$$\bar{W}_i f_i = W_i \left(p_i x_1 + q_i x_2 + r_i \right) \tag{3.2}$$

Tel que $\bar{W}_i$ est une sortie de la couche quatre et $\{p_i, q_i, r_i\}$ sont des paramètres des ensembles.

Un chemin bien établi est de déterminer les paramètres conséquents qui utilisent l'algorithme des moindres carrés.

- ✓ La couche 6 (la couche d'inférence des règles) *:* Le seul nœud de cette couche calcule la somme total des sorties de touts les signaux est égale à :

$$\sum_i \bar{W}_i f_i = \frac{\sum_i W_i f_i}{\sum_i W_i} \tag{3.3}$$

3.4. LES APPLICATIONS DES SYSTEMES NEURO-FLOU

Les premières applications de RNA flous sont parues sur le marché (Japonais et Coréen) en 1991. Quelques exemples incluent des appareils à conditionner de l'air, électrique, moquettes, ventilateurs électriques, thermo pots électriques, appareils de chauffage du ventilateur du kérosène, fours a micro-ondes, réfrigérateurs, cuisinières du riz, le nettoyeur, machines a laver, en des machines photocopieurs , et traitements de texte. [18]

3.5. LES AVANTAGES DES SYSTÈMES NEURO-FLOUS

3.5.1. La rapidité de calcul

Les systèmes neuro-flous sont très rapides parce que l'évaluation d'un système compétent implique typiquement des opérations de la comparaison simples et un nombre limite de calculs de la surface linéaire. Cette accélération est analogue à l'algorithme de l'alpha beta de la théorie des jeux.

Les arbres de décision sont très rapides, et la comparaison des paramètres est faite d'une manière floue pas comme la méthode classique et enfin la base des règles floue sera repartie et que chaque règle fonctionne d'une manière autonome et en même temps collectif.

3.5.2. La flexibilité

Un système neuro-flou peut traiter des problèmes complexes avec beaucoup de variables de l'entrée. Au lieu d'adapter une architecture interne fixe, l'architecture d'un système neuro-flou peut grandir dynamiquement et efficacement en réponse à la complexité des données d'apprentissage.

La structure d'un système neuro-floue représenté efficacement le rapport entre les entrées de votre problème et les sorites.

3.5.3. Généralisation des connaissances

Les systèmes d'apprentissage ont souvent des difficultés quand il y a un manque de données historiques pour former, ou bien les données contiennent trop de bruit.

Les systèmes de neuro-flous peuvent compenser ces problèmes pendant la phase de l'apprentissage en changent (adapter) leur structure interne. Souvent les règles sont de la forme: plus des entrées, plus des résultats satisfaisants.

3.6. LES TYPES D'IMPLÉMENATATION DES RÉSEAUX NEURO-FLOUS

Dans la littérature, il y a une panoplie de systèmes neuro-flou comme : les systèmes neuro-flou, concurrents, les systèmes dit hybrides ou neuro-flou adaptatif, le modèle NEFCLASS, ANFIS, FALCON et GARIC...etc.

3.6.1. Classification par neuro-flou (NEFCLASS)

Ce modèle est utilisé généralement en classification. Il est constitue de 3 couches : une couche d'entrée avec les fonctions d'appartenance, une couche cachée représentée par des règles et une couche de sortie définissant les classes Figure 3.4.

Ce modèle est facile à mettre en application, il évite l'étape de défuzzification, tout en étant précis dans le résultat final, avec une rapidité bien supérieure aux autres architectures.

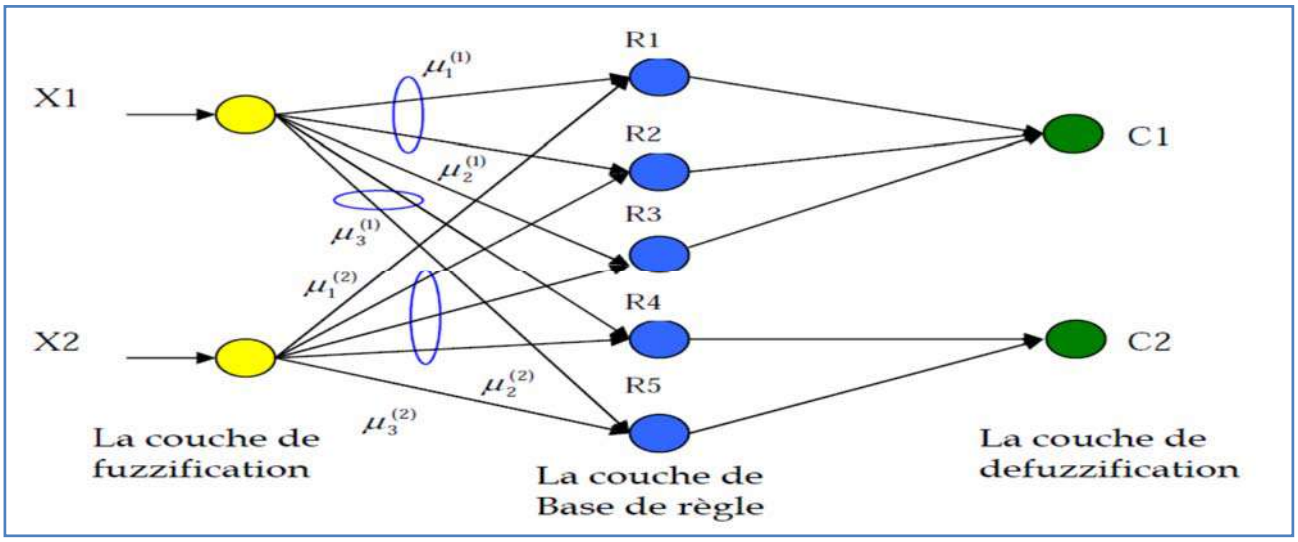


Figure 3.4. Architecture de NEFCLASS. [18]

3.6.2. Régulateur neuro-flou (NEFCON)

Ce Modèle forme de 3 couches. Une couche cachée formée par des règles, une couche d'entrée incluant les nœuds d'entrées avec les sous-ensembles flous d'antécédences et une couche de sortie avec un nœud de sortie et les sous-ensembles des conséquences.

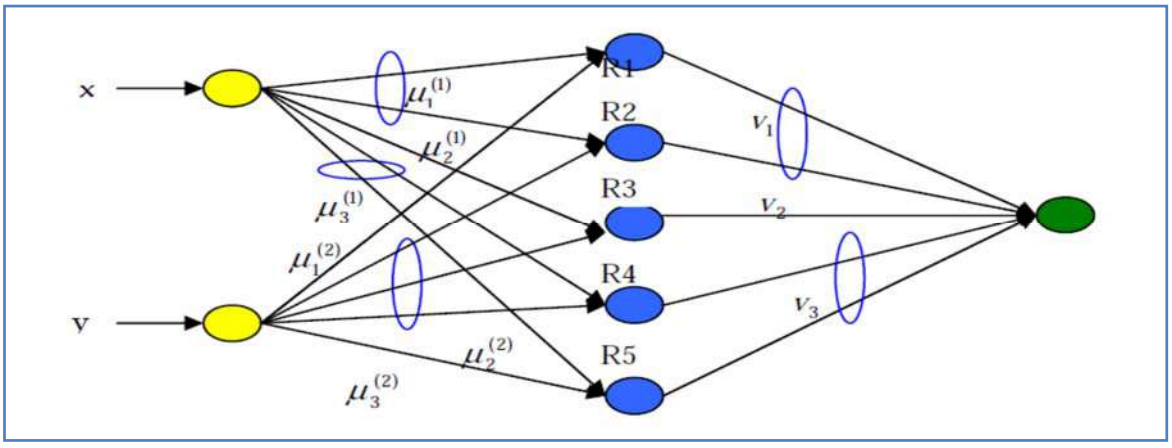


Figure 3.5 Architecture de NEFCON. [18]

L'élaboration des règles est similaire a l'architecture NEFCLASS, avec une différence en sortie [4]. Cette architecture est généralement utilisée en approximation de fonctions et en contrôle flou la Figure 3.5.

Le processus d'apprentissage du NEFCON peut être divisé en deux phases. La première phase consiste à trouver les règles de base initiale. Si les connaissances antérieures ne sont pas disponibles, les règles de base seront apprises avec difficulté.

Et si cette règle est définie par un expert l'algorithme les complète. Dans la seconde phase, les règles de base sont optimisées par modification des sous-ensembles flous des règles. Les deux phases utilisent l'erreur floue, cette erreur peut être trouvée avec la différence entre la sortie désirée et celle obtenue.

3.6.3. Approximation par neuro- flou (NEFPROX)

Ce Modèle est obtenu par l'association des deux architectures: NEFCLASS et NEFCON, il est utilisé dans différentes applications comme la classification et l'approximation de fonctions. Le NEFCLASS utilise un algorithme supervise pour définir les règles floues, le NEFCON utilise un algorithme d'apprentissage non supervise avec le calcule de l'erreur de sortie. Les deux modèles emploient la retro-propagation afin de définir les sous-ensembles flous.

Comparé au modèle ANFIS, NEFPROX la figure 3.6 est beaucoup plus rapide, mais ANFIS donne de meilleurs résultats en approximation.

Le NEFPROX est le premier système interprétable et lisible, dédié à l'approximation de fonction. Néanmoins, ses résultats en classification reste moins bons que ceux donnes par le NEFCLASS.

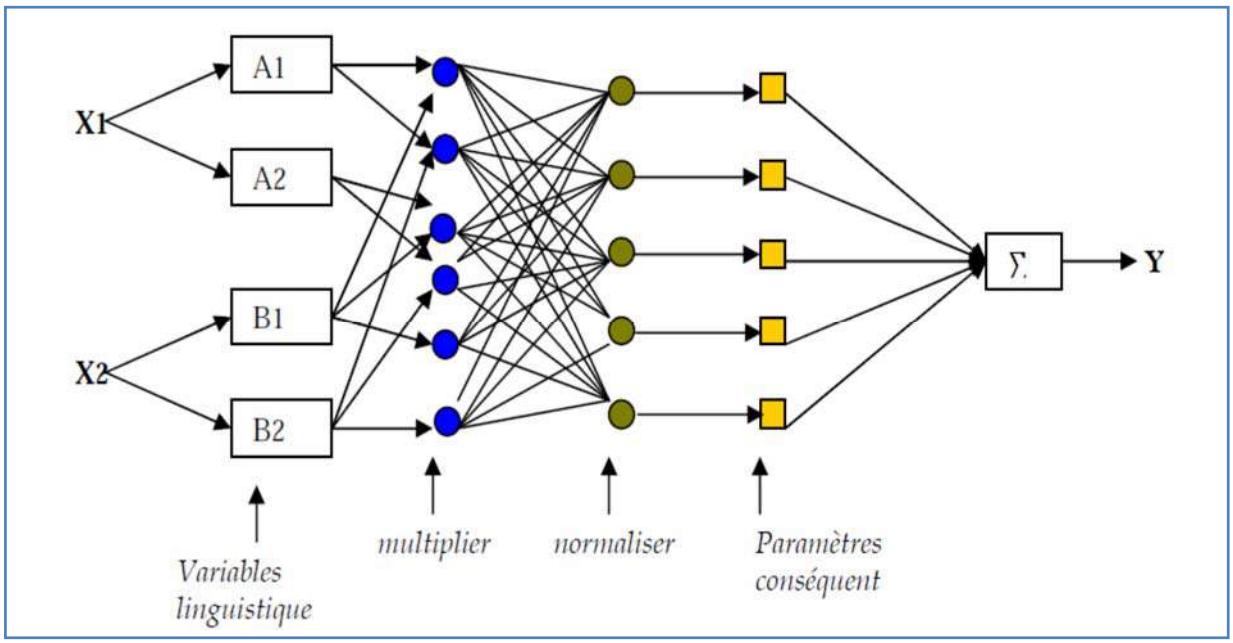


Figure 3.6. Architecture de NEFPROX. [18]

3.6.4. Neuro flou adaptatifs (ANFIS)

Dans ce travail, on propose de présenter les systèmes d'inférences neuro-flou adaptatifs ANFIS utilisé dans le prochain chapitre pour remplacer les deux comparateurs à hystérésis et la table de commutation par un contrôleur neuro-flou de type ANFIS.[16]

ANFIS représente un système à inférence flou mis en application dans le cadre des réseaux adaptatifs. Il utilise la procédure d'apprentissage Hybride.

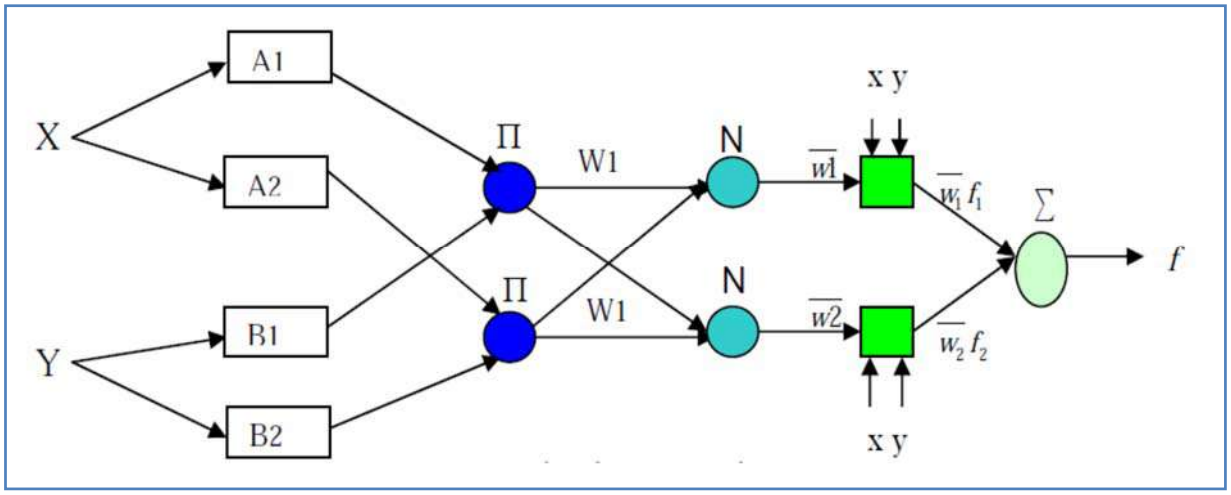


Figure 3.7. Architecture de ANFIS. [18]

Cette architecture la Figure 3.7 affine les règles floues obtenues par des experts humains pour décrire le comportement d'entrées-sortie d'un système complexe. Il est implémenté dans la boite a outils « Neuro-Fuzzy » de MATLAB. Ce modèle donne de très bons résultats en poursuite de trajectoire, approximation non linéaire, commande dynamique et traitement du signal.

3.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, a présenté les différents modèles de ces systèmes ainsi que les différents types d'apprentissage associés. Quelques uns de ces modèles sont des approximator universels, d'autres sont des contrôleurs et d'autres des classificateurs.

CHAPITRE4

LA COMMANDEDTCAMÉLIORÉE

4.1. INTRODUCTION

Dans ce chapitre, on propose quelques améliorations à la commande directe du couple classique, en premier lieu, on présente la DTC à zone décalée pour éliminer le problème d'ambiguïté du couple, cependant cette technique provoque une ambiguïté sur le flux, pour résoudre ce problème, on propose la commande DTC à douze zones.

La commande directe du couple a plusieurs avantages mais parmi les inconvénients de cette dernière, les hautes ondulations de couple provoqué par l'utilisation des comparateurs à hystérésis, en second lieu, on propose la DTC basée sur les systèmes neuro-flou le noyau du thème de ce travail.

4.2. LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE À ZONE DÉCALÉE

4.2.1. Principe

Pour cette technique en adoptant une nouvelle répartition des zones. Ainsi, au lieu d'avoir le premier secteur dans la zone de -30º jusqu' à 30º, on le choisit maintenant de 0º jusqu'à 60º.

On peut observer dans ce cas, que les vecteurs de tension non utilisés dans la première zone sont V_3 et V_6 au lieu de V_1 et de V_4. La nouvelle répartition des secteurs est représentée sur la figure 1.6.

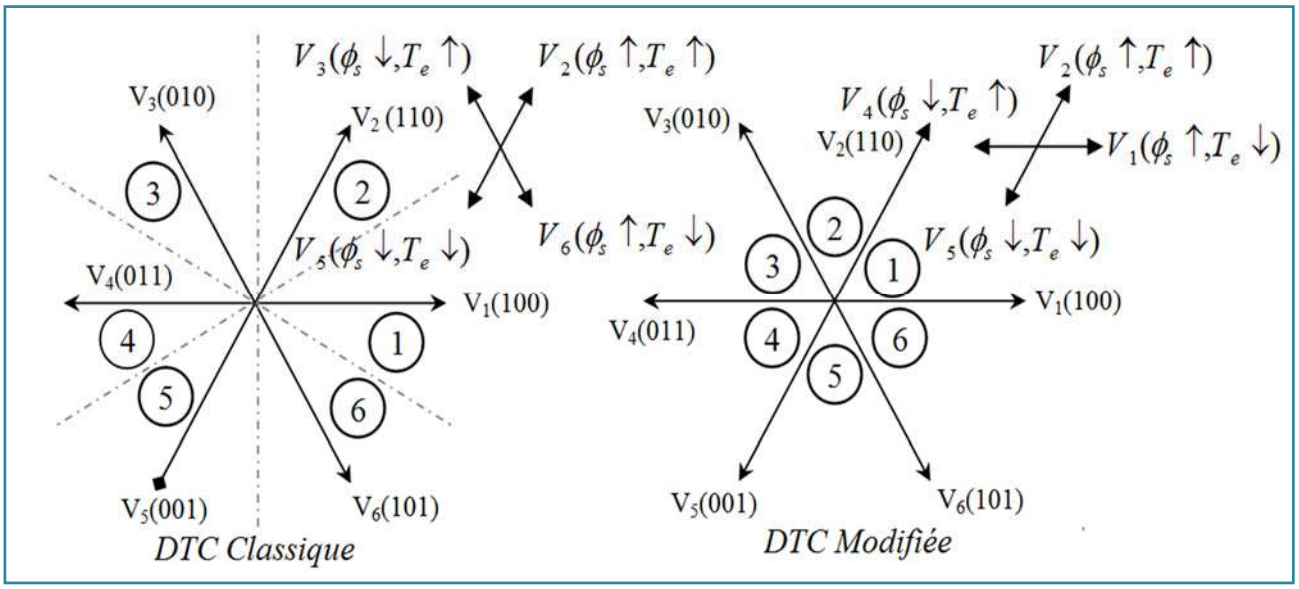


Figure 4.1. Représentation de la DTC classique et DTC modifiée

On peut constater que les états V_1 et V_4 ne sont pas utilisée dans la DTC classique parce qu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple dans le même secteur selon que le vecteur flux statorique se trouve dans le premier intervalle de 30° ou dans le second intervalle.

TYPE	SECTEUR 1					
	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
DTC Classique	Ambiguïté du couple	AC AF	AC DF	Ambiguïté du couple	DC DF	DC AF
DTC Modifiée	DC AF	AC AF	Ambiguïté du flux	AC DF	DC DF	Ambiguïté du flux

Tableau 4.1. Comportement de chaque vecteur tension dans le premier secteur

Avec : **AC/DC** : Augmentation et diminution du couple respectivement

AF/DF : Augmentation et diminution du flux respectivement

Selon le tableau, l'ambiguïté porte maintenant sur le flux au lieu du couple, comme c'est le cas de la DTC classique. Ceci est considéré comme un avantage en faveur de la DTC modifiée parce que l'objectif principal dans la DTC est de contrôler le couple.

Par conséquent, il est préférable de ne utiliser pas deux vecteurs tension et avoir une ambiguïté sur le flux que sur le couple.

4.2.2.Elaboration de table de commutation

Dans le DTC modifié, ce sont les vecteurs de tension V_3 et V_6 qui ne sont pas utilisés. Toutefois, l'ambiguïté porte maintenant sur le flux au lieu du couple, comme c'est le cas de la DTC classique [23][6].

FLUX	COUPLE	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	REGULATEURS	
cflx=1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux Niveaux	
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	ccpl=-1	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	Trois niveaux	
cflx=0	ccpl=1	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	Deux Niveaux	
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	ccpl=-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	Trois niveaux	

Tableau 4.2 Stratégie de contrôle de la DTC modifiée

4.3. LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE À DOUZE ZONE

4.3.1. Principe

Dans la DTC classique, ils existent deux vecteurs de tension par secteur qui présentent une ambiguïté sur le couple. Aussi, ils ne sont jamais utilisés. Il semble judicieux d'augmenter le nombre de secteurs et de diviser la position du vecteur flux statorique en douze secteurs au lieu de six seulement et d'utiliser tous les six vecteurs de tension actifs par secteur.

C'est le principe de la nouvelle structure de DTC modifiée (DTC_12). La nouvelle répartition de la position du flux statorique est représentée sur la figure (3.2), qui montre l'utilisation de chacun des six vecteurs de tension actifs dans les douze secteurs.

Cependant, on introduira pour cette nouvelle table de commutation la notion de faible augmentation du couple au lieu et seulement de l'augmentation, ceci est dû principalement à la faible valeur de la composante tangentielle du vecteur tension appliqué qui produira une faible variation du couple.

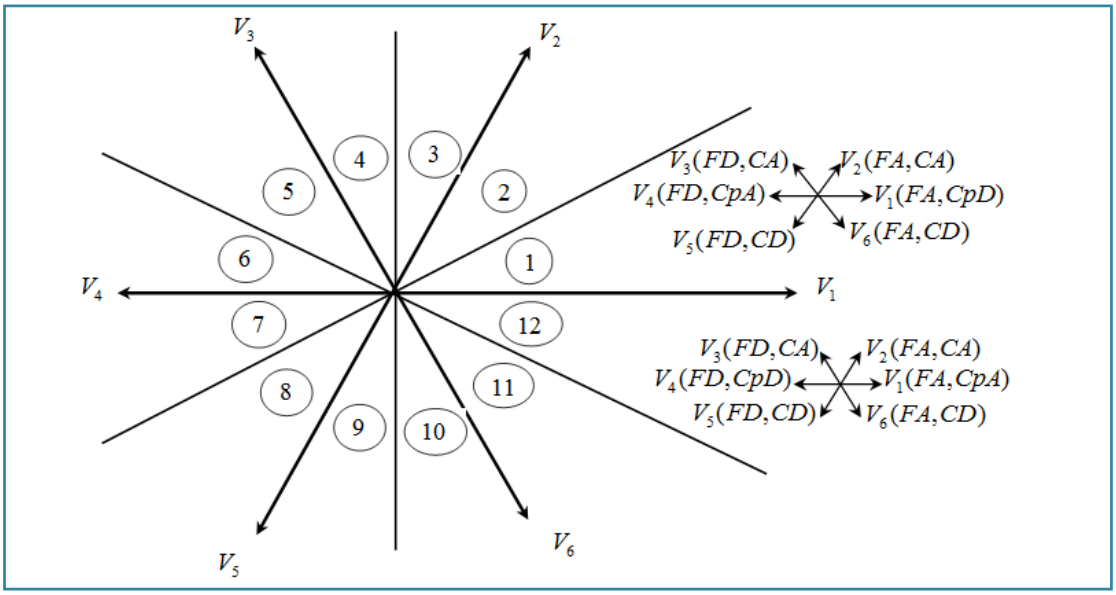


Figure 4.2. Définition des douze secteurs de la DTC12 [12]

4.3.2.Elaboration de table de commutation

A partir de la figure (4.2), on peut établir la Table (4.3) qui utilise douze secteurs. Cette table montre que les six vecteurs de tension actifs sont maintenant appliqués dans les douze secteurs et que toute ambiguïté sur le flux et le couple a disparu.

SECTEUR 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
SECTEUR 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

Tableau 4.3. Application des six vecteurs de tension dans les 12 secteurs de la DTC_12

Pour mieux exploiter ces tensions, on utilise un comparateur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple, ce qui permet de définir les petites et grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes vecteurs de tension selon leur déphasage par rapport aux limites des zones.

Par exemple, dans le secteur S_{12}, si le vecteur V_1 est sélectionné, il produira une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple, et V_2 augmente fortement le couple et légèrement le flux [22][13].

4.4. LA COMMANDE DIRECTE BASÉE SUR LE NEURO-FLOU

4.4.1. Principe

ANFIS (Adaptive-Network-based Fuzzy Inférence System) est un système flou mis en application dans le cadre des réseaux adaptatifs. Il a été proposé par Jang (1993) [15].

Le schéma bloc du contrôleur neuro-flou du contrôle direct du couple (NFDTC) d'une machine asynchrone ou synchrone alimentées par un onduleur à deux niveaux est présenté par la Figure 4.3.suivante.

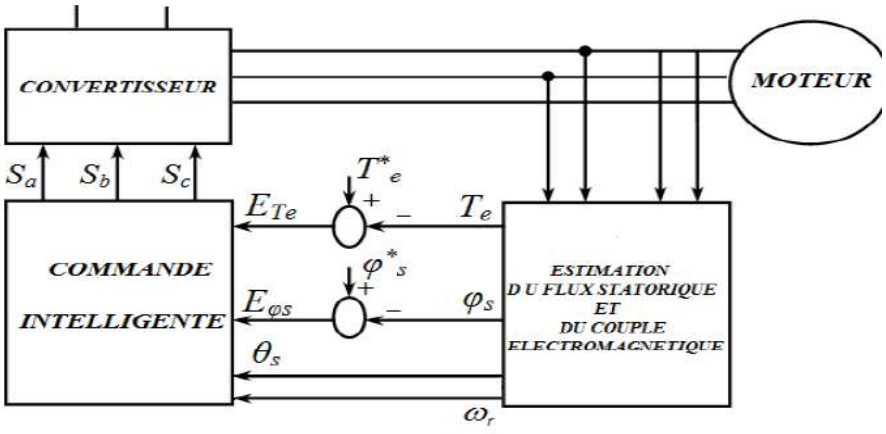


Figure 4.3.contrôleur neuro-flou du contrôle direct du couple(NFDTC)

La Figure 4.4 présente la structure intérieure du régulateur (ANFIS) proposé, les entrées de la première couche, l'erreur de flux et du couple et l'angle sont multipliés par les poids respectifs w_ϕ w_{te} et w_θ sont introduits à travers des fonctions d'appartenance floues. Ces fonctions sont choisies gaussiennes.

La deuxième couche calcule le minimum des entrées comme suit :

$$w_i = \min\left[\mu_{ATe}\left(w_{Te}\Delta T_e\right), \mu_{A\phi s}\left(w_{\phi s}\Delta\phi_s\right), \mu_{A\theta}\left(w_\theta\theta\right)\right] \tag{4.1}$$

La troisième couche fait la normalisation de la sortie de la 2ème couche est donne à sa sortie les valeurs de O_i :

$$O_i = \frac{w_i}{\sum_k w_k} \tag{4.2}$$

O_i ($i=1\ldots27$) sont les signaux de sorties d'ordres i de la troisième couche respectivement.

La quatrième couche permet de déterminer la $i^{ème}$ composante du vecteur tension désirée. La cinquième couche permet de trouver le vecteur tension de référence V_s à partir de la somme des ces composantes la figure 4.3, à partir de l'équation

$$V_s = \sum_{i=1}^{27} V_{Si} \tag{4.3}$$

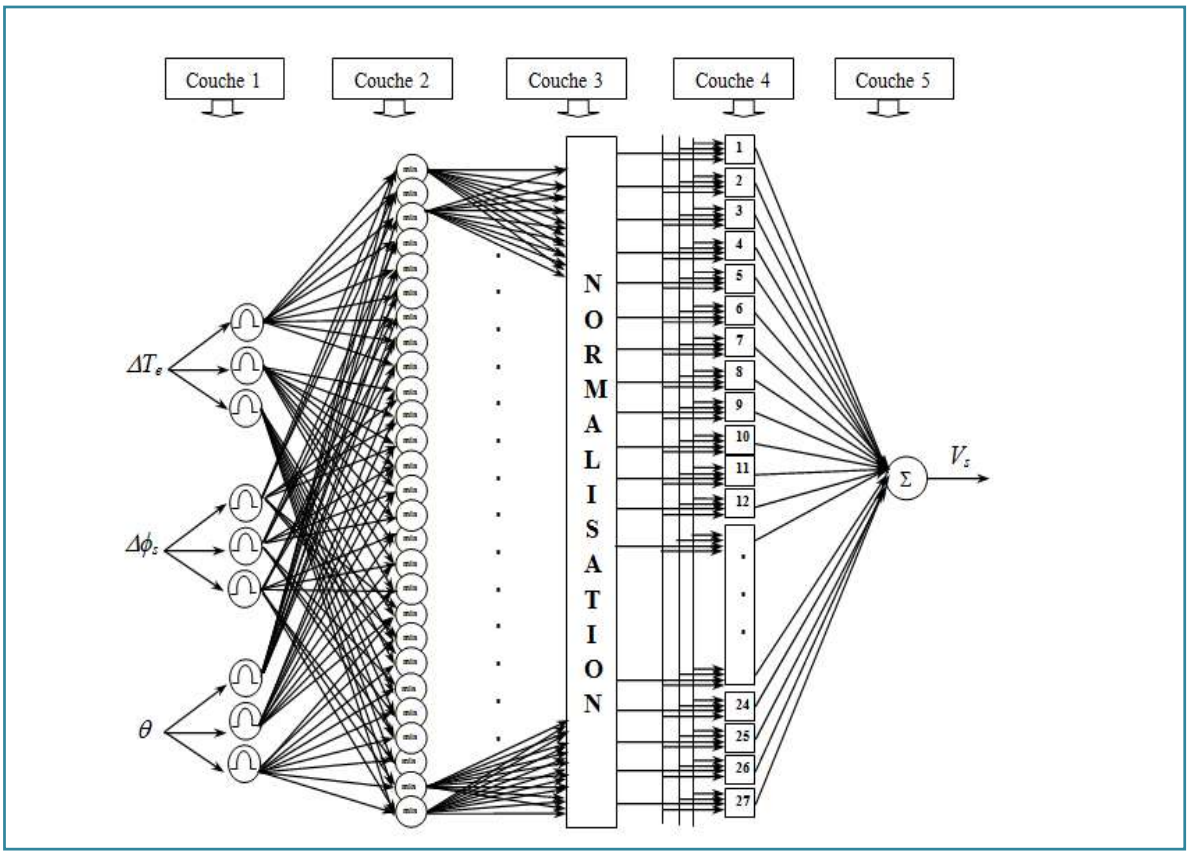


Figure 4.4. Structure d'un régulateur neuro-flou de la DTC [13][12]

4.4.2. Caractéristiques

Le régulateur utilisé est accompagné de son algorithme d'apprentissage hybride basé sur la rétro-propagation et la méthode des moindres carrés. Ce modèle donne de très bons résultats d'approximation de fonctions non linéaire.

CARACTERISTIQUES	*NFDTC*
Entrées / Sorties	3-1
Nombre de neurones	2-27-1
Itérations	20
Performance	0.38
Algorithme d'apprentissage	Hybride
Nombre de fonctions d'appartenances	3
Forme de fonctions d'appartenances	Gaussienne
Structure d'estimateur Flou	Sugeno
Nombre de règles	27

Tableau 4.4. Les caractéristiques de régulateur neuro-flous

4.5.RÉSULTATS DE SIMULATION

4.5.1. Résultats de simulation de la DTC à zone décalée

D'après la Figure 4.5, on remarque que la DTC classique fournit des performances meilleures en régime permanent du flux qu'en régime transitoire.

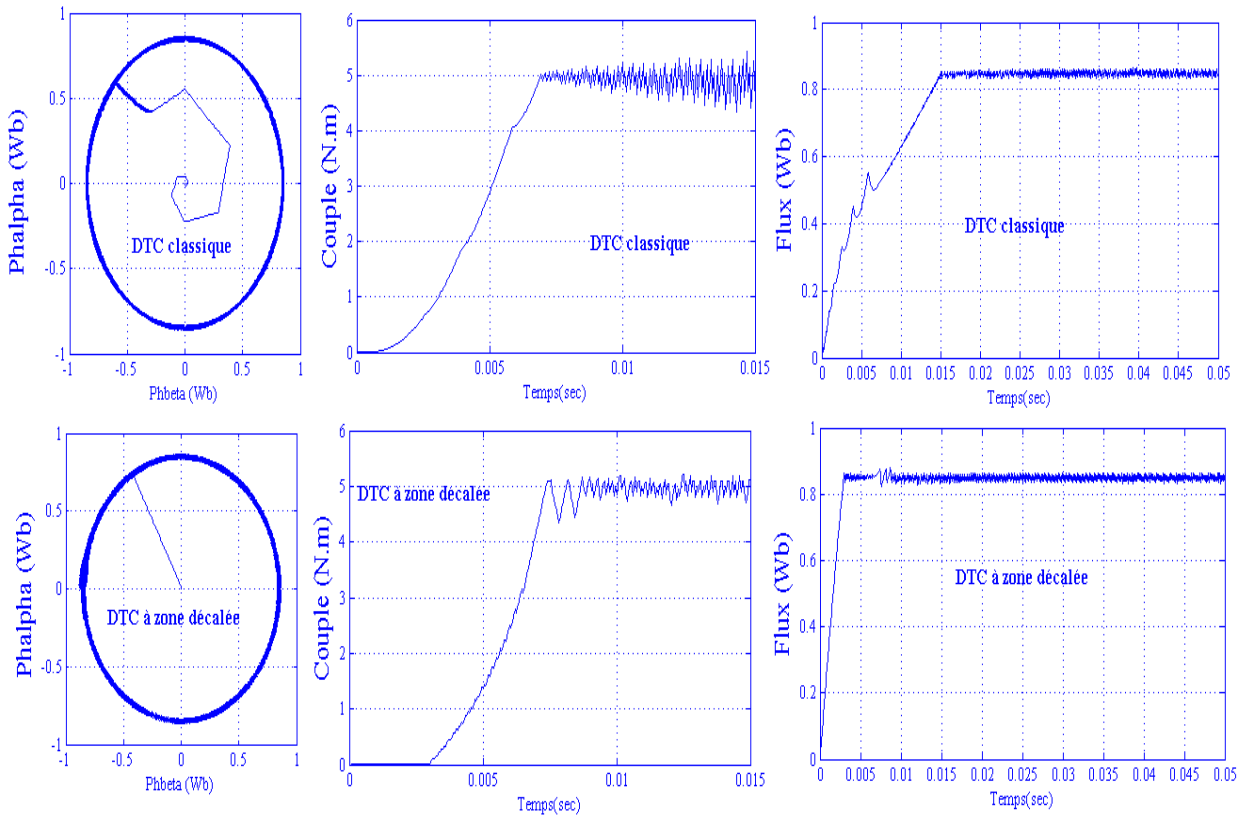


Figure 4.5. Evolution du couple et flux de la DTC CLA (Classique) et la DTC Á ZONE DEC (décalée).

En revanche, la DTC à zone décalée nous donne des meilleures performances du flux en régime transitoire qu'en permanent. Néanmoins, pour le couple elle donne de meilleures performances en régime permanent et médiocres en régime transitoire.

Si on observe l'évolution du flux, on constate que les oscillations de flux sont plus importantes dans la DTC modifiée que dans la DTC classique. Toutefois, le couple en régime permanent nous présente plus d'ondulations mais il présente de meilleures performances en régime transitoire que celui de la DTC à zone décalée.

4.5.2. Résultats de simulation de la DTC à douze zones

La figure 4.6 montre l'évolution du couple électromagnétique et flux statorique de la commande directe du couple à douze zones

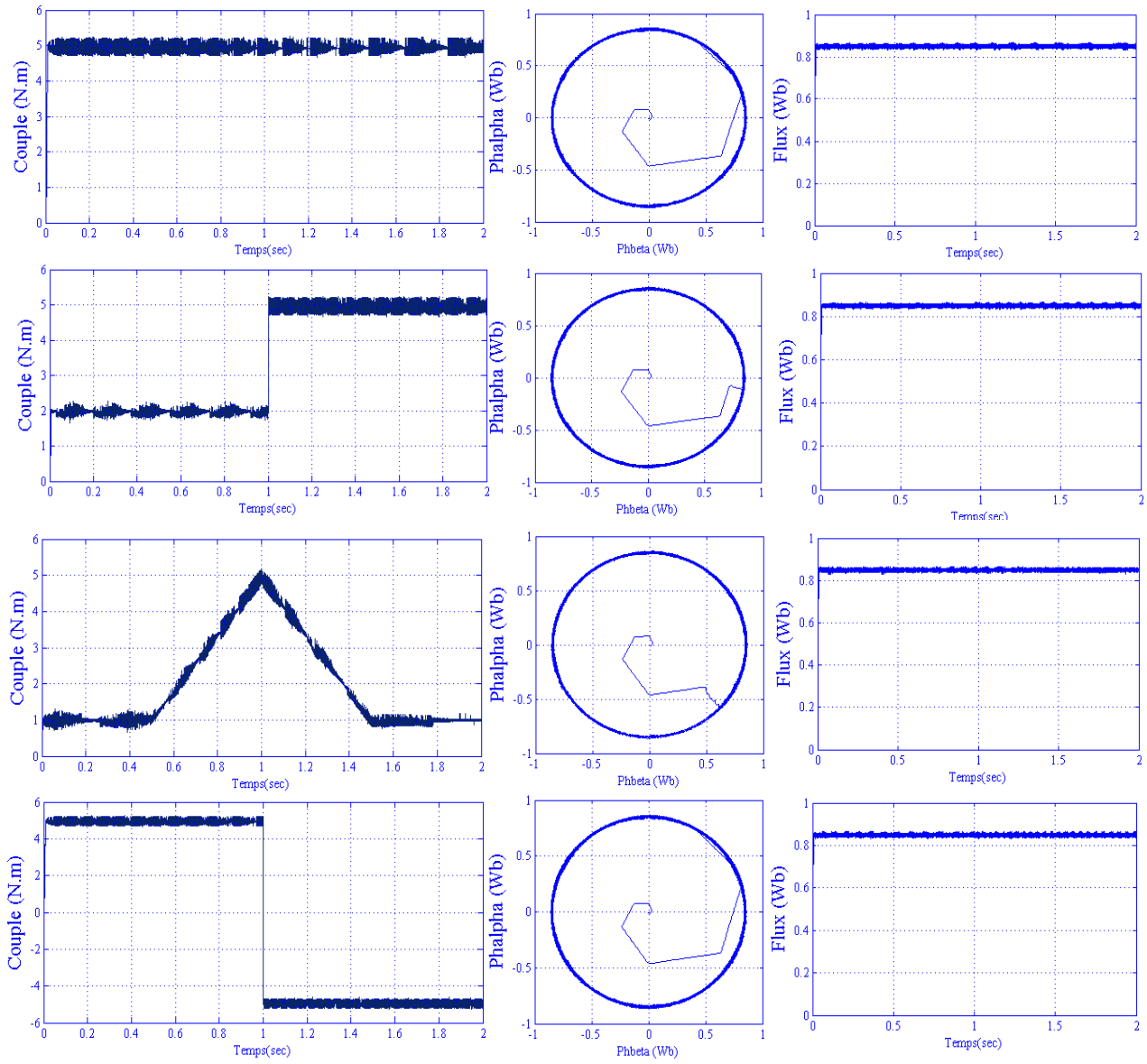


Figure 4.6. Evolution du couple et flux de la DTC_12

La Figure4.6, représentée ci-dessus nous montre que la DTC à douze zones (DTC_12) nous offre de bonnes performances en terme d'ondulations, les valeurs estimées suivent parfaitement leurs références pour différentes changement de couple de charge (un échelon, rampe et lors d'inversion du couple)

4.5.3. Résultats de simulation de la DTC basée sur un contrôleur neuro-flou

D'après les figures suivantes, on note que les ondulations du couple sont minimisés par rapport la DTC classique, le flux suit sa référence, On relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple et les deux grandeurs du couple estimé et réel coïncident pour différentes changement de couple de charge.

Cette bonne réduction des ondulations du couple entraîne la diminution des vibrations mécaniques et par conséquent la réduction du bruit acoustique

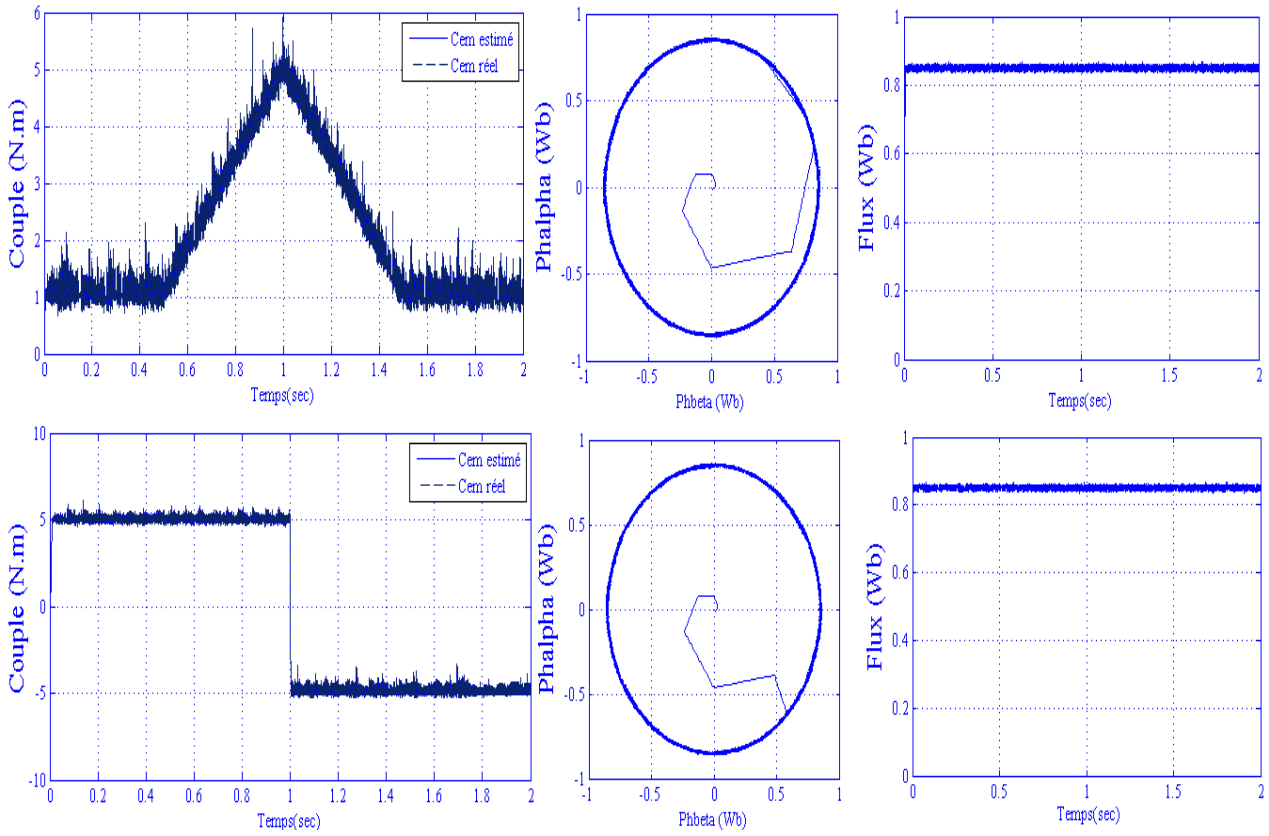


Figure 4.7. Evolution du couple et flux de la DTC en utilisant un contrôleur neuro-flou avec une application de couple de charge (rampe et inversion du couple)

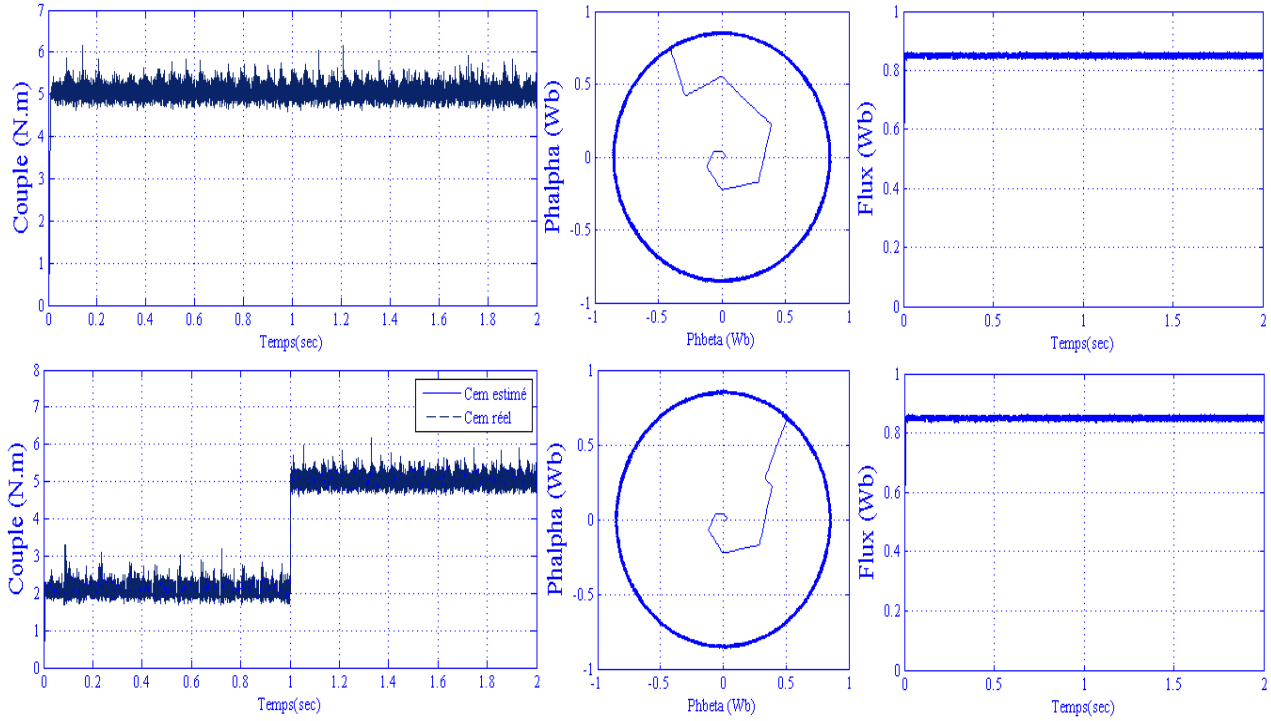


Figure 4.8. Evolution du couple et flux de la DTC en utilisant un contrôleur neuro-flou

On remarque que les valeurs estimées suivent bien leurs références pour un couple de charge égale à 10N.m, la trajectoire de flux décrit un cercle, et le courant est sinusoïdale, on trouve aussi que les ondulations du couple sont totalement minimisées en les comparant avec la DTC classique.

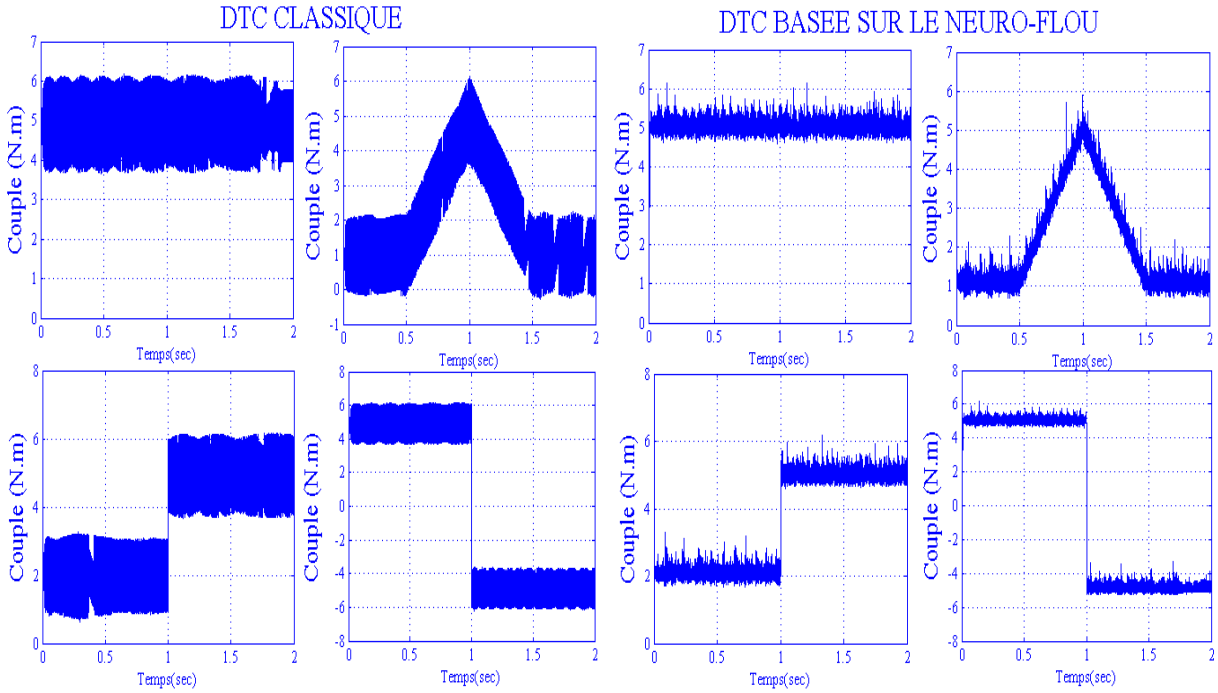


Figure 4.9. Résultats comparatifs du couple en utilisant la DTC classique et la NFDTC

4.6. CONCLUSION

Dans ce chapitre, les contrôleurs qu'on a développé sont à base de systèmes flous et neuro-flous, ils ont été employés pour réduire les contraintes liées à l'utilisation de régulateurs à hystérésis et de tables de commutation dans la DTC classique, et par conséquent minimiser les ondulations de flux, de courant et de couple.

D'après les résultats de simulation, les transitoires du couple et du courant sont maîtrisés et ne provoque pas d'oscillations considérables en utilisant DTC intelligente, contrairement à celles provoquées par la DTC classique

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

Les systèmes neuro-flous nés de l'association des réseaux de neurones avec la logique floue, de manière a tirer profits des avantages de chaque une de ces deux techniques, les principales propriétés des systèmes neuro-flous et leur capacité a traiter dans un même outil des connaissances numérique et symboliques d'un système. Ces derniers permettent donc d'exploiter les capacités d'apprentissage des réseaux de neurones d'un part et les capacités de raisonnement de la logique floue d'autre part.

Les avantages déterminants attribués aux techniques DTC classiques (dynamique, robustesse, facilité d'implémentation) sont néanmoins contre balancés d'une part par l'utilisation d'un comparateur à hystérésis échantillonné qui augmente les risques d'excitation de résonances mécaniques ou acoustiques.

L'objectif de ce travail est de proposer quelques techniques d'amélioration de la commande DTC classique. L'une de stratégie d'amélioration et de réduction d'ondulations de couple électromagnétique qui n'introduisent pas des modifications notables sur la commande afin de respecter la simplicité de la DTC classique, à savoir la DTC à 12 secteurs et la DTC à zone décalée.

Comme on a cité précedemment, les techniques neuro-flous combine l'avantage de la logique floue et réseaux de neurones artificiels, leurs architectures est les plus connues et les plus utilisé dans l'industrie.

On a analysé de façon plus détaillée les performances apportées par chacune de ces commandes (DTC classique CDTC, DTC à zone décalée, DTC à douze zones DTC_12 et la DTC basée sur les systèmes neuro-flous), en se basant sur des figures et des tableaux récapitulatifs. Tous ces améliorations ont été étudiées et appliquées à la machine asynchrone.

Des résultats obtenus, une analyse et une interprétation sont faites dans chaque chapitre. On peut affirmer qu'on a réussi à améliorer les performances de la commande DTC classique en minimisant les ondulations du couple électromagnétique. Néanmoins, on a remarqué aussi que ces techniques proposées (la DTC_12 et NFDTC), présentent un comportement similaire et un comportement satisfaisant dans le cas de la machine asynchrone.

PARAMÈTRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE

PARAMÈTRES DE LA MACHINE ASNYCHRONE

Machine asynchrone à aimants permanents (MAS)

Puissance	1.08Kw
Vitesse nominale	1500 tr/min
Couple nominale	3N.m
Resistance statorique	10 Ω
Resistance rotorique	6.3 Ω
Inductance du stator	0.4642H
Inductance du rotor	0.4642H
Inductance Mutuelle	0.4212 H
Moment d'inertie	0.02 $kg.m^2$
Nombre de paires de pôles	2
Coefficient de frottement visqueux	0.0001 $k.m^2/s$

RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] Benzlrafa Foudil et Moussioui Redouane, commande direct du couple d'une machine asynchrone avec et sans capteur mécanique –application du filtre de Kalman-, Mémoire de Master, Université Médéa, 2011.

[**2**] Smain Bentouati, Commande direct du couple par logique floue avec observateur robuste : application à la machine synchrone a aimants permanents , Mémoire de Magister, Université de Médéa ,17/05/ 2006.

[3]. J.P.Caron, J.-P.Hautier, modélisation et commande de la machine asynchrone, Editions techniques, France, paris 1995.

[4]. S. Chaouch, Commande Vectorielle robuste d'une machine à induction sans capteur de vitesse, thèse de doctorat, Université de Batna, 2005.

[5]. A. Chaiba, Commande de la machine asynchrone à double alimentation par des techniques de l'intelligence artificielle, thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[**6**].A. Derban, Contrôle direct du couple de la MSAP basé sur la logique floue et les réseaux de neurones, mémoire de Magister de l'EMP, 2002.

[7] Djellouli Tahah, Commande sans capteur d'une machine asnychrone avec prise en compte de la saturation et des pertes fer, Mémoire de Magister, Université Médéa, 2010.

[8]. I. Elhassan, Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple, thèse de doctorat d'INP de Toulouse, 1999.

[9]. Eric A. Wan, Control systems, Classical, Neural and Fuzzy, Oregon Graduate Institute, Lecture Notes, 1998.

[10] F.Sincère, « Electrotechnique », Chapitre 7, Machine asynchrone triphasée, IUT, disponible sur le site : http//pagesperso-orange.fr/fabrice.sincere.

[11] F. Hamidia, « Contribution à la commande Neuro-floue de machines électriques, Thèse de doctorat, ENP, 2013

[12]. F.Hamidia, A. Larabi, M.S. Boucherit, Design and Analysis of Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System controlled PMSM , CGE'08, EMP, April 12-13, 2013, Bordj-elbahri.

[13]. F.Hamidia**,** A. Larabi, M.S. Boucherit, An Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System of DTC-IM Drive, 2013, in Proceedings of the 4th international conference on power electrical engineering, Istanbul, Turque. 2013.

[14]. Gauthier Eric, Utilisation des réseaux de neurones artificiels pour la commande d'un véhicule Autonome, Thèse doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 1999.

[15]. O. Guenounou, Méthodologie de conception de contrôleurs intelligents par l'approche génétique- application à un bioprocédé, Thèse doctorat, Université de Toulouse, 2009.

[16] F. Lahouazi, Mise en œuvre d'une stratégie de commande neuro-flou : application à un pendule inversé, Mémoire de Magister, Université Mouloud Mamar, Tizi-Ouzou, 2011.

[**17**] .L. Constant, Modélisation de dispositifs électriques par réseaux de neurones en vue de l'émulation en temps réel, Thèse doctorat d'INP de Toulouse, 2000.

[18] R. Mahdoui, Diagnostic industriel par neuro-flou-application à un système de production, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

[19]. Elkheir Merabet, Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile, Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

[20]. H. Rezine and A. Derbane, Implémentation du Contrôle Direct du Couple de la Machine Synchrone à Aimants Permanents par la Logique Floue, International Conference CGE'02, Algiers EMP, Algeria, 2002.

[21]. Benoit Robyns, Bruno Françion, Paul Hautier, commande vectorielle de la machine asynchrone, Editions techniques, paris, 2007, page 46

[**22**]. R.Toufouti, S.Meziane and H.Benalla, Direct Torque Control for Induction Motor using intelligent technique, Journal of Theoretical and Applied Information Technology, 2007, pp. 35-44.

[23]. R. Toufouti, Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone, thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.

[24]. R. Zaimeddine, Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux, thèse de doctorat, ENP, 2007.

[25]. M. R. Zolghadri, Contrôle direct du couple des actionneurs synchrones, thèse de doctorat, INP Grenoble 1997.