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 et de l'Informatique



Projet de Fin d'études

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

Spécialité : *Automatique des systèmes*

THEME

La commande DTC appliquée à la machine asynchrone double étoile avec un réglage intelligent

Présenté par :

M^elle^ SEDDIR Dalal

Encadré par :

Dr. HAMIDIA. F
Dr. ABBADI. A

PROMOTION 2015-2016

Dédicace

*Je remercie **Dieu** tout puissant qui m'a donné toute la volonté et la patience pour aboutir à la réalisation de ce travail.*

Je dédiée ce modeste travail :

*A mon source de douceur, de tendresse, d'amour et affection et grâce au encouragement et aux sacrifices qu'elle a consentis j'ai pu arriver à réaliser ce travail, ma très chère **mère**.*

*A mon très cher **père**, pour les sacrifices qu'il a consentis pour mon éducation et pour l'avenir qu'il m'a cessé d'offrir.*

*A mon cher fiancer qui donne-moi le courage poursuite mon éducation **Ahmed**.*

*A mes chères sœurs **Houria**, **Rachida**, **Marwa**.*

*A mes chers frères **Lakhdar**, **Mohamed**, **Bilel**.*

*A mes chères **Rahaf**, **Maram**, **Rawnak**, **Wissal** et **Djoumana***

*A toutes mes chères amies **Nadjet**, **Samia** et **Sabrina**.*

*Et à toute la famille **SEDDIR**.*

A tout ce qui j'aime et tout ce qu'ils m'aiment.

Toutes ces personnes que j'ai senties redoutable de leur dédier ce modeste travail en termes d'amour et de profonde gratitude.

✍DALAL

Remerciement

Tout d'abord on remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

En préambule à ce mémoire, je souhaitais adresser mes remerciements les plus sincères aux personnes qui m'ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.

Je tiens à remercier sincèrement Dr.F.HAMIDIA, qui, en tant que directrice de mémoire, s'est toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Je tiens également à remercier Dr.A.ABADI.

J'exprime ma gratitude à tous les ingénieurs qui ont rencontrés lors des recherches effectuées et qui ont accepté de répondre à mes questions avec gentillesse.

Enfin, j'adresse mes plus sincères remerciements également à tous les enseignants département de GEI

RÉSUMÉ

تطبيق التحكم المباشر للعزم الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة مع تحكم ذكي

ملخص

تستعمل الآلات متعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة وبقدرتها على تجزئة الاستطاعة ولهذا نقترح في هذه العمل دراسة المثال الأكثر شيوعا للآلات المتعددة الأطوار، والمتمثلة في الآلة الغير المتزامنة ثنائية النجمة (ا.غ.م.ث.ن)

في هذه المذكرة نقوم أولا بدراسة نمذجة وتغذية الالة (ا.غ.م.ث.ن) باستعمال التحكم في المموج (استراتيجية تعديل عرض الذبذبات). ثانيا نقدم دراسة التحكم المباشر لعزم الالة (ا.غ.م.ث.ن) مدعوم من قبل اثنين من محولات الجهد (حلقة مفتوحة) وبعدها سندرس هذا التحكم بوجود مراقبات السرعة (حلقة مغلقة) وهذا باعتماد تقنيات تقليدية، وأخرى ذكية (الشبكات العصبية، المنطق الغامض والنظم غامضة والنظم العصبية غامضة).وقد قدمت نتائج المحاكاة ومناقشتها في نهاية كل فصل.

كلمات مفتاحية :

الآلة الغير متزامنة ثنائية النجمة، تعديل عرض الذبذبات، التحكم المباشر للعزم، ا لشبكات العصبية، النظم العصبية المركبة بالمنطق الغامض.

DTC control applied to the dual star induction motor with an intelligent control

Abstract

For high power applications, the multiphase machines are increasingly used for reasons of reliability and power segmentation. That leads us to study in this work the most common example of multiphase machines, dual star induction machine

We present in one hand a modeling study of the DSIM, with control strategy application of the inverter (PWM). In the other hand, we apply the direct torque control to DSIM powered by two voltage inverters (open loop).

We propose also in this work the application of DTC in the presence of speed control (in closed loop) by using conventional controllers (as PI regulator), intelligent controllers (as neural networks, fuzzy logic and neuro- fuzzy regulator). Results simulation were presented and discussed at the end of each chapter.

Key words

Dual star asynchronous machine (DSIM), Pulse Width Modulation (PWM), direct torque control (DTC). Artificial Neural Network, fuzzy logic, Neural-Fuzzy System

La commande DTC appliquée à la machine asynchrone double étoile avec un réglage intelligent

Résumé

Pour des applications de forte puissance, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de puissance. Nous nous proposons ici d'étudier l'exemple le plus courant des machines multiphasées, la machine asynchrone double étoile.

Ce mémoire, présente en premier lieu une étude de modélisation et d'alimentation de la MASDE, avec application de stratégie de commande de l'onduleur (MLI). En second lieu nous présentons une étude de la commande directe du couple de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension (boucle ouverte)

Et en suit nous étudierons la commande DTC en présence de réglage de vitesse telle que les régulateurs classiques (régulateurs type PI), les régulateurs intelligents(les régulateurs basés sur les réseaux de neurones, les systèmes neuro-flous) (boucle fermée) Les résultats de simulation ont été présentés et discutés à la fin de chaque chapitre.

Mots clés

Machine asynchrone à double étoile (MASDE), modulation de largeur d'impulsion (MLI), commande directe du couple.DTC, Réseaux de Neurones, la logique floue, Systèmes Neuro-Flous.

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1	Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1)	05
Tableau 1.2	Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 2)	06
Tableau 2.1	Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_s appliqué dans la zone Z_i. k= (i-1, i-2, i+1, i+2)	42
Tableau 2.2	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls).	46
Tableau 2.3	Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls).	47
Tableau 3.1	Les règles sous forme symbolique.....	61
Tableau 3.2	Les avantages et les inconvénients de la logique floue et réseaux de neurones	72
Tableau 4.1	Table des règles de commande (règles d'inférence) de sept classes	84
Tableau 4.2	Les caractéristiques de régulateur neuro-flous de vitesse	88
Tableau 4.3	Les caractéristiques des régulateurs neuronaux.....	90

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1	Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases	07
Figure 1.2	Modes de fonctionnement suivant le glissement	09
Figure 1.3	Représentation schématique des enroulements de la MASDE	10
Figure 1.4	Passage du système triphasé au système biphasé	16
Figure 1.5	Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE	19
Figure 1.6	Schéma de simulation d'une MASDE alimentée par le réseau	28
Figure 1.7	Performances de la conduite de la MASDE lors d'un démarrage à vide	30
Figure 1.8	Performances de la conduite de la MASDE lors d'une application d'un couple résistant (C_r=10 entre (2 et 3 s))	31
Figure 1.9	Performances de la conduite de la MASDE lors d'une application d'un couple résistant (C_r=10 entre (2 et 3 s)) avec un onduleur	32
Figure 2.1	Structure générale de contrôle direct du couple	36
Figure 2.2	Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension	38
Figure 2.3	Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux	39
Figure 2.4	Evolution de l'extrémité du vecteur φ_s	40
Figure 2.5	Répartition des zones	42
Figure 2.6	Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique	45
Figure 2.7	Correcteur de couple à trois niveaux	46
Figure 2.8	Structure générale du contrôle direct du couple DTC de la MASDE	48
Figure 2.9	Evolution du couple et flux statorique de la MASDE	50
Figure 3.1	Exemple de fonction d'appartenance, a) Logique classique, b) Logique Floue	54
Figure 3.2	Formes usuelles des fonctions d'appartenance	58
Figure 3.3	Schéma simplifié d'un neurone biologique	64
Figure 3.4	Représentation d'un neurone	64
Figure 3.5	Définition des couches d'un réseau multicouche	66
Figure 3.6	Réseau à connexions locales	66
Figure 3.7	Réseau à connexions récurrentes	66
Figure 3.8	Réseau à connexions complète	67
Figure 3.9	Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurone	67
Figure 3.10	Principe du Neuro-flou	71
Figure 3.11	Le système neuro-flou de Mamdani	73
Figure 3.12	Le système neuro-flou de Takagi-sugeno	74
Figure 3.13	Architecture de NEFCLASS	76
Figure 3.14	Architecture de NEFCON	77
Figure 3.15	Architecture de NEFPROX	78
Figure 3.16	Architecture de l'ANFIS	78
Figure 4.1	Structure de la commande DTC en boucle fermée	80
Figure 4.2	Méthodes des pôles imposés	81
Figure 4.3	Structure de régulation de la vitesse mécanique	82
Figure 4.4	Structure d'un système flou	82
Figure 4.5	Structure de réglage de la vitesse de la machine en utilisant un régulateur flou.	83
Figure 4.6	Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques.	85
Figure 4.7	Structure d'un régulateur neuronal de la vitesse de rotation	86

Figure 4.8	Structure d'un régulateur neuro-flou de la vitesse de rotation	87
Figure 4.9	Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur PI	88
Figure 4.10	Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur PI-FLC	89
Figure 4.11	Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur ANFIS	90
Figure 4.12	Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur ANN	91
Figure 4.13	Comparaison entre les différents régulateurs utilisés	92
Figure 4.14	Résultats de la meilleure technique appliquée à la MASDE	92

T_{ec}	La période d'échantillonnage
S_a ,S_b, S_c	Les signaux de commande
φ_{s1}	Flux statorique de l'etoile 1
φ_{s2}	Flux statorique de l'etoile 2
φ_r	Flux rotorique
φ_m	Flux magnétisant
C_{em}	Couple électromagnétique
C_r	Couple résistant
α	Angle de déphasage entre les deux stators
α_m	Angle réel de décalage ou l'angle mécanique de décalage.
As1, Bs1, Cs1	Les indices correspondants aux trois phases du stator 1
As2, Bs2, Cs2	Les indices correspondants aux trois phases du stator 2
Ar, Br, Crr	Les indices correspondants aux trois phases du rotor
d, q	Les axes directs et quadratiques du repère de Park
Rs1, Rs2, Rr	Les résistances statoriques et rotoriques
S1, S2, r	Les indices correspondants à l'étoile 1, l'étoile 2 et au rotor
g	Glissement.
P_{em}	Puissance électromagnétique.
P	Puissance instantané
i_a,i_b,i_c	Courants instantanés dans les phases du moteur
$i_{s\alpha}$,$i_{s\beta}$ $\phi_{s\alpha}$, $\phi_{s\beta}$	Courants et Flux dans les axes (α,β)
f	Fréquence
k_f	Coefficient de frottement
k_p, k_i	Paramètres du régulateur PI
V_s	Vecteur de tension statorique
δ	Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique
θ	L'angle entre le flux statorique et l'axe de référence
Ω	Vitesse électrique
Ω_m	La vitesse mécanique du rotor.
p	Nombre de paires de pôles
σ	Coefficient de dispersion
θs	Pulsation statorique
θ_m	angle mécanique
θ_e	angle électrique
θ_{s1}	Pulsation de glissement
J	Moment d'inertie de la machine
[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)
$L_{so} - L_{sl}$, $L_{so} + L_{sl}$	Les valeurs minimum et maximum de l'inductance propre d'une phase de l'induit
Ms	La valeur maximale de l'inductance mutuelle entre deux phases de l'induit

MASDE	**M**achine **A**synchrone **D**ouble **E**toile
DTC	**D**irect **T**orque **C**ontrol
MLI	**M**odulation de **L**argeur d'**I**mpulsion
PWM	**P**ulse **W**idth **M**odulation
PI	**P**roportionnel – **I**ntégrale.
AI	**A**rtificiel **I**ntelligent
ANFIS	**A**daptive **N**eural **F**uzzy **I**nference **S**ystem
ANN	**A**rtificial **N**eural **N**etwork
BO	**B**oucle **O**uverte
BF	**B**oucle **F**ermée
NF	**N**eural **F**uzzy
NF	**N**euro-**F**lou

DEDICACES ii
REMERCIEMENTS iii
RESUME iv
LISTE DES TABLEAUX v
LISTE DES FIGURES vi
NOTATIONS ET ABRÉVIATION viii
INTRODUCTION GÉNÉRALE 01

CHAPITRE. 1.
MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ÉTOILE

1.1. INTRODUCTION 03
1.2. GÉNÉRALITES SUR LES MACHINES MULTIPHASÉES 03
1.3. CARACTÉRISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASÉES 04
1.3.1. Machines multiphasées de type 1 04
1.3.2. Machines multiphasées de type 2 06
1.4. APPLICATIONS DES MACHINES MULTIPHASÉES 07
1.5. AVANTAGES DES MACHINES MULTIPHASÉES 07
1.5.1. Segmentation de puissance 07
1.5.2. La fiabilité 08
1.5.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques 08
1.6. INCONVÉNIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES 08
1.7. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MASDE 09
1.8. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE 10
1.8.1. Description de la machine 10
1.8.2. Hypothèses simplificatrices 11
1.8.3. Modèle naturel de la MASDE 11
1.8.3.1. Equations électriques 11
1.8.3.2. Equations magnétiques de la MASDE 13
1.8.3.3. Equations magnétiques développées de la MASDE 14
1.8.3.4 Energie magnétique 15
1.8.3.5 Couple électromagnétique 15
1.8.3.6 Equation mécanique 16
1.9. TRANSFORMATION TRIPHASÉ-BIPHASÉ 16
1.9.1. Transformation de Clarke 16
1.9.2. Transformation de Concordia 17

1.9.3. Transformation de base de Park 18
1.9.4. Application de la transformation de Park à la MASDE 19
1.10. ÉQUATION MATRICIELLE DE LA MASDE AVEC TRANSFORMATION DE PARK 20
1.10.1. Équation des tensions 20
1.10.2. Les équations finales des tensions de la MASDE 21
1.10.3. Équations magnétiques 22
1.10.4. Équation mécanique 23
1.10.4.1. Puissance_instantanée 23
1.10.4.2. Couple_électromagnétique 24
1.11. CHOIX DU RÉFÉRENTIEL 25
1.12. MISE SOUS FORME D'ÉQUATIONS D'ÉTAT 25
1.13. LES AVANTAGES ET LES INCONVÉNIENTS DE LA MASDE 27
1.13.1. Avantages de la MASDE 27
1.13.2. Inconvénients de la MASDE 28
1.14. SIMULATION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS 28
1.14.1. Résultats de simulation 29
1.14.2. Interprétation des résultats de simulation 33
1.15. CONCLUSION 34

CHAPITRE. 2.
COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MASDE

2.4. INTRODUCTION 35
3.4. PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC 37
4.4. FONCTIONEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ 37
2.3.1. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique 39
2.3.1.1. Principe de contrôle de flux statorique 39
2.3.1.2. Principe de contrôle de couple électromagnétique 41
2.3.1.3. Choix du vecteur de tension 41
2.3.2. Estimateur 43
2.3.2.1. Estimateur du flux statorique 43
2.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique 44
2.4. ÉLABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE 44
2.4.1. Correcteur de flux 44
2.4.2. Correcteur de couple 45
2.4.2.1. Le correcteur à trois niveaux 45
2.4.2.2. Le correcteur à deux niveaux 46

2.5. ÉLABORARTION DE LA TABLE DE COMMANDE 46
2.6. STRUCTURE GÉNÉRALE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE 47
2.7. LES AVANTAGES ET LES INCONVÉNIENTS DE LA DTC 49
2.7.1. Avantages de la commande directe de couple 49
2.7.2. Inconvénients de la commande directe de couple 49
2.8. RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA DTC DE LA MASDE 49
2.9. CONCLUSION 52

CHAPITRE. 3.
LES TECHNIQUES INTELLIGENTES

3.1. INTRODUCTION 53
3.2. LA LOGIQUE FLOUE 53
3.2.1. Principe et définition 53
3.2.2. Théorie des sous-ensembles flous et logique floue 53
3.2.2.1. Théorie des sous-ensembles flous 54
3.2.2.2. Variable linguistique 55
3.2.2.3. Opérations sur les ensembles flous 55
3.2.2.3.1. Union (disjonction) 55
3.2.2.3.2. Intersection (conjonction) 55
3.2.2.3.3. Complémentation 56
3.2.2.3.4. Produit Cartésien 56
3.2.2.3.5. Egalité 56
3.2.2.3.6. Inclusion 56
3.2.2.3.7. Relation floue 56
3.2.2.3.8. Composition de deux relations floues 57
3.2.3. Fonction d'appartenance 57
3.2.4. Propositions floues 58
3.2.4.1. Proposition floues élémentaires 58
3.2.4.2. Proposition floues générales 58
3.2.5. Raisonnement en logique floue 59
3.2.5.1. Implication floue 59
3.2.5.2. Inférence floue 60
3.2.5.2.1. Modus ponens généralisé 60
3.2.5.2.2.Modus tollen généralisé 60
3.2.5.2.3.Agrégation des règles 63
3.3. LES RÉSEAUX DE NEURONES 63
3.3.1. Définition 63

3.3.2. Le neurone biologique 63
3.3.3. Le neurone artificiel 64
3.3.4. Structure du réseau de neurone artificiel 65
3.2.4.1. Réseau de neurones multicouches 65
3.2.4.2. Réseau à connexions locales 66
3.2.4.3. Réseau à connexions récurrentes 66
3.2.4.4. Réseau à connexions complètes 67
3.2.5. Apprentissage 67
3.2.5.1. Apprentissage non supervisé 68
3.2.5.2. Apprentissage supervisé 68
3.4. AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES RÉSEAUX DE NEURONES 70
3.4.1. Avantage des réseaux de neurones 70
3.4.2. Inconvénients des réseaux de neurones 70
3.5. LES RÉSEAUX NEURO-FLOUS 71
3.5.1. Principe et définition 71
3.5.2. Les avantages et les inconvénients de la logique floue et les réseaux de neurones 72
3.5.3. Méthodes des combinaisons neuro-floues 72
3.5.3.1. Réseaux flou neuronal 72
3.5.3.2. Systèmes neuronal/flou simultanément 73
3.5.3.3. Modèles neuro-flous coopératifs 73
3.4.3.4. Modèles neuro-flous hybrides 73
3.5.4. Les avantages des systèmes neuro-flous 75
3.5.4.1. La rapidité de calcul 75
3.5.4.2. La flexibilité 75
3.5.5. Généralisation des connaissances 75
3.5.6. Les types d'implémentation des réseaux des neuro-flous 76
3.5.6.1. Neuro-fuzzy classification (NEFCLASS) 76
3.5.6.2. Neuro-Fuzzy Controller (NEFCON) 76
3.5.6.3. Neuro Fuzzy function approximator NEFPROX 77
3.5.6.4. Adaptive-network-based fuzzy inference system (ANFIS) 78
3.5.7. Les applications des systèmes Neuro-flous 79
3.6. CONCLUSION 69

CHAPITRE. 4.

LA DTC-MASDE AVEC RÉGLAGE DE VITESSE INTELLIGENT

4.1. INTRODUCTION 80
4.2. RÉGULATEUR CONVENTIONNEL 80

4.2.1. Principe 80
4.2.2. Régulateur de type classique PI 81
4.3. RÉGULATEURS BASÉS SUR LA LOGIQUE FLOUE 82
4.3.1. Principe 82
4.3.2. Régulateur flou (FLC) 82
4.3.3. Régulateur PI-FLC 85
4.4. RÉGULATEURS BASÉS SUR LES RÉSEAUX DE NEURONES 86
4.5. RÉGULATEURS BASÉS SUR LES NEURO-FLOUS 87
4.6. RÉSULTATS DE SIMULATION 88
4.6.1. Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur PI 88
4.6.2. Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur FLC 89
4.6.3. Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur ANFIS 89
4.6.4. Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur ANN 90
4.7. COMPARAISON ENTRE LES DÉFÉRENTES TECHNIQUES DE RÉGULATION 91
4.8. RÉSULTATS DE LA MEILLEURE TECHNIQUE APPLIQUÉE A LA MASDE 92
4.9. CONCLUSION 93

CONCLUSION GÉNÉRALE 94
PARAMÈTRES DE LA MACHINE 96
GÉNÉRALITÉ SUR LES ONDULEURS 97
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES 102

Les machines électriques sont l'élément le plus important dans l'industrie à savoir : la production et les entrainements électriques. La machine asynchrone triphasée est la plus simple à fabriquer, la moins couteuse et la moins exigeante en termes d'entretien, présente un taux de défaillance très faible, elle est fabriquée en grande quantité et dans une très grande échelle des puissances, etc [LAK 14].

Depuis la fin des années 1920, les machines à deux enroulements triphasés au stator avaient été introduites pour accroître la puissance des alternateurs synchrones de très forte puissance. Les machines multiphasées ont par la suite fait un intérêt important, en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente plusieurs avantages. En effet, les variateurs multiphasées présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées, tels que : segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques, réduction des courants harmoniques, grande fiabilité et forte puissance, etc

Nous présentons une commande DTC de la machine asynchrone double étoile, grâce à faible coût et sa simplicité de construction conjugués aux techniques de variation de vitesse, la machine asynchrone double étoile s'impose de plus en plus dans les domaines de l'entraînement à vitesse variable.

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control) où DTC introduite en 1985 par TAKAHASHI [SAD 10], l'inconvénient majeur de la commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile est les pulsations du couple.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres…).

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

*Dans **le premier chapitre***, nous présentons les machines multiphasées, leur principe de fonctionnement, leurs avantages et leurs inconvénients, leurs domaines d'utilisation sont également présentés.

Ce chapitre est aussi consacré à la modélisation de la MASDE. Après une description détaillé de la machine, nous développons en premier lieu un modèle triphasé de la MASDE, ensuite le modèle biphasé le plus simple basé sur la transformation de Park, nous présentons en second lieu

l'alimentation de la machine par onduleurs de tension à commande M.L.I pour commander l'onduleur. Nous commentons enfin les résultats de simulation après illustration et visualisation

Le second chapitre, nous proposons d'appliquer la commande directe du couple à la machine asynchrone double étoile , où nous abordons la structure du système du contrôle direct du couple en présentant les méthodes d'estimation du couple et du flux, les correcteurs du couple et du flux, puis on donne la table de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension, ce chapitre termine aussi par des résultats de simulation.

Le troisième chapitre, nous avons fait une présentation générale sur les réseaux de neurones artificiels, et leurs applications et les techniques d'apprentissage, et leurs avantages et les inconvénients, une présentation générale sur les réseaux neuro-flous et le floue

Le quatrième chapitre, nous étudierons la commande DTC en présence de réglage de vitesse en utilisant des régulateurs classiques, tels que les régulateurs type PI, et nous les comparons avec des régulateurs intelligents tels que les régulateurs basés sur floue, les réseaux de neurones et les systèmes neuro-flous. Nous terminons comme chaque chapitre par des résultats de simulations.

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

CHAPITRE

1

MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE À DOUBLE ÉTOILE

1.1. INTRODUCTION

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent sont modèle difficile à mettre en œuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté.

Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée ; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature) [YAH 11]

Nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M.L.I.

Dans les deux cas, l'étude sera menée avec un décalage angulaire $\alpha = 30°$ Enfin, des résultats de simulations seront présentés et commentés.

1.2. GÉNÉRALITES SUR LES MACHINES MULTIPHASÉES

Les machines électriques triphasées à courant alternatif dominent assez largement le domaine des machines électriques [HAD 01]. Leur alimentation est réalisée par des onduleurs de tension dont les interrupteurs sont commandés en modulation de largeur d'impulsions (MLI) qui permet d'obtenir de bonnes performances surtout dans le cas d'une vitesse variable [BEN 10].

Lors de l'augmentation de la puissance, quelques problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine. Les interrupteurs statiques de l'onduleur doivent commuter des courants importants et il est souvent nécessaire de placer plusieurs structures en parallèle.

Mais à puissance donnée, la réduction des courants à commuter passe par l'augmentation de la tension. Les onduleurs de tension à MLI imposent des gradients de tension élevés, qui provoque un vieillissement accéléré des isolants.

L'emploi de structure multi niveaux permet alors la réduction des tensions commutées, d'où l'apparition des machines ayant un nombre de phases supérieur à trois. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines multiphasées" qui offrent une

alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs et aux bobinages [LAK 14], [XAV 03].

Ce type de machines : machine à deux enroulements triphasés au stator, est apparu à la fin des années 1920 dont le but d'augmenter la puissance des alternateurs synchrones de très fortes puissances [LAK 14], [XAV 03].

1.3. CARACTÉRISTIQUES DES MACHINES MULTIPHASÉES

Suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non multiple de trois [BEN 10], on distingue deux types de machines multiphasées :

- ✓ Machines multiphasées de type 1,
- ✓ Machines multiphasées de type 2.

1.3.1. Machines multiphasées de type 1

Les machines multi-étoiles sont des machines dont le nombre de phases est un multiple de trois. $nph = 3\eta(\eta = 1,2,3,\dots)$

Pour un nombre donne de phases, il est possible d'avoir plusieurs configurations suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes.

En effet, une machine double étoile dont le nombre de phases statorique $q=6$ et les étoiles sont décalées de ($\alpha = \pi/6$) a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de ($\alpha = \pi/3$).

Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phrasés, noté qα, dont la définition est comme suit :

$$q_\alpha = \frac{\pi}{\alpha}$$

Le tableau 1.1 donne le détail de quelques exemples des machines multi-étoile :

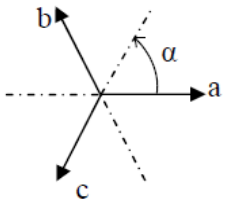
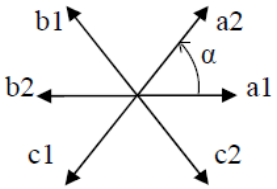
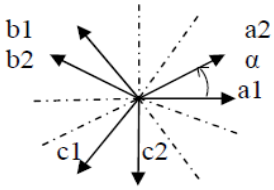
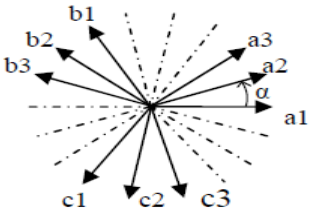
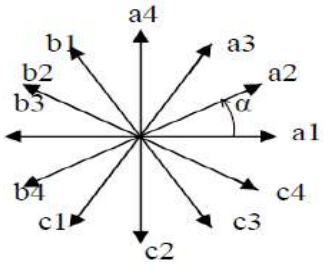
Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
3	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	3	$\frac{\pi}{3}$	
6	6	$\frac{\pi}{6}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
12	6	$\frac{\pi}{6}$	

Tableau. 1.1 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1) [BEN 10], [LAK 14].

1.3.2. Machines multiphasées de type 2

Dans ce type de machines, le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. [YAH 11], [HAI 01]. Si α représente le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes, les q phases sont alors régulièrement décalée de $(2\pi/q)=2\alpha$.On a donc toujours : $q=q_\alpha=\pi/\alpha$.

Le tableau 1.2 donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de type 2. [BEN 10], [LAK 14].

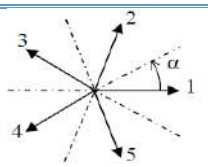
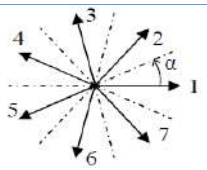
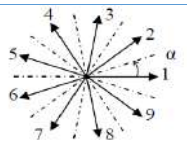
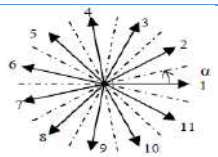
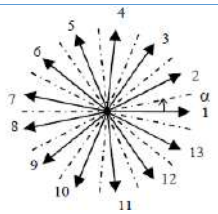
Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q)	Décalage angulaire (α) degré	Représentation des axes des bobines
5	5	$\frac{\pi}{5}$	
7	7	$\frac{\pi}{7}$	
9	9	$\frac{\pi}{9}$	
11	11	$\frac{\pi}{11}$	
13	13	$\frac{\pi}{13}$	

Tableau. 1.2. Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 2) [BEN 10], [LAK 14].

1.4. APPLICATIONS DES MACHINES MULTIPHASÉES

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées, Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment [YAH 11], [HAI 01], [LAK 14].

Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasées connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Figure1.1).

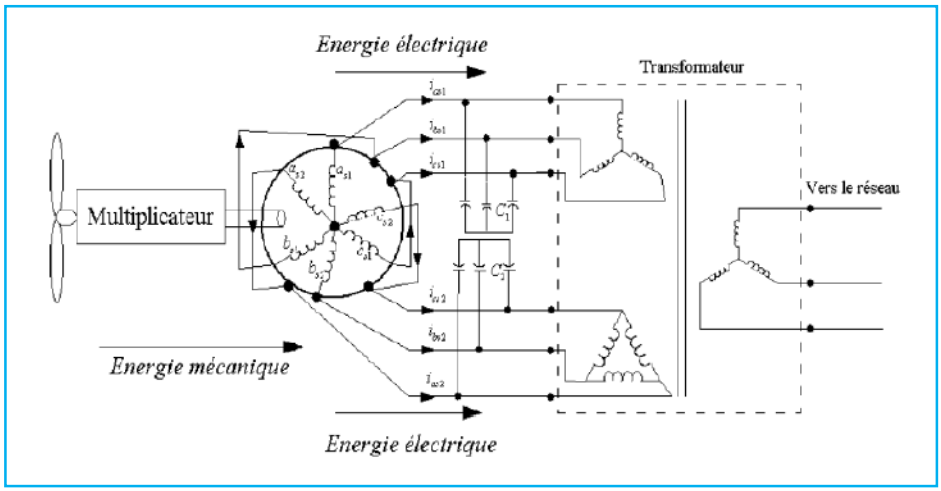


Figure1.1 : Exemple d'application d'une machine asynchrone à 6 phases [LAK 14].

1.5. AVANTAGES DES MACHINES MULTIPHASÉES

Les machines multiphasées sont plus avantageuses que les machines conventionnelles. Parmi ces avantages on peut citer : la segmentation de puissance, la fiabilité, la minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques. [YAH 11], [HAI 01], [BEN 10], [LAK 14].

1.5.1. Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La

segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours. [HAI 01], [BEN 10], [LAK 14].

1.5.2. La fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments de semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à (*nph-3*) phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue. Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine. [HAI 01], [BEN 10], [LAK 14].

1.5.3. Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Les machines polyphasées permettent la réduction des ondulations de couple (période et amplitude) parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines

Pratiquement, une machine multiphasée a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.[HAI 01], [BEN 10], [LAK 14].

1.6. INCONVÉNIENTS DES MACHINES MULTIPHASÉES

Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phase, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine. Mais plus la puissance augmente, moins le problème devient signifiant.

La multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande. Il est donc nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée (contrôle du convertisseur statique) spécifiques et adaptée.

La machine double étoile est la machine multiphasée la plus courante, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre la segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur- machine pas trop compliquée et de prix acceptable. [YAH 11], [HAI 01], [BEN 10], [LAK 14].

1.7. PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE LA MASDE

Les courants triphasés de fréquence f_s alimentant l'enroulement 1 du stator de la machine, donnent naissance à un champ tournant à la vitesse de synchronisme N_s, tel que :

$$N_S = \frac{f_s}{p}\,[tr/s]$$

Avec :

p : le nombre de pair de pôles.

Les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle α alimentant l'enroulement 2 du même stator donnent eux aussi naissance à un autre champ tournant à la même vitesse de synchronisme N_s.

Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor, générant ainsi des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse N [tr/s] inférieure à celle du synchronisme $N<N_s$, ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor. On dit alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{N_s - N}{N_s}$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement.

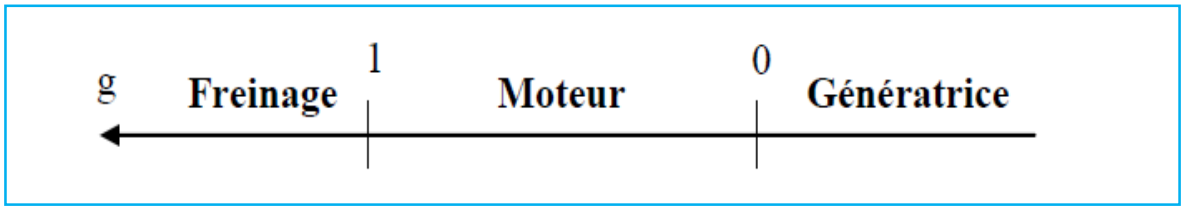


Figure 1.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement.

Dans notre étude, nous nous sommes intéressés au mode de fonctionnement moteur [YAH 11], [BEN 10]

1.8. MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ÉTOILE

1.8.1. Description de la machine

La machine asynchrone double étoile comporte dans le stator deux systèmes de bobinages triphasés décalés entre eux d'un angle électrique α (dans cette modélisation on prend$\alpha = 30°$) et un rotor soit bobiné soit à cage d'écureuil. Pour simplifier l'étude, nous considérons les circuits électriques du rotor comme équivalant à un enroulement triphasé en court-circuit. La (Figure1.3) donne la position des axes d'enroulement des neuf phases constituant la machine. Six phases pour le stator et trois phases pour le rotor [YAH 11], [HAI 01], [BOU 08], [AMI 08], [MEL 14], [MER 08], [BOU 14], [BEN 10], [LAK 14].

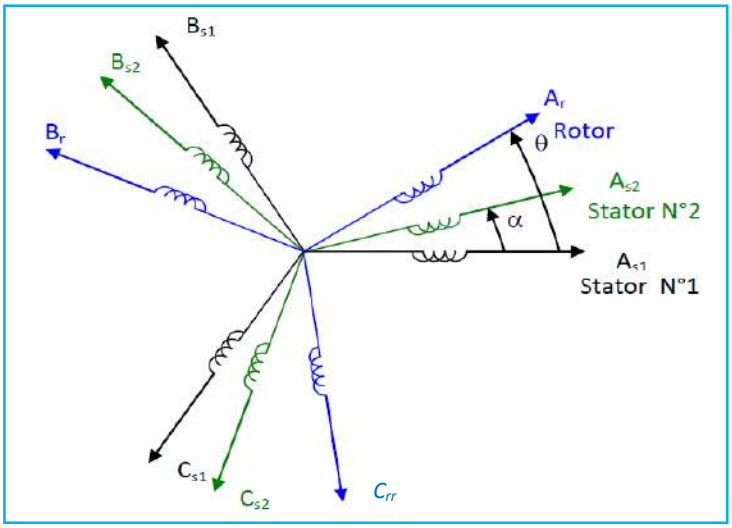


Figure 1.3 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE [BEN 10].

Nous noterons par l'indice s1 pour les grandeurs relatives à la première étoile (stator1) et par l'indice s2 pour celles relatives à la deuxième étoile (stator 2). Les phases de la première étoile A_{S1} ,B_{S1} et C_{S1}et les phases de la deuxième étoile prennentA_{S2} , B_{S2} et C_{S2} ,les phases rotoriques sont notées par A_r ,B_r et C_{rr}. L'angle de décalage entre les deux étoiles estα, θ_m exprime la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile1 (phaseA_{S1}).

θ_2 : La position du rotor par rapport à l'étoile2, ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\theta_m = \Omega_m t + \theta_0$$
$$\theta_2 = \theta_m - \alpha$$

$\Omega_m \left[rad/s \right]$: La vitesse mécanique du rotor.

θ_0 : La position du rotor par rapport au l'étoile 1[YAH 11], [HAI 01], [BOU 08], [AMI 08], [MEL 14], [MER 08], [BOU 14], [BEN 10], [LAK 14].

1.8.2. Hypothèses simplificatrices

La MASDE avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte .Cependant, le modèle que nous adopterons tient compte des hypothèses simplificatrices suivantes :

- ✓ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable ;
- ✓ Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- ✓ Machine de construction symétrique ;
- ✓ La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- ✓ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire)
- ✓ L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1et 2) est négligeable [YAH 11], [HAI 01].

1.8.3. Modèle naturel de la MASDE

1.8.3.1. Equations électriques

Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et la chute inductive due au flux : [YAH 11], [HAI 01], [BEN 10].

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{sc1} \end{cases} \quad (1.1)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{sc2} \end{cases} \quad (1.2)$$

Pour rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{rc} \end{cases} \quad (1.3)$$

Sous forme matricielle on a :

Pour l'étoile 1 : $[V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \dfrac{d}{dt}[\varphi_{s1}]$ (1.4)

Pour l'étoile 2 : $[V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \dfrac{d}{dt}[\varphi_{s2}]$ (1.5)

Pour le rotor : $[0] = [R_r][I_r] + \dfrac{d}{dt}[\varphi_r]$ (1.6)

On pose : $R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$ et $R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_{s1}: Résistance d'une phase statorique de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase statorique de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} ; [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$: Matrice de tension statorique de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$: Matrice de tension statorqiue de l'étoile 2.

$$[I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{as1} \\ I_{bs1} \\ I_{cs1} \end{bmatrix}; [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{as2} \\ I_{bs2} \\ I_{cs2} \end{bmatrix}; [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

$[I_{s1}]$: Matrice du courant statorique de l'etoile1.

$[I_{s2}]$: Matrice du courant statorique de l'etoile2.

$[I_r]$: Matrice du courant rotorique.

$$[\varphi_{s1}]=\begin{bmatrix}\varphi_{as1}\\ \varphi_{bs1}\\ \varphi_{cs1}\end{bmatrix};[\varphi_{s2}]=\begin{bmatrix}\varphi_{as2}\\ \varphi_{bs2}\\ \varphi_{cs2}\end{bmatrix};[\varphi_r]=\begin{bmatrix}\varphi_{ar}\\ \varphi_{br}\\ \varphi_{cr}\end{bmatrix}$$

$[\varphi_{s1}]$: Matrice de flux statorique de l'étoile 1.

$[\varphi_{s2}]$: Matrice de flux statorique de l'etoile2.

$[\varphi_r]$: Matrice de flux rotorique.

1.8.3.2. Equations magnétiques de la MASDE

C'est à partir de la matrice [L (θ)] qu'on obtient les équations du flux en fonction des courants.

$$[L(\theta)]=\begin{bmatrix}L_{s1s1} & L_{s1s2} & L_{s1r}\\ L_{s2s1} & L_{s2s2} & L_{s2r}\\ L_{rs1} & L_{rs2} & L_{rr}\end{bmatrix}$$

Les équations des flux statoriques et rotorique sous forme matricielle est donnée par :

$$\begin{bmatrix}[\varphi_{s1}]\\ [\varphi_{s2}]\\ [\varphi_r]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}[L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}]\\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}]\\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}[I_{s1}]\\ [I_{s2}]\\ [I_r]\end{bmatrix}$$

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance de rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et étoile 2.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1et rotor.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2et ètoile1.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

1.8.3.3. Equations magnétiques développées de la MASDE

$$\begin{bmatrix}\varphi_{a1}\\ \varphi_{b1}\\ \varphi_{c1}\\ \varphi_{a2}\\ \varphi_{b2}\\ \varphi_{c2}\\ \varphi_{a}\\ \varphi_{b}\\ \varphi_{c}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c}\\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c}\\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c}\\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c}\\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c}\\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c}\\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac}\\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc}\\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{a1}\\ I_{b1}\\ I_{c1}\\ I_{a2}\\ I_{b2}\\ I_{c2}\\ I_{a}\\ I_{b}\\ I_{c}\end{bmatrix} \quad (1.7)$$

M_{ij} : Inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou l'étoile et le rotor (i ≠ j).

L_{ij} : Inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec: *i=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c* *j=a1, b1, c1, a2, b2, c2, a, b, c*

L'hypothèse simplificatrice usuelle de la représentation sinusoïdale des f.m.m nous donne les expressions suivantes :

$$\left[L_{s1,s1}\right]=\begin{bmatrix} L_{s1}+L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & L_{s1}+L_{ms} & -L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1}+L_{ms}\end{bmatrix} \quad (1.8)$$

$$\left[L_{s2,s2}\right]=\begin{bmatrix} L_{s2}+L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & L_{s2}+L_{ms} & -L_{ms}/2\\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2}+L_{ms}\end{bmatrix} \quad (1.9)$$

$$\left[L_{r,r}\right]=\begin{bmatrix} L_{r}+L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2\\ -L_{mr}/2 & L_{r}+L_{mr} & -L_{mr}/2\\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_{r}+L_{mr}\end{bmatrix} \quad (1.10)$$

$$\left[M_{s1,s2}\right]=L_{ms}\begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha+4\pi/3)\\ \cos(\alpha+4\pi/3) & \cos(\alpha) & \cos(\alpha+2\pi/3)\\ \cos(\alpha+2\pi/3) & \cos(\alpha+4\pi/3) & \cos(\alpha)\end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$\left[M_{s1,r}\right]=M_{sr}\begin{bmatrix} \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m+2\pi/3) & \cos(\theta_m+4\pi/3)\\ \cos(\theta_m+4\pi/3) & \cos(\theta_m) & \cos(\theta_m+2\pi/3)\\ \cos(\theta_m+2\pi/3) & \cos(\theta_m+4\pi/3) & \cos(\theta_m)\end{bmatrix} \quad (1.12)$$

$$\left[M_{s2,r}\right]=M_{sr}\begin{bmatrix}\cos(\theta_2) & \cos(\theta_2+2\pi/3) & \cos(\theta_2+4\pi/3)\\ \cos(\theta_2+4\pi/3) & \cos(\theta_2) & \cos(\theta_2+2\pi/3)\\ \cos(\theta_2+2\pi/3) & \cos(\theta_2+4\pi/3) & \cos(\theta_2)\end{bmatrix} \quad (1.13)$$

$$\left[M_{s2,s1}\right]=\left[M_{s1,s2}\right]^T;\left[M_{r,s1}\right]=\left[M_{s1,r}\right]^T;\left[M_{r,s2}\right]=\left[M_{s2,r}\right]^T$$

Avec :

L_{s1} : L'inductance propre de la 1ère étoile ;

L_{s2} : L'inductance propre de la 2ème étoile ;

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor ;

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique ;

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique ;

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

1.8.3.4. Energie magnétique

Elle peut être calculée à partir de l'expression :

$$\omega_{mag}=\frac{1}{2}\left(\left[I_{s1}\right]^T\left[\varphi_{s1}\right]+\left[I_{s2}\right]^T\left[\varphi_{s2}\right]+\left[I_r\right]^T\left[\varphi_r\right]\right) \quad (1.14)$$

1.8.3.5. Couple électromagnétique

Il est donne par la dérivée partielle de l'énergie par rapport à l'angle mécanique.

$$C_{em}=\frac{d\omega_{mag}}{d\theta_m}=p\frac{d\omega_{mag}}{d\theta_e} \quad (1.15)$$

Avec :

P : nombre de paires de pôles.

θ_m : Angle mécanique.

θ_e: Angle électrique.

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em}=\left(\frac{p}{2}\right).\left(\left[I_{s,abc1}\right]\frac{d}{d\theta_r}\left[M_{s1,r}\right].\left[I_{r,abc}\right]^T+\left[I_{s,abc2}\right]\frac{d}{d\theta_r}\left[M_{s2,r}\right]\left[I_{r,abc}\right]^T\right) \quad (1.16)$$

1.8.3.6 Equation mécanique

Elle est la solution de l'équation fondamentale de la dynamique :

$$\frac{d}{dt}\Omega_m = \frac{1}{J}\left(C_{em} - C_r - K_f \Omega_m\right) \qquad (1.17)$$

$$\frac{d}{dt}\theta_m = \Omega_m$$

Avec :

J: Le moment d'inertie de la machine ;
C_{em}: Le couple électromagnétique ;
C_r: Le couple résistant (couple de la charge) ;
K_f: Le coefficient de frottement.

1.9. TRANSFORMATION TRIPHASÉ -BIPHASÉ

Le but de l'utilisation de cette transformation c'est de passer d'un système triphasé (**a b c**) vers un système biphasé (**α β**).

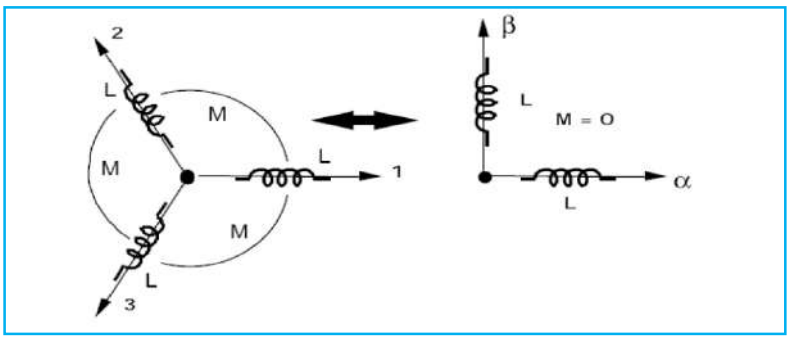


Figure 1.4 : Passage du système triphasé au système biphasé.

Il existe principalement trois transformations : Clarke, Concordia et Park. La transformation de Clarke conserve l'amplitude des grandeurs mais ni la puissance ni le couple (on doit multiplier par un coefficient$\sqrt{2/3}$). Tandis que celle de Concordia, qui est normée, elle conserve la puissance mais ne conserve pas les amplitudes [AKK 07].

1.9.1. Transformation de Clarke

Le passage d'un système triphasé *abc* à un système biphasé de Clarke $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{C_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{c.à.d.} \quad X_{\alpha\beta} = C_{23}\left[X_{abc}\right]$$

Avec :

$$C_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & -\sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$\left[X_{abc}\right] = C_{32}\left[X_{\alpha\beta}\right]$$

Avec :

$$C_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix}$$

Le choix de la matrice de passage non normée (Clarke) est pratique en commande où l'on traite des grandeurs *dq*. Cela permet, par exemple, d'apprécier directement le module du courant absorbé par le moteur [AKK 07].

1.9.2. Transformation de Concordia

Le passage d'un système triphasé abc à un système biphasé $\alpha\beta$ s'écrit :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \xrightarrow{T_{23}} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \text{c.à.d.} \qquad \left[X_{\alpha\beta}\right] = T_{\alpha\beta}\left[X_{abc}\right]$$

Avec

$$T_{23} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3/2} & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix}$$

Le passage inverse s'écrit :

$$\left[X_{abc}\right] = T_{32}\left[X_{\alpha\beta}\right] \text{Avec} \quad T_{32} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3/2} \\ -1/2 & -\sqrt{3/2} \end{bmatrix}$$

Le choix d'une matrice normée (Concordia) est souvent utilisé pour des raisons de symétrie de transformation directe et inverse [AKK 07].

1.9.3. Transformation de base de Park

La transformation de Park rend assez aisée de tous les régimes transitoires de la machine électrique polyphasée.

Le principe consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a,b,c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park.[P(θ)].

On transforme le système triphasé en un système biphasé tournant. La matrice de Park est définie comme suit :

Pour l'étoile 1 :

$$\left[p\left(\theta_{s1}\right)\right]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos(\theta) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta+\frac{2\pi}{3})\\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta+\frac{2\pi}{3})\\ 1 & 1 & 1\end{bmatrix} \qquad (1.18)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\left[p\left(\theta_{s2}\right)\right]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos(\theta-\theta_2) & \cos(\theta-\theta_2-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\theta_2+\frac{2\pi}{3})\\ -\sin(\theta-\theta_2) & -\sin(\theta-\theta_2-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta-\theta_2+\frac{2\pi}{3})\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix}$$

(1.19)

Pour le rotor :

$$\left[p\left(\theta_{r}\right)\right]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos(\theta-\theta_r) & \cos(\theta-\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\theta_r+\frac{2\pi}{3})\\ -\sin(\theta-\theta_r) & -\sin(\theta-\theta_r-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta-\theta_r+\frac{2\pi}{3})\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \qquad (1.20)$$

[p (θ_{s1})]: Matrice de transformation du premier enroulement statorique (étoile 1).

[p (θ_{s2})]: Matrice de transformation du deuxième enroulement statorique (étoile 2).

[p (θ_r)]: Matrice de transformation d'enroulement rotorique [AKK 07].

1.9.4. Application de la transformation de Park à la MASDE

La figure (1.5) représente le modèle de Park de la MASDE. [BEN 10]

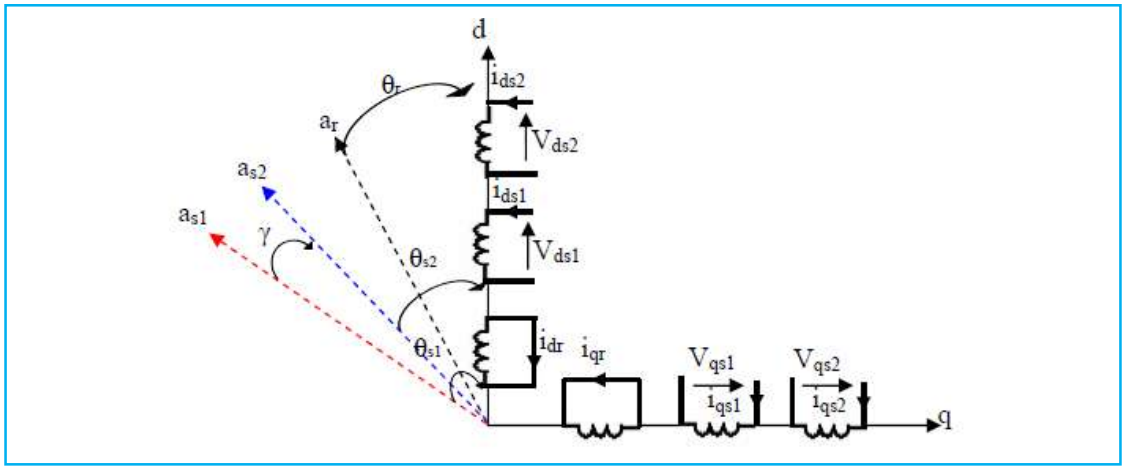


Figure 1.5 : Représentation schématique du modèle de PARK de la MASDE

Equations transformées

Les courants, les tensions et les flux se transforment de la manière suivante :

Transformation des tensions :

$$[V_{s1}] = [p(\theta_{s1})][L_{s1p}] \quad (1.21)$$

$$[V_{s2}] = [p(\theta_{s2})][L_{s2p}] \quad (1.22)$$

Transformation des courants :

$$[I_{s1}] = [p(\theta_{s1})][I_{s1p}] \quad (1.23)$$

$$[I_{s2}] = [p(\theta_{s2})][I_{s2p}] \quad (1.24)$$

$$[I_r] = [p(\theta_r)][I_r] \quad (1.25)$$

Transformation des flux :

$$[\varphi_{s1}] = [p(\theta_{s1})][\varphi_{s1}] \quad (1.26)$$

$$[\varphi_{s2}] = [p(\theta_{s2})][\varphi_{s2}] \quad (1.27)$$

$$[\varphi_r] = [p(\theta_r)][\varphi_r] \quad (1.28)$$

Avec :

$$[V_{s1p}]=\begin{bmatrix}V_{s10}\\V_{s1d}\\V_{s1q}\end{bmatrix};[V_{s2p}]=\begin{bmatrix}V_{s20}\\V_{s2d}\\V_{s2q}\end{bmatrix}$$

$$[I_{s1p}]=\begin{bmatrix}I_{s10}\\I_{s1d}\\I_{s1q}\end{bmatrix};[I_{s2p}]=\begin{bmatrix}I_{s20}\\I_{s2d}\\I_{s2q}\end{bmatrix};[I_{rp}]=\begin{bmatrix}I_{r0}\\I_{rd}\\I_{rq}\end{bmatrix}$$

$$[\varphi_{s1p}]=\begin{bmatrix}\varphi_{s10}\\\varphi_{s1d}\\\varphi_{s1q}\end{bmatrix};[\varphi_{s2p}]=\begin{bmatrix}\varphi_{s20}\\\varphi_{s2d}\\\varphi_{s2q}\end{bmatrix};[\varphi_{rp}]=\begin{bmatrix}\varphi_{r0}\\\varphi_{rd}\\\varphi_{rq}\end{bmatrix}$$

1.10. ÉQUATION MATRICIELLE DE LA MASDE AVEC TRANSFORMATION DE PARK

1.10.1. Équation des tensions

En appliquant la transformation de PARK :

$$[p(\theta_{s1})][V_{s1p}]=[R_{s1}][p(\theta_{s1})][I_{s1p}]+\frac{d}{dt}\left([p(\theta_{s1})][\varphi_{s1p}]\right) \quad (1.29)$$

$$[p(\theta_{s2})][V_{s2p}]=[R_{s2}][p(\theta_{s2})][I_{s2p}]+\frac{d}{dt}\left([p(\theta_{s2})][\varphi_{s2p}]\right) \quad (1.30)$$

$$0=[R_r][p(\theta_r)][I_r]+\frac{d}{dt}\left([p(\theta_r)][\varphi_r]\right) \quad (1.31)$$

Multiplions l'équation (1 .29) par [P (θ_{s1})]$^{-1}$ on obtient :

$$[V_{s1p}]=[R_{s1}][I_{s1p}]+[p(\theta_s)]^{-1}\frac{d}{dt}\left([p(\theta_{s1})][\varphi_{s1p}]\right) \quad (1.32)$$

$$[V_{s1p}]=[R_{s1}][I_{s1p}]+\frac{d}{dt}[\varphi_{s1p}]+[p(\theta_s)]^{-1}\frac{d\theta}{dt}\frac{d}{dt}\left([p(\theta_{s1})][\varphi_{s1p}]\right) \quad (1.33)$$

On pose :

$$\frac{d\theta_{s1}}{dt}=\frac{d\theta_{s2}}{dt}=\omega_s$$

D'où le résultat final est donné par :

$$\begin{bmatrix}v_{ds1}\\v_{qs1}\\v_{os1}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{s1}&0&0\\0&R_{s1}&0\\0&0&R_{s1}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}i_{ds1}\\i_{qs1}\\i_{os1}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\phi_{ds1}\\\phi_{qs1}\\\phi_{os1}\end{bmatrix}+\omega_s\begin{bmatrix}0&-1&0\\1&0&0\\0&0&0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\phi_{ds1}\\\phi_{qs1}\\\phi_{os1}\end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Ou encore en développant la matrice avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \end{cases} \tag{1.35}$$

De la même manière, l'étoile 2 aura les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{qs2} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \end{cases} \tag{1.36}$$

De la même façon pour le rotor, on obtient les équations suivantes :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{dr} - (\omega_s - \omega)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{qr} + (\omega_s - \omega)\varphi_{dr} \end{cases} \tag{1.37}$$

1.10.2. Les équations finales des tensions de la MASDE

Les équations des tensions statoriques des deux étoiles et du rotor sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_{s1} I_{ds1} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ V_{qs1} = R_{s1} I_{qs1} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ V_{ds2} = R_{s2} I_{ds2} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ V_{qs2} = R_{s2} I_{ds2} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ 0 = R_r I_{dr} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r)\varphi_{qr} \\ 0 = R_r I_{qr} + \dfrac{d}{dt}\varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r)\varphi_{dr} \end{cases} \tag{1.38}$$

1.10.3. Equations magnétiques

$$\begin{bmatrix}[\varphi_{s1}]\\ [\varphi_{s2}]\\ [\varphi_{r}]\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}[L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}]\\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}]\\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}]\end{bmatrix}\begin{bmatrix}[I_{s1}]\\ [I_{s2}]\\ [I_{r}]\end{bmatrix} \tag{1.39}$$

$$[\varphi_{s1}]=[L_{s1s1}][I_{s1}]+[L_{s1s2}][I_{s2}]+[L_{s1r}][I_{r}] \tag{1.40}$$

$$[\varphi_{s2}]=[L_{s2s1}][I_{s1}]+[L_{s2s2}][I_{s2}]+[L_{s2r}][I_{r}] \tag{1.41}$$

$$[\varphi_{r}]=[L_{rs1}][I_{s1}]+[L_{rs2}][I_{s2}]+[L_{rr}][I_{r}] \tag{1.42}$$

Après la transformation des flux et des courants on aura :

$$[p(\theta_{s1})][\varphi_{s1p}]=[L_{s1s1}][p(\theta_{s1})][I_{s1p}]+[L_{s1s2}][p(\theta_{s2})][I_{s2p}]+[L_{s1r}][p(\theta_{r})][I_{rp}] \tag{1.43}$$

$$[p(\theta_{s2})][\varphi_{s2p}]=[L_{s2s1}][p(\theta_{s1})][I_{s1p}]+[L_{s2s2}][p(\theta_{s2})][I_{s2p}]+[L_{s2r}][p(\theta_{r})][I_{rp}] \tag{1.44}$$

$$[p(\theta_{r})][\varphi_{r}]=[L_{rs1}][p(\theta_{s1})][I_{s1p}]+[L_{rs2}][p(\theta_{s2})][I_{s2p}]+[L_{rr}][p(\theta_{r})][I_{rp}] \tag{1.45}$$

Des équations (1.43), (1.44) et (1.45) on obtient :

$$\begin{cases}\varphi_{ds1}=L_{s1}I_{ds1}+L_{m}\left(I_{ds1}+I_{ds2}+I_{dr}\right)\\ \varphi_{qs1}=L_{s1}I_{qs1}+L_{m}\left(I_{qs1}+I_{qs2}+I_{qr}\right)\end{cases} \tag{1.46}$$

$$\begin{cases}\varphi_{ds2}=L_{s2}I_{ds2}+L_{m}\left(I_{ds1}+I_{ds2}+I_{dr}\right)\\ \varphi_{qs2}=L_{s2}I_{qs2}+L_{m}\left(I_{qs1}+I_{qs2}+I_{qr}\right)\end{cases} \tag{1.47}$$

$$\begin{cases}\varphi_{dr}=L_{r}I_{dr}+L_{m}\left(I_{ds1}+I_{ds2}+I_{dr}\right)\\ \varphi_{qr}=L_{r}I_{qr}+L_{m}\left(I_{qs1}+I_{qs2}+I_{qr}\right)\end{cases} \tag{1.48}$$

Et sous forme matricielle on a :

$$\begin{bmatrix}\varphi_{ds1}\\ \varphi_{ds2}\\ \varphi_{dr}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{s1}+L_{m} & L_{m} & L_{m}\\ L_{m} & L_{s2}+L_{m} & L_{m}\\ L_{m} & L_{m} & L_{r}+L_{m}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{ds1}\\ I_{ds2}\\ I_{dr}\end{bmatrix} \tag{1.49}$$

$$\begin{bmatrix}\varphi_{qs1}\\ \varphi_{qs2}\\ \varphi_{qr}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{s1}+L_{m} & L_{m} & L_{m}\\ L_{m} & L_{s2}+L_{m} & L_{m}\\ L_{m} & L_{m} & L_{r}+L_{m}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}I_{qs1}\\ I_{qs2}\\ I_{qr}\end{bmatrix} \tag{1.50}$$

Avec :

$(L_{s1}+L_m)$, $(L_{s2}+L_m)$: Inductances propres cycliques de l'étoile 1 et 2.

(L_r+L_m) : inductance propre cyclique du rotor.

$$\frac{3}{2}L_{ms}=\frac{3}{2}L_{mr}=\frac{3}{2}L_{sr}=L_m$$

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

1.10.4. Equation mécanique

1.10.4.1. Puissance instantanée

La transformation de PARK repose sur l'invariance de la puissance instantanée P dans les deux systèmes de transformation, ce qui de toute évidence conduit à leur équivalence physique.

$$P=[V_s]^T[I_s]=V_{as1}I_{as1}+V_{bs1}I_{bs1}+V_{cs1}I_{cs1}+V_{as2}I_{as2}+V_{bs2}I_{bs2}+V_{cs2}I_{cs2} \tag{1.51}$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P=(V_{ds1}I_{ds1}+V_{qs1}I_{qs1}+V_{ds2}I_{ds2}+V_{qs2}I_{qs2}) \tag{1.52}$$

$$\begin{aligned}P=&\frac{3}{2}\left\{\left[\left(R_{s1}I_{ds1}+\frac{d}{dt}\varphi_{ds1}-\omega_s\varphi_{qs1}\right)(I_{ds1})\right]+\left[\left(R_{s2}I_{ds2}+\frac{d}{dt}\varphi_{ds2}-\omega_s\varphi_{qs2}\right)(I_{ds2})\right]\right\}+\\&\frac{3}{2}\left\{\left[\left(R_{s1}I_{qs1}+\frac{d}{dt}\varphi_{qs1}+\omega_s\varphi_{ds1}\right)(I_{qs1})\right]+\left[\left(R_{s2}I_{qs2}+\frac{d}{dt}\varphi_{qs2}+\omega_s\varphi_{ds2}\right)(I_{qs2})\right]\right\}\end{aligned} \tag{1.53}$$

$$\begin{aligned}P=&\frac{3}{2}\left[\underbrace{R_{s1}I_{ds}^2+R_{s1}I_{qs1}^2+R_{s2}I_{ds2}^2+R_{s2}I_{qs2}^2}_{terme\,1}\right]+\frac{3}{2}\left[\underbrace{\frac{d\varphi_{ds1}}{dt}I_{ds1}+\frac{d\varphi_{qs1}}{dt}I_{qs1}+\frac{d\varphi_{ds2}}{dt}I_{ds2}+\frac{d\varphi_{qs2}}{dt}I_{qs2}}_{terme\,2}\right]+\\&\frac{3}{2}\left[\underbrace{\omega_s\left(\varphi_{ds1}I_{qs1}-\varphi_{qs1}I_{ds1}+\varphi_{ds2}I_{qs2}-\varphi_{qs2}I_{ds2}\right)}_{terme\,3}\right]\end{aligned} \tag{1.54}$$

Le premier terme entre accolade est identifiable aux pertes joules. Le second terme correspond à la puissance électromagnétique stockée dans le champ. Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique.

1.10.4.2.Couple électromagnétique

$$P_{em} = C_{em}.\Omega \tag{1.55}$$

$$P_{em} = \frac{3}{2}\omega_s \left(\varphi_{ds1} I_{qs1} - \varphi_{qs1} I_{ds1} + \varphi_{ds2} I_{qs2} - \varphi_{qs2} I_{ds2}\right) \tag{1.56}$$

Des équations (1.55) et (1.56) on déduit l'expression du couple électromagnétique comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2}\frac{\omega_s}{\Omega}\left[\left(\varphi_{ds1} I_{qs1} + \varphi_{ds2} I_{qs2} - \varphi_{qs1} I_{ds1} - \varphi_{qs2} I_{ds2}\right)\right] \tag{1.57}$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{3}{2} p\left[\left(\varphi_{ds1} I_{qs1} + \varphi_{ds2} I_{qs2} - \varphi_{qs1} I_{ds1} - \varphi_{qs2} I_{ds2}\right)\right] \tag{1.58}$$

Où : *p* représente le nombre de paires de pôles.

En remplaçant les équations des flux (1.46), (1.47) dans l'équation de couple (1.58) on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p\left[\left\{L_{s1} I_{ds1} + L_m\left(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}\right)\right\} I_{qs1} + \left\{L_{s2} I_{ds2} + L_m\left(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}\right)\right\} I_{qs2}\right] -$$
$$\frac{3}{2} p\left[\left\{L_{s1} I_{qs1} + L_m\left(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}\right)\right\} I_{ds1} + \left\{L_{s2} I_{qs2} + L_m\left(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}\right)\right\} I_{ds2}\right]$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p L_m\left[I_{dr}\left(I_{qs1} + I_{qs2}\right) - I_{qr}\left(I_{ds1} + I_{ds2}\right)\right] \tag{1.59}$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m\left(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr}\right) \tag{1.60}$$

$$\varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m\left(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr}\right) \tag{1.61}$$

D'où de ces deux équations (1.60) et (1.61), on peut tirer :

$$I_{dr} = \frac{\varphi_{dr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}\left(I_{ds1} + I_{ds2}\right) \tag{1.62}$$

$$I_{qr} = \frac{\varphi_{qr}}{L_m + L_r} - \frac{L_m}{L_m + L_r}\left(I_{qs1} + I_{qs2}\right) \tag{1.63}$$

En remplaçant I_{dr} et I_{qr} dans l'équation du couple (1.59), on aura :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r + L_m}\left[\varphi_{dr}\left(I_{qs1} + I_{qs2}\right) - \varphi_{qr}\left(I_{ds1} + I_{ds2}\right)\right] \tag{1.64}$$

1.11. CHOIX DU RÉFÉRENTIEL

Dans notre étude le modèle a été exprimé dans le repère (d, q) lié au champ tournant.

1.12. MISE SOUS FORME D'ÉQUATIONS D'ÉTAT

La représentation d'état consiste à exprimer le modèle de la machine sous la forme :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU \tag{1.65}$$

Avec : A : matrice d'évolution du système.
X : vecteur d'état.
B : vecteur de commande.
U : vecteur d'entrée.

Nous choisissons dans tout ce qui suit, le vecteur [φ_{ds1}, φ_{ds2}, φ_{qs1}, φ_{qs2}, φ_{dr}, φ_{qr}] comme vecteur d'état. A partir des systèmes d'équations (1.46), (1.47) et (1.48) les différents courants s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} I_{ds1} = \dfrac{\varphi_{ds1} - \varphi_{dm}}{L_{s1}} \\ I_{ds2} = \dfrac{\varphi_{ds2} - \varphi_{dm}}{L_{s2}} \\ I_{qs1} = \dfrac{\varphi_{qs1} - \varphi_{qm}}{L_{s1}} \\ I_{qs2} = \dfrac{\varphi_{qs2} - \varphi_{qm}}{L_{s2}} \\ I_{dr} = \dfrac{\varphi_{dr} - \varphi_{dm}}{L_{r}} \\ I_{qr} = \dfrac{\varphi_{qr} - \varphi_{qm}}{L_{r}} \end{cases} \tag{1.66}$$

Avec :

$$\varphi_{dm} = L_m \left(I_{ds1} + I_{ds2} + I_{dr} \right) \tag{1.67}$$

$$\varphi_{qm} = L_m \left(I_{qs1} + I_{qs2} + I_{qr} \right) \tag{1.68}$$

Sachant que :

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{dm} + \varphi_{qm}} \tag{1.69}$$

$$\begin{cases} \varphi_{dm} = \left(\dfrac{\varphi_{ds1}}{L_{s1}} + \dfrac{\varphi_{ds2}}{L_{s2}} + \dfrac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) L_a \\ \varphi_{qm} = \left(\dfrac{\varphi_{qs1}}{L_{s1}} + \dfrac{\varphi_{qs2}}{L_{s2}} + \dfrac{\varphi_{qr}}{L_r} \right) L_a \end{cases} \tag{1.70}$$

Avec : φ_m : Flux magnétisant.

$$L_a = \left(\frac{1}{\dfrac{1}{L_m} + \dfrac{1}{L_{s1}} + \dfrac{1}{L_{s2}} + \dfrac{1}{L_r}} \right)$$

En remplaçant le système d'équation (1.66) dans le système d'équation (1.38), on aura :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds1} = V_{ds1} - \dfrac{R_{s1}}{L_{s1}}\left(\varphi_{ds1} - \varphi_{dm}\right) + \omega_s \varphi_{qs1} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs1} = V_{qs1} - \dfrac{R_{s1}}{L_{s1}}\left(\varphi_{qs1} - \varphi_{qm}\right) - \omega_s \varphi_{ds1} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds2} = V_{ds2} - \dfrac{R_{s2}}{L_{s2}}\left(\varphi_{ds2} - \varphi_{dm}\right) + \omega_s \varphi_{qs2} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs2} = V_{qs2} - \dfrac{R_{s2}}{L_{s2}}\left(\varphi_{qs2} - \varphi_{qm}\right) - \omega_s \varphi_{ds2} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{dr} = -\dfrac{R_r}{L_r}\left(\varphi_{dr} - \varphi_{dm}\right) + \left(\omega_s - \omega\right)\varphi_{qr} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{qr} = -\dfrac{R_r}{L_r}\left(\varphi_{qr} - \varphi_{qm}\right) - \left(\omega_s - \omega\right)\varphi_{dr} \end{cases} \tag{1.71}$$

En développant ce système d'équation (1.71), on aura :

$$\begin{cases} \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\dfrac{R_{s1}}{L_{s1}} - \dfrac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right)\varphi_{ds1} + \dfrac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}}\varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs1} + \dfrac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}}\varphi_{dr} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\dfrac{R_{s1}}{L_{s1}} - \dfrac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right)\varphi_{qs1} + \dfrac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}}\varphi_{qs2} - \omega_s \varphi_{ds1} + \dfrac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}}\varphi_{qr} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\dfrac{R_{s2}}{L_{s2}} - \dfrac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right)\varphi_{ds2} + \dfrac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}}\varphi_{ds1} + \omega_s \varphi_{qs2} + \dfrac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}}\varphi_{dr} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\dfrac{R_{s2}}{L_{s2}} - \dfrac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right)\varphi_{qs2} + \dfrac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}}\varphi_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds2} + \dfrac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}}\varphi_{qr} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{dr} = -\left(\dfrac{R_r}{L_r} - \dfrac{R_r L_a}{L_r^2} \right)\varphi_{dr} + \dfrac{R_r L_a}{L_r L_{s1}}\varphi_{ds1} + \left(\omega_s - \omega\right)\varphi_{qr} + \dfrac{R_r L_a}{L_r L_{s2}}\varphi_{ds2} \\ \dfrac{d}{dt}\varphi_{qr} = -\left(\dfrac{R_r}{L_r} - \dfrac{R_r L_a}{L_r^2} \right)\varphi_{qr} + \dfrac{R_r L_a}{L_r L_{s1}}\varphi_{qs1} - \left(\omega_s - \omega\right)\varphi_{dr} + \dfrac{R_r L_a}{L_r L_{s2}}\varphi_{qs2} \end{cases}$$

Nous mettons le système d'équation sous forme d'un système d'équations d'état :

$$\frac{dX}{dt} = AX + BU$$

Avec :

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} ; \; U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs1} \\ V_{qs2} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2}\right) & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2}\right) & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & -\left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2}\right) & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2}\right) & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & 0 & -\left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2}\right) & (\omega_s - \omega) \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -(\omega_s - \omega) & -\left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2}\right) \end{bmatrix}$$

1.13. LES AVANTAGES ET LES INCONVÉNIENTS DE LA MASDE

1.13.1. Avantages de la MASDE

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [BOU 14]

- ✓ Segmentation de puissance
- ✓ Amélioration de la fiabilité
- ✓ Amélioration du facteur de puissance
- ✓ Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.

1.13.2. Inconvénients de la MASDE

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que, [BOU 14].

- ✓ Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur- machine.
- ✓ La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- ✓ L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension [BOU 14].

1.14. SIMULATION ET INTERPRÉTATION DES RÉSULTATS

La figure (1.6) présente le schéma bloc de la machine asynchrone double étoile à l'aide du logiciel Simulink.

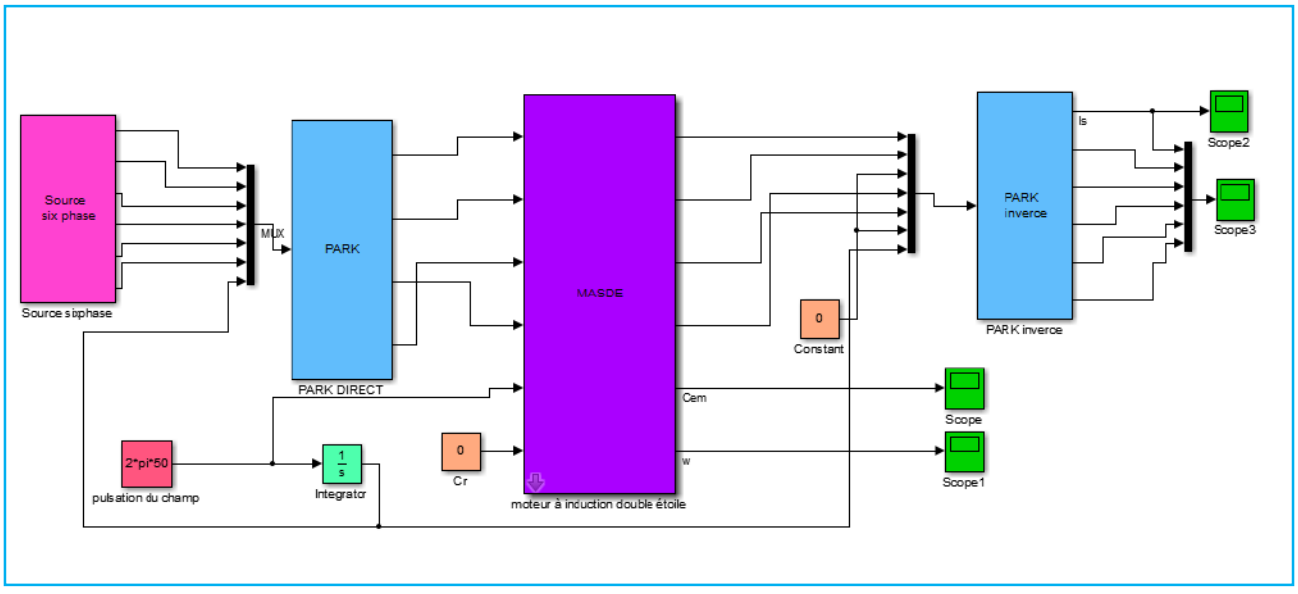


Figure 1.6 : Schéma de simulation d'une MASDE alimenté par le réseau

Présentation de travail

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle d'état de la MASDE dans le repère (d,q) lié au champ tournant sous l'environnement MATLAB/ SIMULINK.La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2}.V_s.\sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (1.73)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc2} = \sqrt{2}.V_s.\sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (1.74)$$

Avec :

V_s **:** Valeur efficace de la tension.

ω_s : Pulsation d'alimentation.

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés en *Annexe*

1.14.1. Résultats de simulation

La figure (1.7) représente les résultats de simulation de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage à vide.

La figure ci-dessous (1.8) représente les résultats de simulation de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage avec application d'un couple de charge.

Alors que la figure (1.9) représente les résultats de simulation de la conduite de la machine asynchrone triphasée à double étoile lors d'un démarrage avec application d'un couple de charge C_r=10 entre (2 et 2.5 s) avec un onduleur.

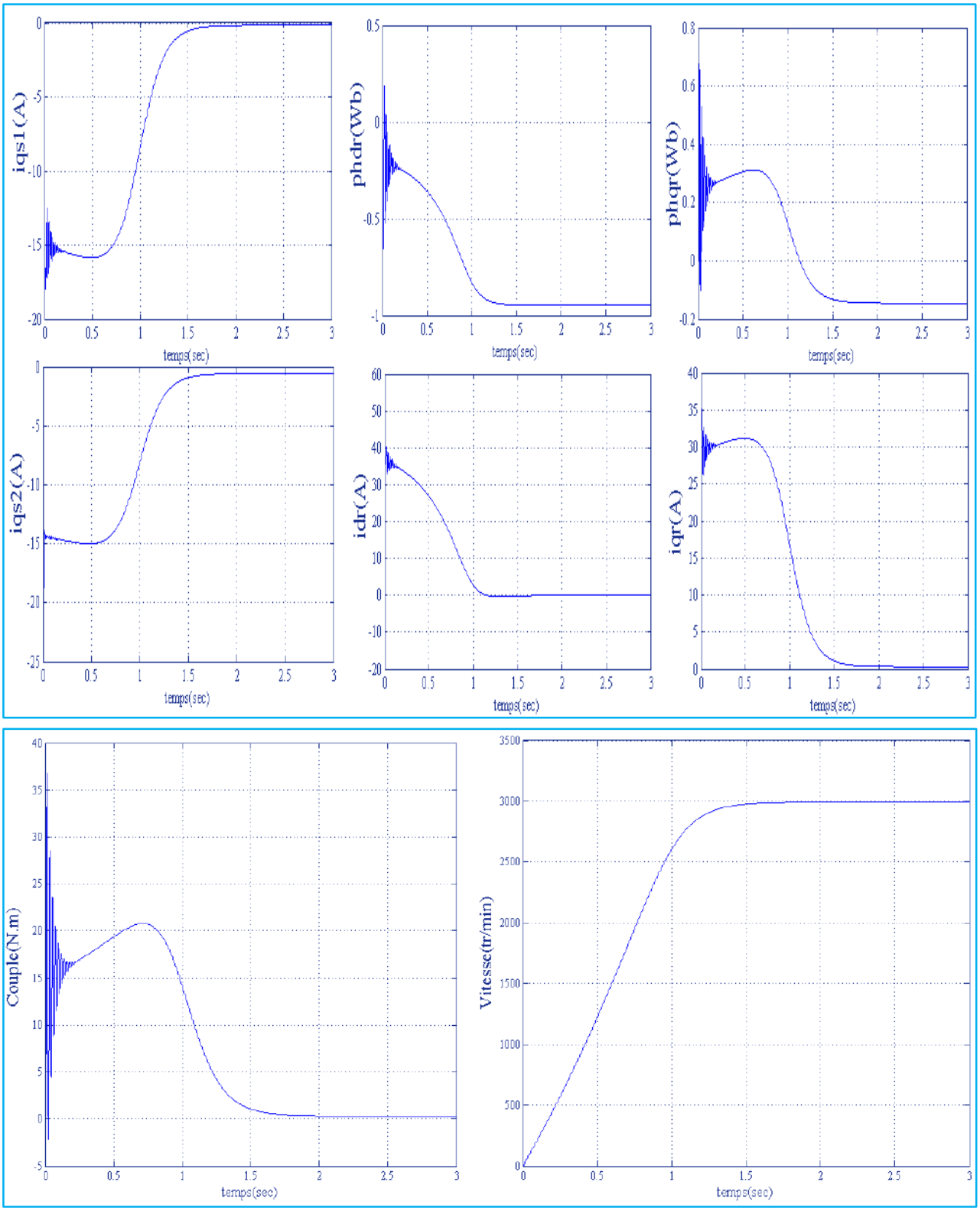


Figure 1.7 : Performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile lors d'un démarrage à vide.

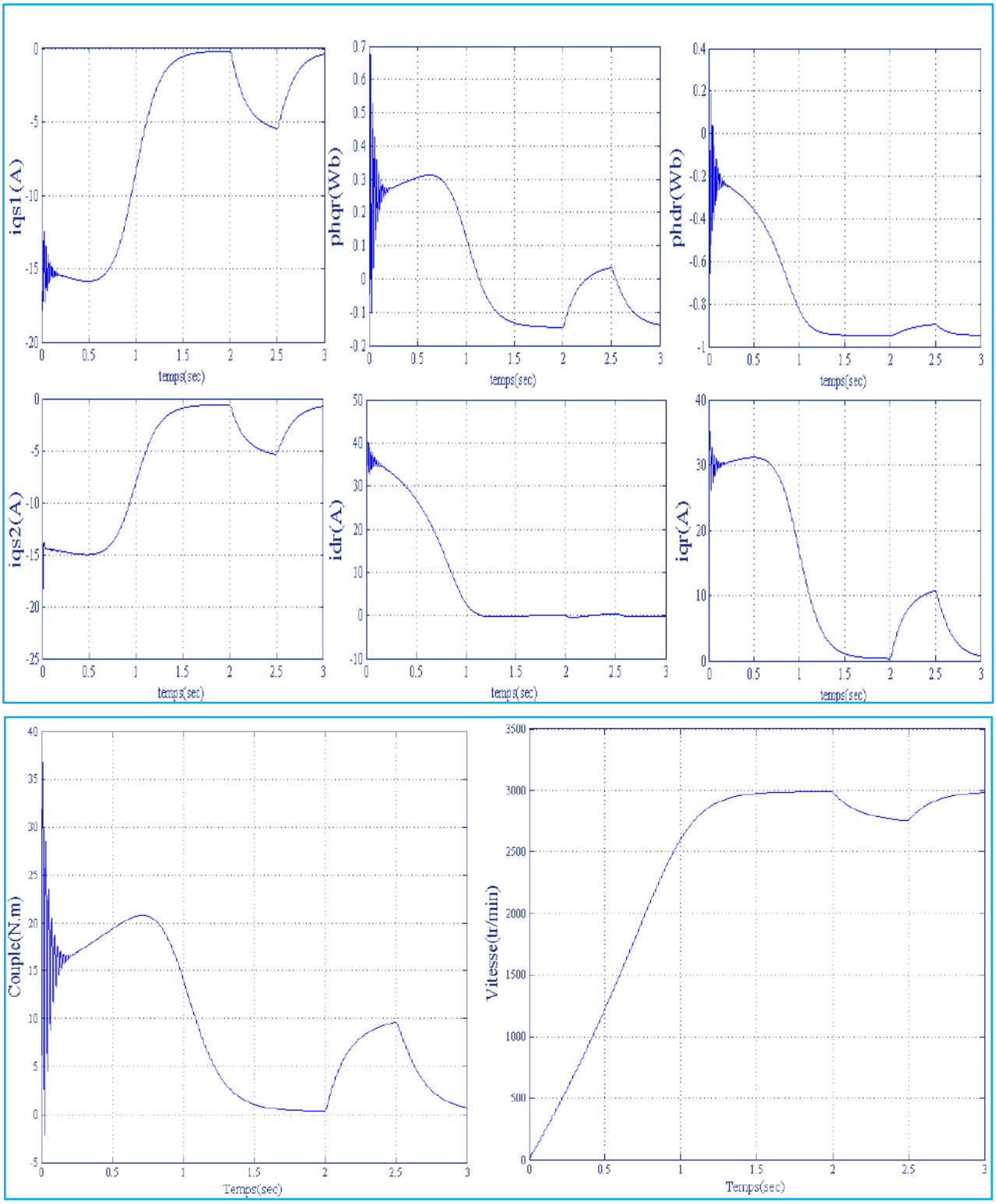


Figure 1.8 : Performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile lors d'une application d'un couple résistant C_r=10 entre (2 et 2.5 s).

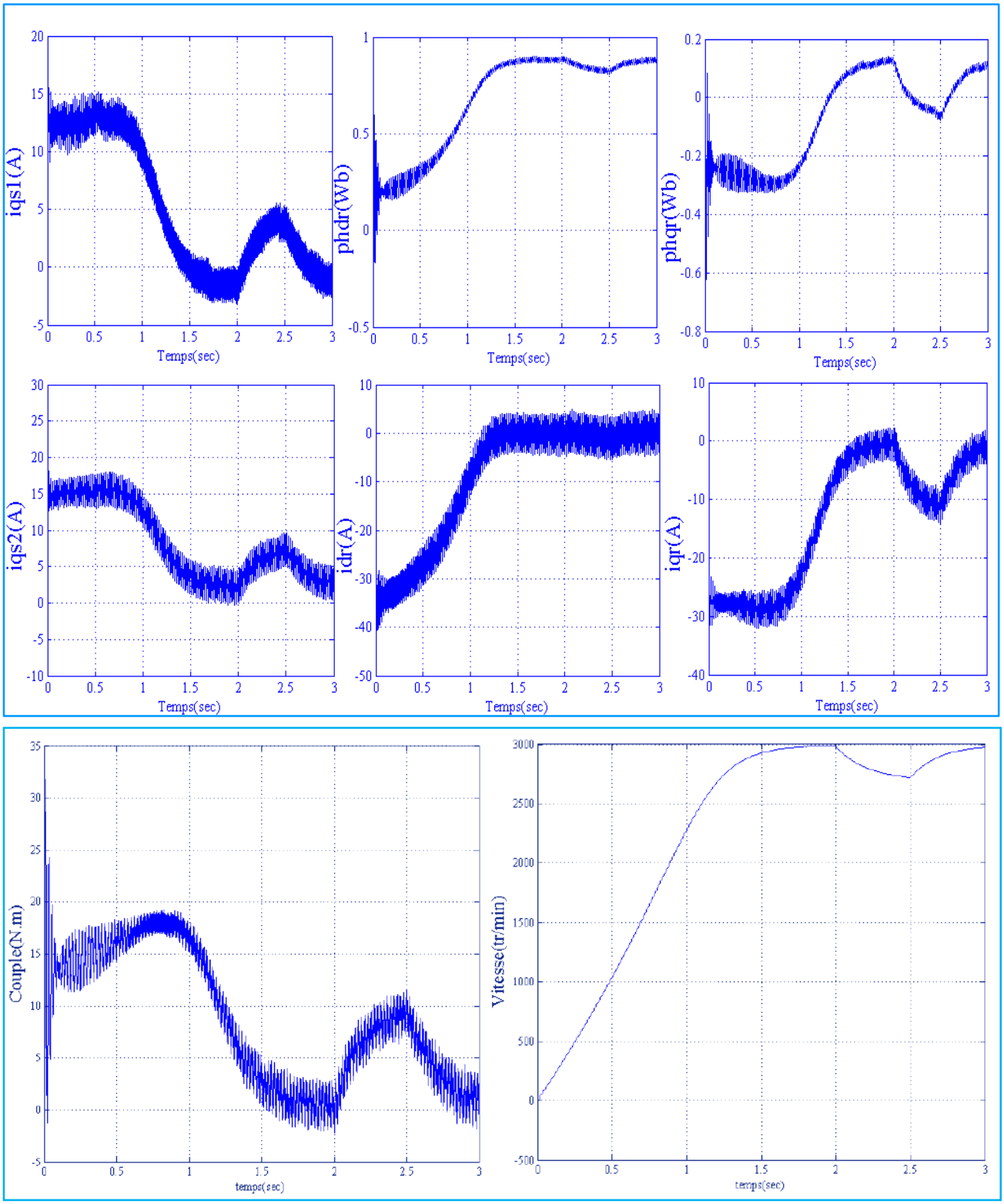


Figure 1.9 : Performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile lors d'une application d'un couple résistant C_r=10 entre (2 et 2.5 s) avec un onduleur.

1.14.2. Interprétation des résultats de simulation :

Nous avons simulé le fonctionnement de la machine asynchrone à double étoile alimentée directement par le réseau standard *(220 / 380V, 50Hz)*, à vide et en charge.

Les résultats de simulation donnés par les figures (*Fig.1.7)* et (*Fig.1.8)* représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone à savoir la vitesse de rotation (ω_r), le couple électromagnétique (C_{em}), le flux et les courants suivant les axes *d* et *q* .

Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint *3000 tr/mn* à $t \approx 1.5s$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale, et présente des oscillations qui disparaissent au bout de *0.3s et après 0.7s* il rejoint *21.5 N.m*, puis il diminue d'une façon presque linéaire et se stabilise à une très faible valeur, qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant, qui sont d'environ 4 ou 5 fois le courant nominal, mais qui disparaissent au bout de quelques alternances pour donner lieu à des formes sinusoïdales d'amplitude constante. Les courants statoriques suivant les axes directs et en quadrature, évoluent d'une façon à peu près analogue à l´évolution de la vitesse ; néanmoins, on remarque des faibles oscillations au niveau de ces derniers durant approximativement *0.2s*. L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique(la figure 1.5).

En appliquant une charge de couple résistant $Cr = 10\ N.m$ (machine en fonctionnement moteur) à partir de l'instant $t = 2s$ *et 2.5s*, on constate que la vitesse et les courants selon *(d,q)* diminuent et se stabilisent .

par contre, des augmentations sont observées au niveau du couple électromagnétique, des courants statoriques (étoiles 1 et 2) et au niveau des flux rotoriques selon *(d,q).*

Les résultats de simulation donnés par la figure (*Figure 1.9)* représente les performances de la conduite de la machine asynchrone à double étoile lors d'une application d'un couple résistant C_r=10 entre (2 et 2.5 s) avec deux onduleurs de tension à commande MLI. Cette dernière montre que les résultats obtenus sont approximativement similaires avec ceux obtenus par l'alimentation directe (figure1.8).Cependant, ces allures et en particulier celles, du couple électromagnétique, des courants statoriques et de ceux suivant les deux axes direct et en quadrature (étoiles 1et 2), montrent que cette technique engendre une augmentation des ondulations dues principalement aux harmoniques délivrés par les onduleurs, qui se répercutent essentiellement sur le couple électromagnétique

1.15. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la machine asynchrone triphasée à double étoile en mode moteur. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été réduite moyennant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équation d'état de la machine que nous avons validée à travers une simulation numérique. Puis nous avons interprété les résultats obtenues.

CHAPITRE

2

LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MASDE

2.1. INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique. [AKK 07] [BEN 10] [ZAI 07]

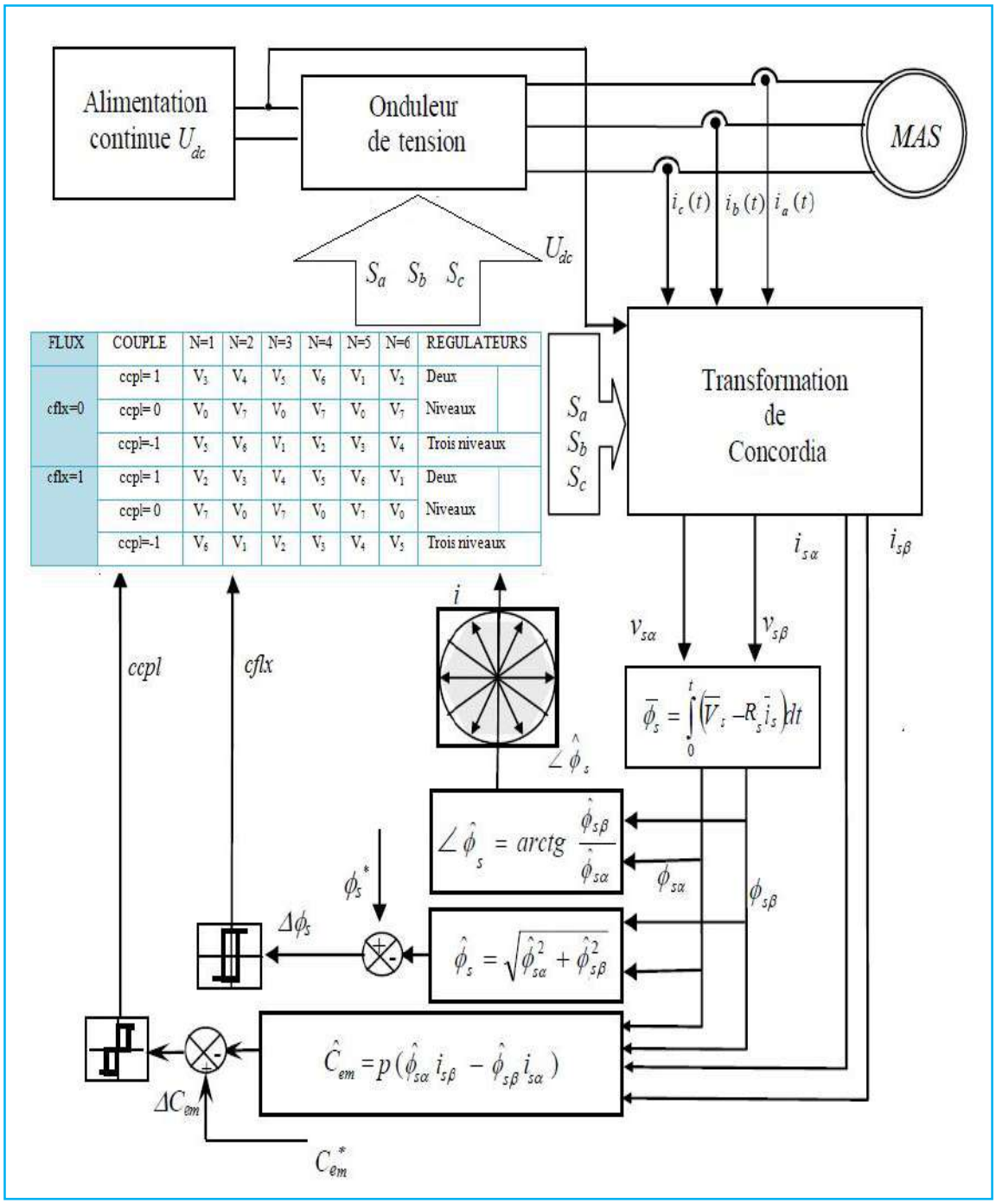
Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans l'utilisation des capteurs mécaniques. Dans la structure DTC, la machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension est un système dynamique hybride, dont la partie continue est la machine asynchrone et la partie discrète, l'onduleur de tension [AKK 07]

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi. [BEH 09]

Le contrôle direct du couple trouve ses racines dans le contrôle par flux orienté et dans la technique du « direct self control (DSC) ». La théorie du « DSC » a été développée en Allemagne par Depenbrock.

Le principe de ce contrôle consiste à appliquer un niveau spécifique de tension continue (U_0) et de flux statorique φ_{sref}, c'est un contrôle avec une table de commutation figée. Ainsi, une fréquence unique de fonctionnement de l'onduleur f est déduite directement sans référence externe. Elle est autodéterminée. Le contrôle direct du couple est issu de la combinaison de la commande par flux orienté et du direct self control. La figure 2.1 montre la structure générale. [ZAI 07]



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 générale de contrôle direct du couple

Dans ce chapitre, nous proposons une commande par DTC de machine MASDE. Cette commande est ensuite simulée sur Matlab/Simulink.

2.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE DTC

Les méthodes de commande directe du couple DTC consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple.

Les variables de commande sont le flux magnétisant et le couple du moteur. Avec la DTC, nous n'avons pas besoin d'un modulateur, ni d'un tachymètre ou bien d'un encodeur de position pour assurer le retour d'information de la vitesse ou de position.

La commande des interrupteurs a pour but de donner au vecteur représentant le flux statorique la direction déterminée par les valeurs de consigne [REZ 09], [ZAI 07].

Pour connaitre l'état électromagnétique du moteur afin de déterminer la commande des interrupteurs de l'onduleur, il faut disposer d'un modèle approprie de la machine.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants statoriques, le modèle donne à chaque instant : [BEN 10], [ZAI 07]

- ✓ Le flux statorique réel de la machine,
- ✓ Le couple réel qu'elle développe,
- ✓ Sa vitesse de rotation.

La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire, ce qui est un grand avantage de ces méthodes.

Le flux et le couple ainsi calculés sont comparés à leurs valeurs de référence pour déterminer les instants de commande des interrupteurs. D'ordinaire on cherche à maintenir le flux constant. [BEN 10] [SAD 10].

2.3. FONCTIONEMENT D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASÉ

Les interrupteurs de l'onduleur de tension (Figure 2.2) doivent être commandés de manière à maintenir le flux et le couple de la machine.

Le vecteur de la tension statorique V_s peut s'écrire sous la forme :

$$\overline{V_s} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \qquad (2.1)$$

Où (S_a ,S_b,S_c) représentent l'état logique des 3 interrupteurs : S_i=1 signifie que l'interrupteur haut est fermé et l'interrupteur bas est ouvert,(V_i=+U_0/2) et S_i=0 signifie que l'interrupteur haut est ouvert et l'interrupteur bas est ferme (V_i=-U_0/2).

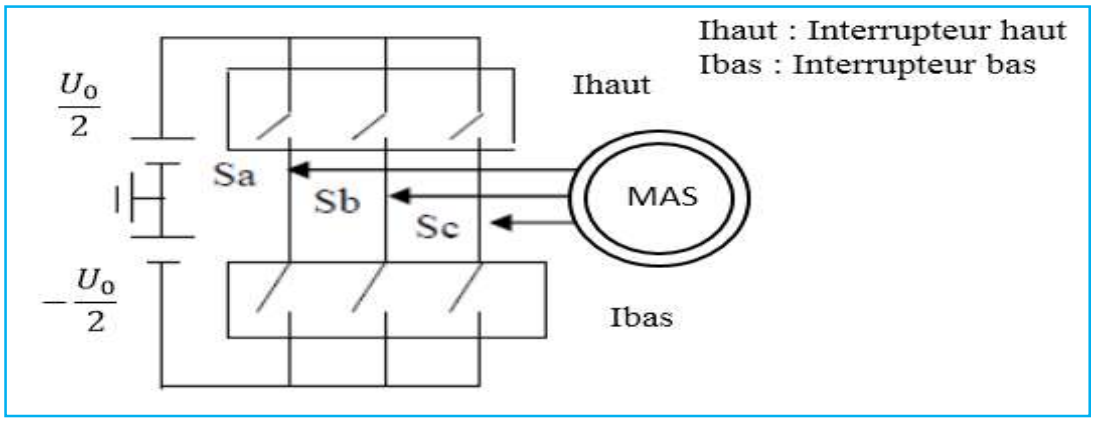


Figure 2.2 : Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de 3 interrupteurs, il y a donc 2^3=8 possibilités pour le vecteur V_s.

Deux vecteurs V_0 et V_7 correspondent au vecteur nul :*(S_a, S_b, S_c)=(0,0,0)* et *(S_a, S_b, S_c)=(1,1,1)*.

V_0(0,0,0) est toujours à côté d'un vecteur impair; *V_1 (1,0,0)* ; *V_3 (0,1,0)* ;ou *V_5 (0,0,1)* ; d'où une seul commutation ;

V_7(1,1,1) est toujours à côté d'un vecteur Pair;*V_2 (1,1,0)* ; *V_4 (0,1,1)* ;ou *V_6 (1,0,1)* ; donc une seul commutation

Dans chaque période de modulation, un bras ne commute pas deux fois.

La figure (2.3) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs de tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux. On procède ainsi :

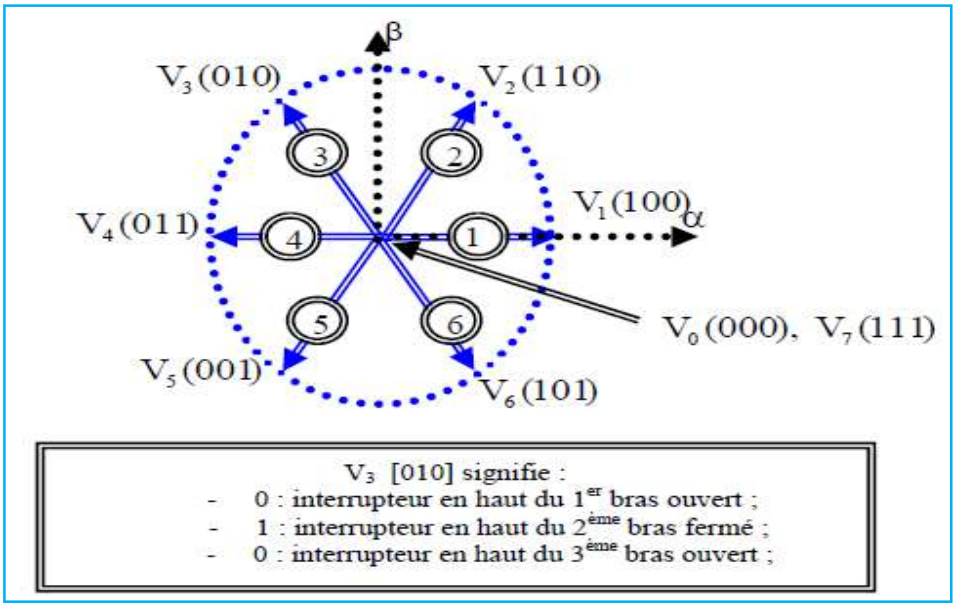


Figure 2.3 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur de tension à deux niveaux

2.3.1. Contrôle de flux statorique et du couple électromagnétique

2.3.1.1.Principe de contrôle de flux statorique

A partir du modèle de la machine asynchrone dans un repère lié au stator et de l'expression de la tension statorique : [BEN 10]

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \qquad (2.2)$$

Le flux statorique est estimé à partir de la relation suivante :

$$\varphi_s(t) = \int_0^t (V_s - R_s I_s)dt \qquad (2.3)$$

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s0} + V_s(t) - R_s \int I_s dt \qquad (2.4)$$

Avec l'hypothèse que R_s reste constante et que le terme (R_s I_s) est négligeable devant la tension V_s Sur un intervalle périodique de contrôle [0 T_e] correspondant à une période d'échantillonnage T_e commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixées, ainsi on peut écrire : [BEN 10]

$$\varphi_s(t) \approx \varphi_{s0} + V_s T_e \qquad (2.5)$$

Où

φ_{s0} : est le vecteur flux à l'instant t =0.

Dans un intervalle de temps T_e , l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée V_s.La figure (2.4) illustre ce principe, lorsque on sélectionne le vecteur $V_s = V_3$ par exemple.

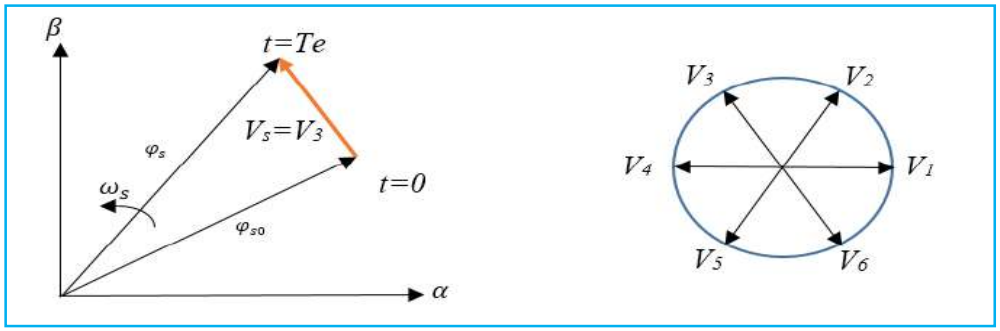


Figure 2.4 : Evolution de l'extrémité du vecteur φ_s.

Si la période de contrôle « T_e» est très faible devant la période de rotation du vecteur flux statorique. En choisissant une séquence appropriée de vecteur tension de l'onduleur sur des intervalles de temps successifs de durée T_e, on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur flux φ_s la trajectoire désirée.

Le vecteur φ_s est maintenu entre deux valeurs φ_{max} et φ_{min} le passage de l'une à l'autre étant commandé par V_s. Si le vecteur de commande est l'un des vecteurs non nuls, φ_s évolue avec une vitesse constante proportionnelle à la tension de commande. Si l'on maintient φ_s à peu près constant, le couple ne dépend que du déphasage entre les deux flux. Pour répondre à une demande de variation rapide du couple, il suffit donc de modifier rapidement le déphasage entre les deux flux.[BEN 10][ZAI 07] [SAD 10].

Par exemple quand φ_s atteint la valeur φ_{max}, on déclenche le changement d'interrupteurs pour que la nouvelle valeur de V_s entraîne une diminution du module de φ_s .En même temps la nouvelle phase du vecteur V_s provoque le décalage I_s et φ_s dans le sens de rotation, fait augmenter le déphasage et le couple. Quand φ_s chutera à la valeur φ_{min}, on commandera la commutation suivante.[BEN 10]

Il est possible de fonctionner avec un module de flux φ_s pratiquement constant ; pour cela il suffit de choisir une trajectoire circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Ceci 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 tensions appliquées 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 [BEN 10].

Lorsque le vecteur tension V_s est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux φ_s et donnée par sa dérivée ($d\varphi_s/dt$) correspondant pratiquement au vecteur V_s. En ce qui concerne le flux rotorique φ_r, on peut admettre que compte tenu de la forte constante du temps du rotor de la

machine asynchrone, son amplitude ne varie pas durant un régime transitoire. [BEN 10], donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique[SAD 10].

2.3.1.2. Principe de contrôle de couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante : [BEN 10]

$$C_{em} = k\left(\overline{\varphi_s} * \overline{\varphi_r}'\right) = k\left|\overline{\varphi_s}\right|\left|\overline{\varphi_r}'\right|\sin(\gamma) \qquad (2.6)$$

Avec

$\overline{\varphi_s}$: représente le vecteur de flux statorique ;
$\overline{\varphi_r'}$: représente le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
γ : représente l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

$k = \frac{p}{l_q}$

D'après cette expression, le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi_s}$ et $\overline{\varphi_r'}$ et de leur position relative.

2.3.1.3. Choix du vecteur de tension

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux $\overline{\varphi_s}$ [BEN 10]. Le tableau (2.1) montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2} qui peuvent être appliqués dans la zone Z_i.

Lorsque le flux $\overline{\varphi_s}$ se trouve dans une zone **i**, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants : [REZ 09], [BEH 09], [BEN 10].

- ✓ Si V_{i+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ croit et le couple C_{em} croit
- ✓ Si V_{i-1}est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ croit et le couple C_{em} décroit
- ✓ Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ décroit et le couple C_{em} croit
- ✓ Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ décroit et le couple C_{em} décroit
- ✓ Si V_0 ou V_7 est sélectionnée la rotation de $\overline{\varphi_s}$ est arrête, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé. [AOU 11], [AKK 07], [BEH 09], [REZ 09], [BOU 13].

Les vecteurs tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$ (figure 2.4) représentent les six zones possibles du fonctionnement.

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
φ_s	↗	↘	↗	↘
C_{em}	↗	↗	↘	↘

Tableau 2.1 : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_s appliqué dans la zone Z_i.

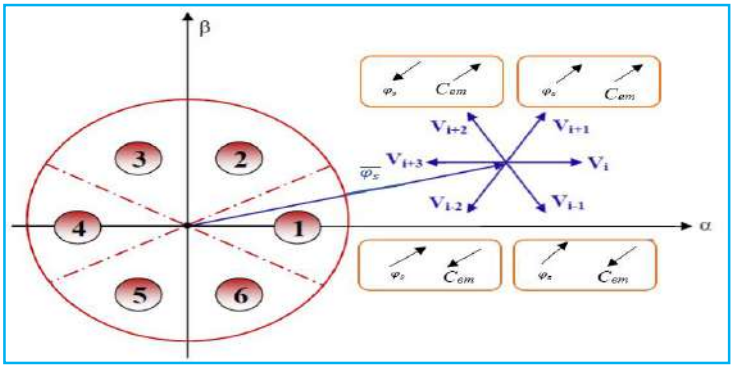


Figure 2.5 : Répartition des zones

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

En effet, en début de zone, les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i-2}}$ sont perpendiculaires à $\overline{\varphi_s}$, d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$, alors qu'en fin de zone l'évolution est inverse. Avec les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i-2}}$, il correspond à des évolutions lente du couple et rapide de l'amplitude du flux $\overline{\varphi_s}$ en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i, les deux vecteurs V_i et $\overline{V_{i+3}}$ ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\overline{\varphi_s}$) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de $\overline{\varphi_s}$ dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone. Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimé par rapport à leur référence, ainsi que la position du vecteur $\overline{\varphi_s}$.

Un estimateur de $\overline{\varphi_s}$ n module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

2.3.2. Estimateurs

2.3.2.1. Estimateur du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courants et tension de la machine. [AKK 07], [REZ 09], [BEN 10]
A partir de l'équation :

$$\overline{\varphi_s} = \int_0^t \left(\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}\right) dt \qquad (2.7)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\overline{\varphi_s}$.

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t \left(V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}\right) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t \left(V_{s\alpha} - R_s I_{s\beta}\right) dt \end{cases} \qquad (2.8)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaire à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a ,S_b , S_c) et de la mesure de la tension U_0 et par application de la transformée de Concordia [AKK 07], [REZ 09], [BEN 10]

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \qquad (2.9)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2}\left(S_b + S_c\right)\right) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} U_0 \left(S_b - S_c\right) \end{cases} \qquad (2.10)$$

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} , I_{sb}, I_{sc} et en appliquant la transformée de Concordia :

$$\overline{I_s} = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \qquad (2.11)$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(I_{sb} - I_{sc} \right) \end{cases} \tag{2.12}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \tag{2.13}$$

L'angle α_s entre le référentielle statorique et le vecteur flux $\varphi_s$est égal à [BEN 10]

$$\alpha_s = arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \tag{2.14}$$

2.3.2.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_{em} = p \left(\varphi_{s\alpha} i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} i_{s\alpha} \right) \tag{2.15}$$

On peut remarquer dans cette équation que l'exactitude de cette dernière dépend de la qualité d'estimation du flux et de la précision de la mesure des courants statorique.

2.4. ÉLABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

2.4.1. Correcteur de flux

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la (figure 2.6).[AKK 07], [REZ 09] [SAD 10].

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\varphi_s}$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne *cflx* indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (*cflx*=1) ou diminuée (*cflx*=0) de façon à maintenir :

$$\left| (\varphi_s)_{ref} - \varphi_s \right| \leq \Delta\varphi_s \tag{2.16}$$

Avec : φ_{sref}: La consigne de flux ;

$\triangle\varphi$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

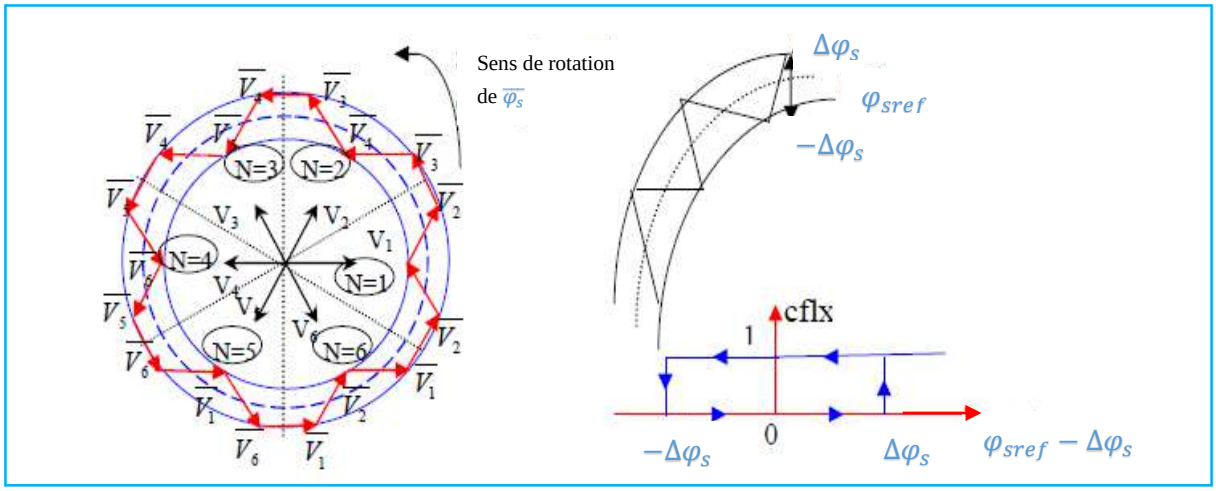


Figure 2.6 : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique

2.4.2. Correcteur de couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple dans les limites

$$|C_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C \qquad (2.17)$$

Avec

C_{ref} : La référence de couple ;

ΔC : La bande d'hystérésis du correcteur. [BOU 13][BEN 10]

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées :

2.4.2.1. Le correcteur à trois niveaux :

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (*ccpl*=1pour une consigne positive et *ccpl*= -1 pour une consigne négative) ou diminuée (*ccpl*=0).

La figure (2.7) montre ce type de correcteur.

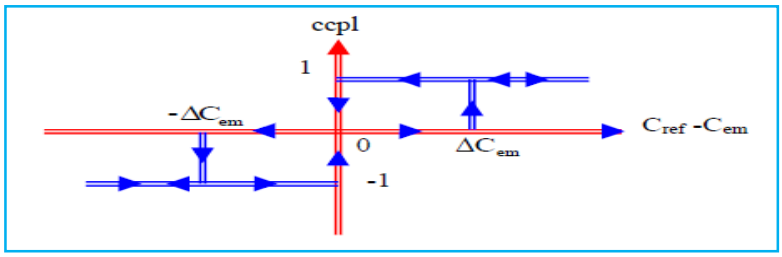


Figure 2.7 : Correcteur de couple à trois niveaux

2.4.2.2. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs $\overline{V_{i+1}}$ et $\overline{V_{i+2}}$, peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux φ_s. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls [SAD 10].

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser les deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone **i,** il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.[REZ 09],[BOU 13] ,[BEN 10] ,[ZAI 07]

2.5. ÉLABORARTION DE LA TABLE DE COMMANDE :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables *cflx* et *ccpl*, et de la zone N_i de position de φ_s . Elle se présente donc sous la forme suivante :

Flux	*Couple*	*N=1*	*N=2*	*N=3*	*N=4*	*N=5*	*N=6*	*Correcteur*
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 2.2 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis a trois niveaux (avec les vecteurs tension nuls).

Flux	*Couple*	*N=1*	*N=2*	*N=3*	*N=4*	*N=5*	*N=6*	*Correcteur*
cflx=0	***ccpl=1***	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	***Deux niveaux***
	ccpl=0	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	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_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	ccpl=-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	***trois niveaux***

Tableau 2.3 : Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis A trois niveaux (avec les vecteurs tension non nuls).

2.6. STRUCTURE GÉNÉRALE DU CONTROLE DIRECT DE COUPLE :

La figure (2.8) représente les éléments essentiels d'un système de contrôle direct du couple des machines asynchrones double étoile (MASDE). C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis-à-vis des constantes des temps de la machine.

Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e, de plus, on applique un filtrage sur les grandeurs statoriques de courants afin de limiter les bruits sur le signal de flux calculé et l'effet d'échantillonnage. [BEN 10]

L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur V_s sans avoir recours à la position du rotor qui nécessite généralement un capteur de vitesse. Cette dernière, en combinaison avec les comparateurs à hystérésis, représente la table de commutation qui remplace le générateur MLI des structures classiques du contrôle par onduleur de tension.

En plus, avec l'utilisation de ce type de contrôle les exigences de régulateur du courant, régulateur PI de flux et du couple sont éliminés ce qui améliore les performances dynamiques du système. [BEN 10].

On utilise le tableau classique des séquences proposées par **Takahashi.**

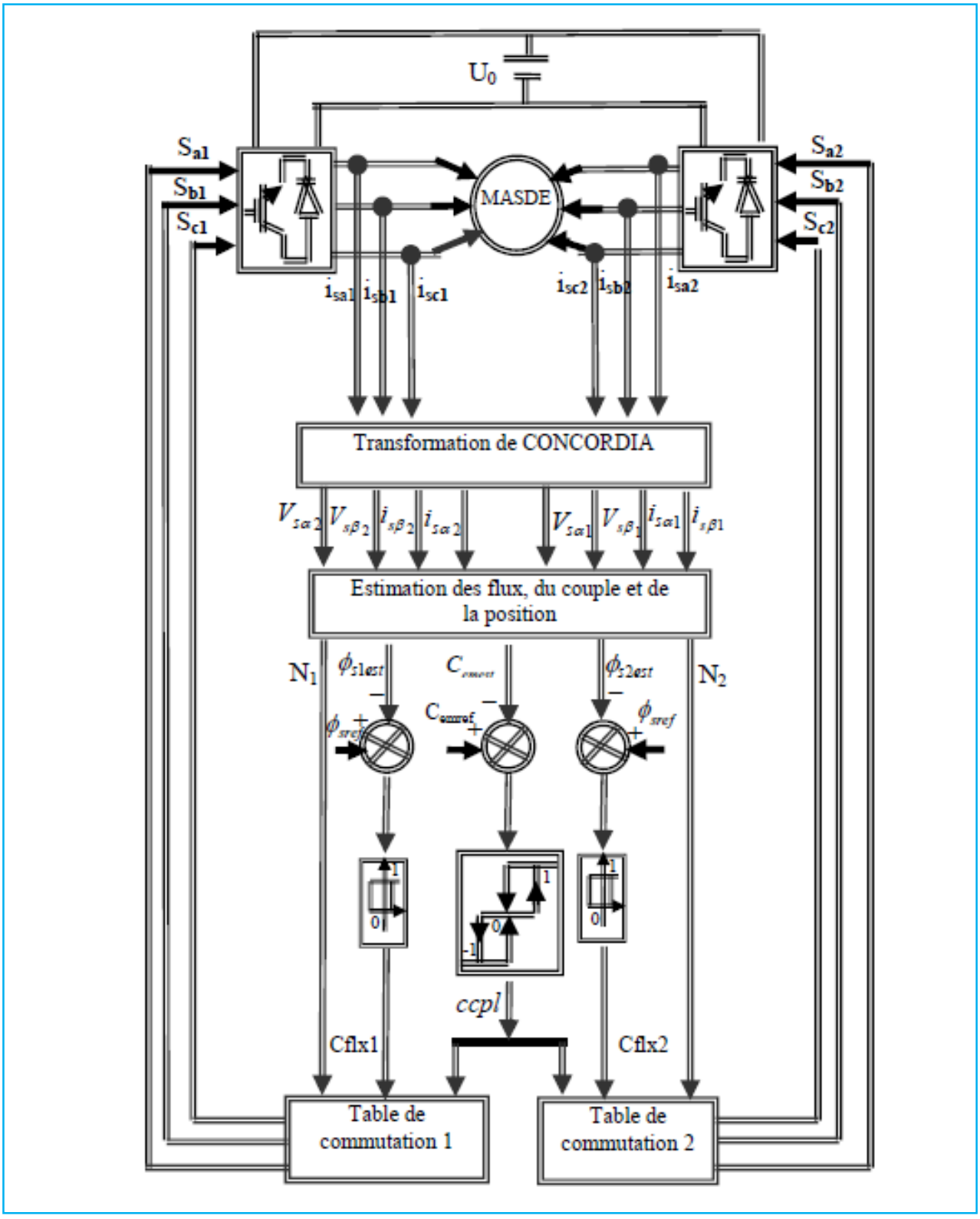


Figure 2.8 : Structure générale du contrôle direct du couple DTC de la MASDE.

2.7. LES AVANTAGES ET LES INCONVÉNIENTS DE LA DTC

2.7.1. Avantages de la commande directe de couple :

- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- ✓ Utilise un modèle simplifie à moteur asynchrone double étoile.
- ✓ Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- ✓ Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✓ Elle exige deux comparateurs à hystérésis et un contrôleur de vitesse du type PI, tandis dans la commande vectorielle exige 2 régulateurs PI et un modulateur de MLI.
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✓ La réponse dynamique du couple est très rapide.
- ✓ Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- ✓ Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.[ZAI 13], [TOU 08] [SAD 10].

2.7.2. Inconvénients de la commande directe de couple :

- ✓ L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif).
- ✓ La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- ✓ L'existence des oscillations de couple.
- ✓ La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis), ce qui conduit à un contenu riche en harmoniques qui fait augmenter les pertes et amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques [ZAI 13], [TOU 08] [SAD 10].

2.8. RÉSULTATS DE SIMULATION DE LA DTC DE LA MASDE :

Nous présentons dans ce qui suit des résultats de simulation de la commande directe du couple de la MASDE.

Les deux enroulements statoriques sont alimentés séparément par deux onduleurs de tension qui sont commandé par la technique DTC en boucle ouverte et avec l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

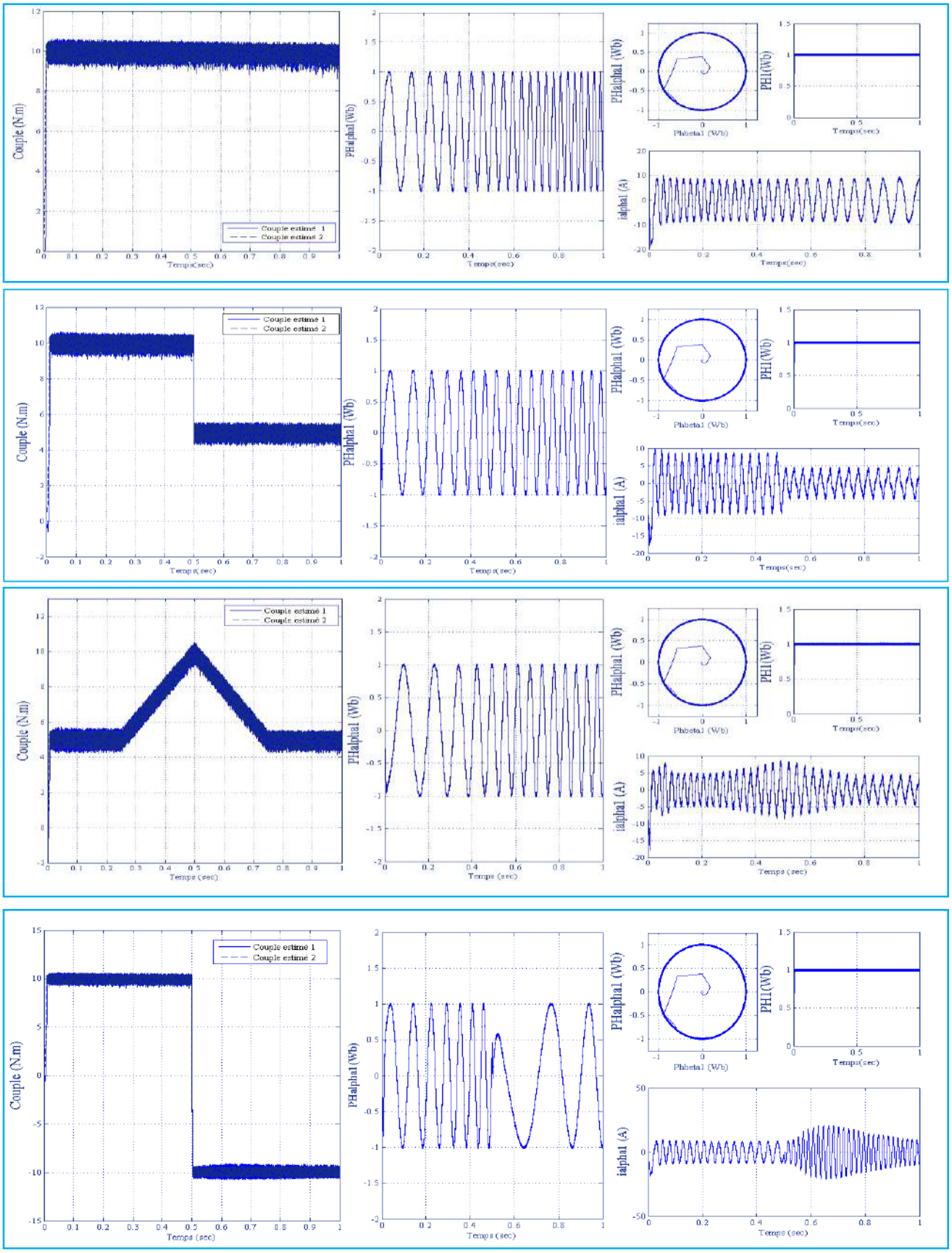


Figure 2.9 : Evolution du couple, flux statorique et de courant de la MASDE

La figure ci-dessus représente une simulation effectuée sur la machine asynchrone double étoile (ces résultats sont présenter pour un seul stator), 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 Wb. On relève que la trajectoire du flux statorique est presque circulaire durant toute la variation du couple.

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).

2.9. CONCLUSION

Le travail présenté dans ce chapitre montre la faisabilité de l'application de la technique de contrôle DTC sur une machine à double étoile. Ce chapitre a permis d'étudier en simulation, le comportement du contrôle direct du couple de la machine asynchrone à double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

Les résultats obtenus montrent que le contrôle du couple d'une machine asynchrone à double étoile basé sur la technique du contrôle DTC permet d'obtenir de hautes performances dynamiques avec une structure simple. Ainsi, il apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans la structure de commande FOC pour le même type de machine.

La commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, … etc), mais la non maîtrise de la fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande.

CHAPITRE

3

LES TECHNIQUES INTELLIGENTES

3.1. INTRODUCTION

Les commandes intelligentes connaissent depuis quelques années un succès croissant dans divers domaines des sciences de l'ingénieur notamment dans la correction des systèmes.

Grace à ses avantages et sa simplicité, ces méthodes jouent un rôle important dans la régulation et l'élimination des inconvénients des anciennes commandes telles que la commande directe du couple électromagnétique et du flux statorique DTC.

Ces commandes utilisées dans de nombreux domaines (physique, chimie, biologie, finance, etc....), notamment pour la modélisation de processus et la synthèse de lois de commandes

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la présentation de la commande basée sur la logique floue, réseaux de neurones et les systèmes neuro-flou, leur classifications, ses avantages et inconvénients, ainsi que l'application dans la commande des processus.

3.2. LA LOGIQUE FLOUE

3.2.1. Principe et définition

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par Zadeh en 1965 [TOU 08], est une technique pour le traitement de connaissances imprécises et incertaines. Elle permet de prendre en considération des variables linguistiques dont les valeurs sont des mots ou expressions du langage naturel, telle que grand, petit, lent, rapide, …etc.

Nous présentons un exemple simple pour comprendre l'intérêt de la logique floue sur la logique classique.
Exemple : dans la logique classique, une vitesse peut être qualifiée par le terme « faible » ou « élevée». Dans la logique floue, des échelons d'appréciations intermédiaires de la variable vitesse sont possibles, la « vitesse » devient une variable linguistique dont les valeurs sont par exemple : « très faible », « faible», « moyenne », « élevée », « très élevée ». Une vitesse de 1000tr/min par exemple dans la logique classique correspond au seul ensemble moyen, alors que dans le modèle flou, elle appartient à la fois aux ensembles « faible » et « moyenne ».

3.2.2.Théorie des sous-ensembles flous et logique floue

Selon George Contor (1845-1918), un ensemble est définit par ses éléments. En 1965, Lotfi A. Zadeh élabora une nouvelle théorie [GHR 06].

Il constata que dans le monde qui nous entoure, un ensemble n'a pas de limite nette à partir des quelles on peut dire d'un élément appartient ou non à cette ensemble. Ce fut pour cette raison qu'une nouvelle théorie à vue le jour et porte le nom « théorie des sous-ensembles flous».

3.2.2.1.Théorie des sous-ensembles flous

Définition

Sur un univers de discours U, un sous-ensemble flou A est défini par la donnée d'une fonction $\mu_A(x)$

$$\begin{aligned} \mu_A : U &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \qquad (3.1)$$

Nous avons définit le sous-ensemble flou A comme suivant : $A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in U\}$, où : $\mu_A(x)$ est une fonction caractéristique d'appartenance qui prend ces valeurs dans l'intervalle [0,1].

Elle indique le degré d'appartenance de l'élément x à A, ainsi x au U pourrait :

- ✓ Ne pas appartenir à A $\mu_A(x) = 0$
- ✓ Appartenir un peu à A $\mu_A(x)$ est voisin de 0
- ✓ Appartenir assez à A $\mu_A(x)$ entre 0 et 1
- ✓ Appartenir fortement à A $\mu_A(x)$ est voisin de 1
- ✓ Appartenir à A $\mu_A(x) = 1$

$$A = \sum_{i=1}^{n} \frac{\mu_A(x_i)}{x} \qquad (3.2)$$

$$A = \int_x \frac{\mu_A(x_i)}{x}$$

Si U est discret

On peut représenter l'ensemble A par :

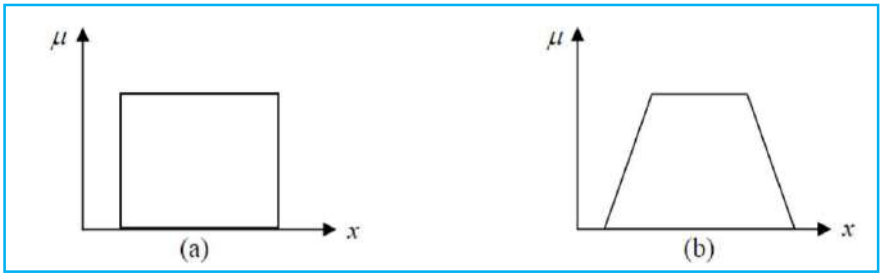


Figure 3.1 : Exemple de fonction d'appartenance, a) Logique classique, b) Logique Floue

3.2.2.2.Variable linguistique

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en générale des expressions floues comme [HAM 13] [TLE 07].

- ✓ Quelque, beaucoup, souvent.
- ✓ Chaud, froid, rapide, lent.
- ✓ Grand, petit, …etc.

Une variable linguistique est généralement décomposée en un ensemble de termes, qui couvrent tout son domaine de variation. Elle sera représentée par un triplé (x, T(x), U) dans lequel :

x : est le nom de variable linguistique.
T(x) : ensemble des termes de variable linguistique.
U : l'univers de discours.

3.2.2.3.Opérations sur les ensembles flous

Soient A et B deux ensembles floues dans U ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance, l'union, l'intersection et la complémentation des ensembles flous sont définis à l'aide de leur fonction d'appartenance.

3.2.2.3.1. Union (disjonction)

L'union de deux ensembles flous A et B de U est l'ensemble flou constitué des éléments du U affectés de plus grand de leurs deux degrés d'appartenance, elle est définit comme l'ensemble flou: C = A∪B (A ou B)

$$\text{Tel que} \quad \forall x \in U \qquad \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \tag{3.3}$$

L'opérateur max est commutatif et associatif

$$\mu_C = \max\left[\mu_A, \mu_B, \mu_C\right]$$
$$\mu_C = \max\left[\max\left[\mu_A, \mu_B\right], \mu_C\right]$$
$$\mu_C = \max\left[\mu_A, \max\left[\mu_B, \mu_C\right]\right]$$
$$\mu_C = \max\left[\max\left[\mu_A, \mu_C\right], \mu_B\right]$$

3.2.2.3.2Intersection (conjonction)

L'intersection de deux ensembles flous *A* et *B* de *U* est l'ensemble flou constitué des éléments *U* affectés du plus petit de leurs deux degrés d'appartenance.

Elle est définie comme l'ensemble flou : D = A∩B (A et B)

Tel que $\forall x \in U \qquad \mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x))$ (3.4)

L'opérateur min est commutatif :

$$\mu_D(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) = \min\left(\mu_B(x), \mu_A(x)\right) \quad (3.5)$$

3.2.2.3.3. Complémentation

La fonction d'appartenance $\mu_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est définie,

$$\text{Tel que} \quad \forall x \in U, \quad \mu_{\bar{A}}(x) = 1 - \mu_A(x) \quad (3.6)$$

3.2.2.3.4. Produit Cartésien

Soient $A_1, A_2, A_3, \ldots\ldots, An$ des ensembles flous dans $U_1 \times U_2 \times \ldots\ldots \times U_n$ respectivement le produit cartésien de $A_1, A_2, \ldots\ldots, A_n$, est un ensemble flou dans l'espace produit de $x_1, x_2, \ldots\ldots, x_n$ ayant pour fonction d'appartenance :

$$\mu_{A_1 \times A_2 \times A_3 \times \ldots\ldots \times A_n} = \min\left(\mu_{A_1}(x_1), \mu_{A_2}(x_2) \ldots \mu_{A_n}(x_n)\right) \quad (3.7)$$

4.2.2.3.5. Egalité

Nous avons dit que *A* et *B* sont égaux si et seulement si

$$\mu_A(x) = \mu_B(x) \quad (3.8)$$

3.2.2.3.6. Inclusion

Nous avons dit que $A \subset B$ si et seulement si

$$\mu_B(x) \leq \mu_A(x) \quad (3.9)$$

4.2.2.3.7. Relation floue

Soient $U1, U2, \ldots\ldots, Un$ des univers de discours, une relation floue est un ensemble flou dans $U1 \times U2 \times \cdots \times Un$ exprimé comme suit :

$$R_{U_1\times U_2\times U_3\times.....\times U_n}=\left\{\left((x_1,x_2,...,x_n),\ \mu_R(x_1,x_2,...,x_n)/(x_1,x_2,...,x_n)\in U_1\times U_2\times...\times U_n\right)\right\} \quad (3.10)$$

3.2.2.3.8. Composition de deux relations floues

Soient les deux relations floues R_1 dans $U_1 \times U_2$ et R_2 dans $U_2 \times U_3$. Nous avons définit la composition *(sup-*)* de R_1 et R_2 notée R_1 *O* $R2$ par

$$R_1 \text{ O } R_2=\left\{\left[(U_1,U_3)sub\left(\mu_{R1}(U_2,U_3)\right)\right],u_i\in U_i\right\} \quad (3.11)$$

Ou *(*)* représenté une loi de composition pouvant être min, produit, …etc.

3.2.3. Fonction d'appartenance [TLE 07]

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des déductions floues par calculateur. Dans ce contexte, est attribuée à chaque valeur de la variable linguistique une fonction d'appartenance μ, dont la valeur varie entre 0 et 1. Le plus souvent, on utilise des fonctions d'appartenance de type triangulaire ou trapézoïdal, gaussienne. On utilise pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes :

- ✓ Fonction triangulaire : l'allure est complètement définie par trois paramètres.

$$\mu(x)=\max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a},\frac{c-x}{c-b}\right),0\right) \quad (3.12)$$

- ✓ Fonction trapézoïdale : elle est définie par quatre paramètres {*a*, *b*, *c*, *d*} :

$$\mu(x)=\max\left(\min\left(\frac{x-a}{b-a},\frac{d-x}{d-c}\right),0\right) \quad (3.13)$$

- ✓ Fonction gaussienne : Elle est définie par deux paramètres {*m*, σ } :

$$\mu(x)=\exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma}\right) \quad (3.14)$$

- ✓ Fonction en forme de cloche : Elle est définie par deux paramètres {x_0, *a*} :

$$\mu(x)=\left(\frac{1}{1+\left(\frac{x-x_0}{a}\right)^2}\right) \quad (3.15)$$

- ✓ Fonction trigonométrique : Elle est définie par deux paramètres {x_0, *a*} :

$$\mu(x)=\frac{1}{2}\left(1+\cos\frac{\pi(x-x_0)a}{2a}\right),\quad x_0-2a\le x\le x_0+2a \tag{3.16}$$

✓ Fonction sigmoïdale : Elle est définie par deux paramètres $\{a, c\}$:

$$\mu(x)=\frac{1}{1+\exp(a(x-c))} \tag{3.17}$$

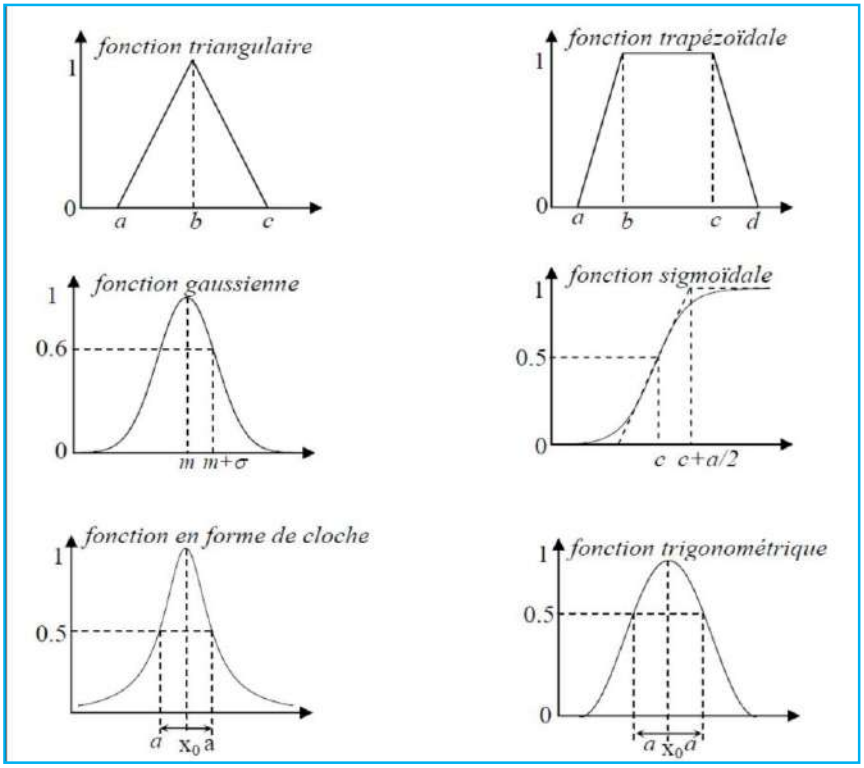


Figure 3.2 : Formes usuelles des fonctions d'appartenance[ZAI 07]

3.2.4. Propositions floues

3.2.4.1. Proposition floues élémentaires

Une proposition floue élémentaire est définie à partir d'une variable linguistique (V, X, T_v) par la qualification («V est A », pour une caractérisation floue A, appartient à T_v.

3.2.4.2. Proposition floues générales

Une proposition floue générale est obtenue par la composition de propositions floues élémentaires « V est A », « W est B » pour des variables linguistiques V, W, …

Plus généralement, on peut construire des propositions floues par conjonction, disjonction ou implication, par exemple de la forme « Si *V* est *A* et *W* est *B* alors *U* est *C* » (Si la taille est moyenne et le prix est peu cher, alors l'achat est conseillé).

3.2.5. Raisonnement en logique floue

Les ensembles flous sont des éléments importants de la représentation des connaissances imparfaitement définies, pour raisonner sur telles connaissances, la logique classique ne suffit pas et on utilise une logique floue, lorsque les connaissances sont imprécises, vagues et éventuellement incertaines.

Après avoir exposé la répartition des valeurs mesurées en ensemble flous et défini les opérations sur ces ensembles, nous allons maintenant introduire le raisonnement flou et avoir comment un régulateur peut être exécuté sur la base des règles floues.

Avec l'unique schéma de raisonnement (Si les conditions sont remplies, Alors la conclusion est validée) et les trois opérateurs Et, Ou et Non, on peut déjà prendre un grand nombre de décisions logiques. On produit aussi une nouvelle information (une décision) à partir d'informations anciennes.

Le raisonnement flou fait appel à trois notions et étapes fondamentales :

- ✓ Implication floue.
- ✓ L'inférence floue
- ✓ L'agrégation des règles.

3.2.5.1. Implication floue

L'implication floue donne une information sur le degré de vérité d'une règle floue. En d'autre terme, nous avons quantifie la force de véracité entre la prémisse et la conclusion.

Considérons par exemple les deux propositions floues : « *x est A* » « *y est B* » où *x* et *y* sont des variables floues et *A* et *B* des ensembles floues de l'univers de discours *U*.

Ainsi que la règle floue : *Si « x est A » Alors « y est B »*.

L'implication floue donne alors le degré de vérité de la règle floue précédente à partir des degrés d'appartenance de *x* à *A* (prémisse) et de *y* à *B* (conclusion).

Nous noterons implication : opérateur imp (équivalent à l'opérateur Alors). Les normes d'implication les plus utilisées sont :

- ✓ *La norme Mamdani* $imp\left(\mu_A(x),\mu_B(y)\right)=\min\left(\mu_A(x),\mu_B(y)\right)$ (3.18)
- ✓ *La norme Larsen* $imp\left(\mu_A(x),\mu_B(y)\right)=\left(\mu_A(x),\mu_B(y)\right)$ (3.19)

3.2.5.2. Inférence floue

Le problème tel qu'il se pose en pratique n'est généralement pas de mesurer le degré de véracité d'une implication mais bien de déduire, à l'aide de fait et de diverses règles implicatives, des évènements potentiels.

En logique classique, un tel raisonnement porte le nom de Modus ponens (raisonnement par l'affirmation).

Si $P \Rightarrow q$ *vrai,* ***Et*** *P vrai,* ***Alors*** *q vrai*

3.2.5.2.1. Modus ponens généralisé

De façon générale, les conditions d'utilisation de Modus Ponens généralisé sont les suivantes :

	Prémisse	*conclusion*
Règle floue :	Si x est A	Alors y est B
Fait observé :	Si x est A'	
Conséquence :	y est B'	

3.2.5.2.2.Modus tollen généralisé

Ce principe se résume comme suit :

	Prémisse	*conclusion*
Règle floue :	Si x est A	Alors y est B
Fait observé :	Si x est B'	
Conséquence :	y est A'	

A' et *B'* sont les ensembles flous constatés dans le cas que l'on traite et ne sont pas nécessaire strictement égaux à *A* et *B*.

B' est l'ensemble flou résultant de *A'* par l'application de l'implication. (MPG)
A' est l'ensemble flou résultant de *B'* par l'application de l'implication. (MTG)

Les informations disponibles pour déterminer la conséquence sont donc d'une part celles relatives à la règle quantifiée par l'implication floue $\mu_{B/A(x,\,y)}$, d'autre part celles relatives au fait observé, quantifiées par la fonction d'appartenance μ_A.

Les règles d'inférences peuvent être décrites de plusieurs façons :

- ✓ Linguistiquement

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant :
Si la température est élevée **Et** la vitesse est faible **Alors** la tension est grande positive.

- ✓ Symboliquement

Il s'agit en fait d'une description linguistique où l'on remplace la désignation des ensembles flous par des abréviations.

- ✓ Par matrice d'inférence

Elle rassemble toutes les règles d'inférences sous forme de tableau. Dans le cas d'un tableau à deux dimensions, les entrées du tableau représentent les ensembles flous des variables d'entrées (température : *T* et vitesse *V*). L'intersection d'une colonne et d'une ligne donne l'ensemble flou de la variable de sortie définie par la règle. Il y a autant de cases que de règles.

Les règles que décrit ce tableau sont (sous forme symbolique).

U		T			
		F	M	E	**Si** T set F **et** V est F **alors** U=Z **ou**
					Si T set M **et** V est F **alors** U=P **ou**
F	F	Z	P	GP	**Si** T set E **et** V est F **alors** U=GP **ou**
	E	Z	Z	P	**Si** T set F **et** V est E **alors** U=Z **ou**

Tableau 3.1 : Les règles sous forme symbolique

Dans l'exemple ci-dessus, on a représenté les règles qui sont activées à un instant donné par des cases sombre :

Si *T* est *M* et *V* est *F* alors *U* = *P* ou
Si *T* est *E* et *V* est *F* alors *U* = *GP*

Il arrive que toutes les cases du tableau ne soient pas remplies, nous parlons alors de règles d'inférences incomplètes. Cela, ne signifie pas que la sortie n'existe pas, mais plutôt que le degré d'appartenance est nul pour la règle en question.

Il s'agit maintenant de définir les degrés d'appartenance de la variable de sortie à ses sous-ensembles flous.

Nous avons présenté les méthodes d'inférence qui permettront d'y arriver. Ces méthodes se différencient essentiellement par la manière dont vont être réalisée les opérateurs (ici « et » et « ou ») utilisés dans les règles d'inférence.

Les trois méthodes d'inférence les plus usuelles sont : Max-min, Max-produit et Somme-produit.

- ✓ Méthode d'inférence Max-min

Cette méthode réalise l'opérateur « Et » par la fonction « Min », la conclusion « Alors » de chaque règle par la fonction « min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « ou ») par la fonction « max ».

La dénomination de cette méthode, dite max-min ou « implication de Mamdani » est due à la façon de réaliser les opérateurs « Alors » et « Ou » de l'inférence.

La fonction d'appartenance résultante correspond au maximum des deux fonctions d'appartenance partielles puisque les règles sont liées par l'opérateur « Ou ».

- ✓ Méthode d'inférence Max-produit

La différence par rapport à la méthode précédente réside dans la manière de réduire la conclusion « Alors ».

Dans ce cas, on utilise le produit.

Nous remarquons que les fonctions d'appartenances partielles ici ont la même forme que la fonction d'appartenance dont elles sont issues multipliées par un facteur d'échelle vertical qui correspond au degré d'appartenance obtenu à travers l'opérateur « Et ». On l'appelle également «implication de Larsen ».

- ✓ Méthode d'inférence Somme-produit

Dans ce cas, l'opérateur « ET » est réalisé par le produit, de même que la conclusion «Alors». Cependant, l'opérateur « OU » est réalisé par la valeur moyenne des degrés d'appartenance intervenant dans l'inférence.

D'autre méthodes ont été élaborées, ayant chacune une variante spécifique. Néanmoins, la méthode Max- Min est de loin la plus utilisée à cause de sa simplicité.

3.2.5.2.3. Agrégation des règles

Lorsque la base de connaissance comporte plusieurs règles, l'ensemble flou inféré *B'* est obtenu après une opération appelée agrégation des règles. En d'autres termes, l'agrégation des règles utilise la contribution de toutes les règles activées pour en déduire une action de commande floue. Généralement, les règles sont activées en parallèle et sont liées par l'opérateur « ou » [MEL 14].

Nous avons peut considérer que chaque règle donne un avis sur la valeur à attribuer au signal de commande, le poids de chaque avis dépend de degré de vérité de la conclusion.

3.3. LES RÉSEAUX DE NEURONES

3.3.1. Définition

L'origine de réseaux de neurones vient d'essai de modélisation du neurone biologique par Warren McCulloch et Walter Pitt. Ils supposent que l'impulsion nerveuse est le résultat de calcul simple effectué par chaque neurone et que la pensée est née grâce à des effets collectifs d'un réseau de neurones interconnectés [TOU 07], [GHR 06], [BOU 13], [MEL 14].

3.3.2. Le neurone biologique

Le cerveau humain possède deux hémisphères latérales reliées par le corps calleux et d'autres ponts axonaux ; il pèse moins de deux kilogrammes et contient mille milliards de cellules, dont 100 milliards sont des neurones constitués en réseaux. Les neurones sont des cellules nerveuses décomposables, en 4 parties principales (figure 3 .3) :

- ✓ ***Les dendrites,*** sur lesquelles les autres cellules entrent en contact synaptique, c'est par les dendrites que se fait la réception des signaux.
- ✓ ***Le corps de la cellule,*** c'est l'unité de traitement.
- ✓ ***L'axone,*** où passent les messages accumulés dans le corps de la cellule, l'envoi de l'information se fait par l'axone.
- ✓ ***Les synapses,*** par lesquelles la cellule communique avec d'autres cellules, ce sont des points de connexion par où passent les signaux de la cellule.

Un neurone stimulé envoie des impulsions électriques ou potentielles d'action à d'autres neurones. Ces impulsions se propagent le long de l'axone unique de la cellule. Au point de contact entre neurones, les synapses, ces impulsions sont converties en signaux chimiques. Quand l'accumulation des excitations atteint un certain seuil, le neurone engendre un potentiel d'action, d'une amplitude d'environ 100 mV et pendant une durée de 1 ms [BOU 13]

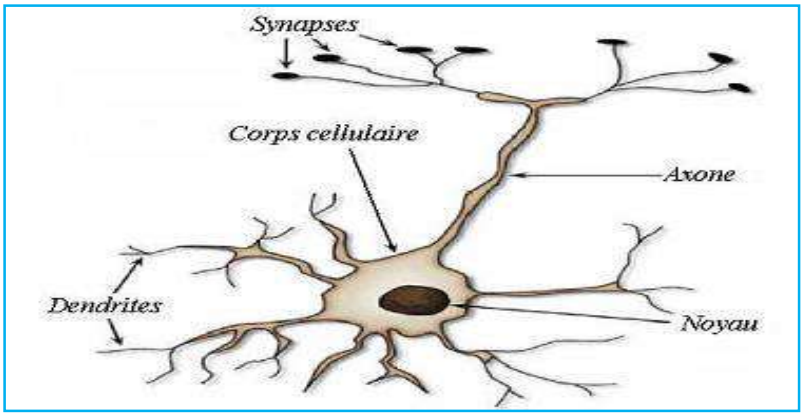


Figure 3.3 : Schéma simplifié d'un neurone biologique [BOU 13]

3.3.3. Le neurone artificiel

Un réseau de neurones (ou Artificiel Neural Network en anglais) est un modèle de calcul dont la conception est très schématiquement inspiré du fonctionnement de vrais neurones (biologiques ou non). Les réseaux de neurones sont généralement optimisés par des méthodes d'apprentissage de type statistique, si bien qu'ils sont placés d'une part dans la famille des applications statistiques, qu'ils enrichissent avec un ensemble de paradigmes permettant de générer de vastes espaces fonctionnels souples et partiellement structurés, et d'autre part dans la famille des méthodes de l'intelligence artificielle , qu'ils enrichissent en permettant de prendre des décisions s'appuyant davantage sur la perception que sur le raisonnement logique formel. Le schéma suivant présente un neurone formel [TOU 07], [GHR 06], [BOU 13], [MEL 14].

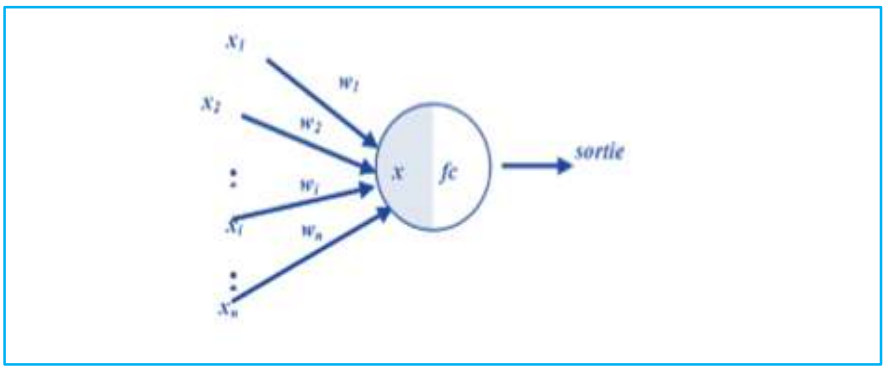


Figure 3.4 : Représentation d'un neurone [HAM 13a]

Les entrées de neurones sont désignées par x_i $(i=1…n)$. Les paramètres w_i reliant les entrées aux neurones sont appelés poids synaptiques ou tout simplement poids. La sortie du neurone est donnée par :

$$sortie = fc(x) \qquad avec\ x = \sum_{i=1}^{n} w_i x_i \tag{3.1}$$

- ✓ x est l'état de l'activation du neurone (également appelé état ou activité).
- ✓ f_c est la fonction d'activation du neurone. Conformément au modèle biologique, les fonctions d'activation sont généralement croissantes et bornées. Les fonctions les plus connues sont la fonction signe, la fonction linéaire saturée et la fonction sigmoïde.

Les réseaux de neurones sont constitués de neurones élémentaires connectés entre eux par l'intermédiaire des poids qui jouent le rôle de synapses. L'information est portée par la valeur de ces poids tandis que la structure du réseau de neurones ne sert qu'à traiter cette information et à l'acheminer vers la sortie.

Le réseau de neurones fait partie des Réseaux Adaptatifs Non linéaires, cela signifié que ses agents (neurones) s'organisent et modifient leurs liens mutuels lors de la procédure fondamentale qui est l'apprentissage. Pour une tache précise. L'apprentissage du réseau de neurones consiste donc à adapter les différents poids w_i.

3.3.4. Structure du réseau de neurone artificiel

Les connexions entre les neurones qui composent le réseau décrivent la topologie du modèle qui peut être quelconque, mais le plus souvent il est possible de distinguer une certaine régularité [HAM 13].

3.3.4.1. Réseau de neurones multicouches

Les neurones sont arrangés par couche. Il n'y a pas de connexion entre neurones d'une même couche et les connexions ne sont font qu'avec les neurones des couches en aval (figure 3.5). Habituellement, chaque neurone est connecté à tous les neurones de la couche suivante et celle-ci seulement. Ceci nous permet d'introduire la notion de sens de parcours de l'information (de l'activation) au sein d'un réseau et donc de définir les concepts de neurone d'entrée et de neurone de sortie.

Par extension, on appelle couche d'entrée l'ensemble des neurones d'entrée, couche de sortie l'ensemble des neurones de sortie. Les couches intermédiaires n'ayant aucun contact avec l'extérieur sont appelées cachées [HAM 13].

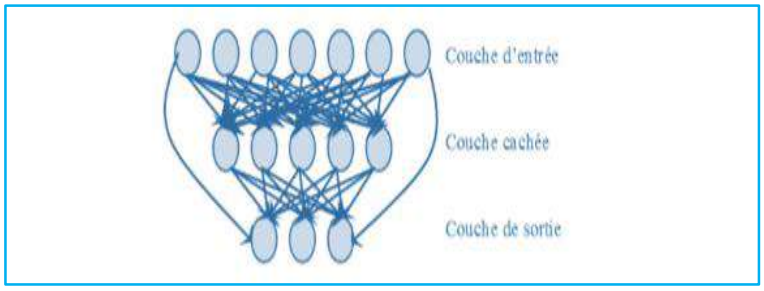


Figure 3.5 : Définition des couches d'un réseau multicouche [HAM 13b]

3.3.4.2. Réseau à connexions locales

Il s'agit d'une architecture multicouche, mais qui à l'image de la rétine, conserve une certaine topologie. Chaque neurone est connecté avec un nombre réduit et localisé de neurone de la couche avale (figure 3.6). Les connexions sont donc moins nombreuses que dans le cas d'un réseau multicouche classique.

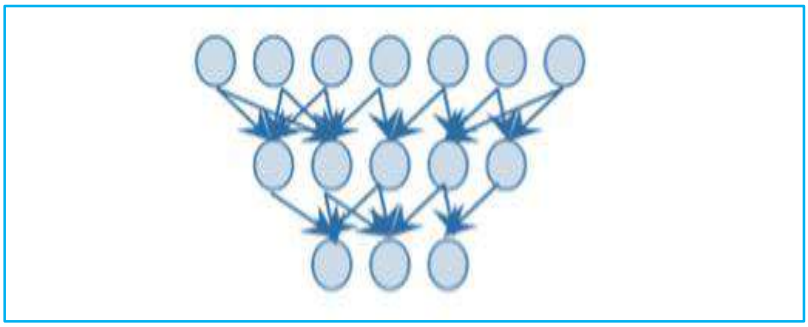


Figure 3.6 : Réseau à connexions locales [HAM 13a]

3.3.4.3. Réseau à connexions récurrentes

Les connexions récurrentes ramènent l'information en arrière par rapport au sens de propagation défini dans un réseau multicouche. Ces connexions sont le plus souvent locales voir la figure 3.7.

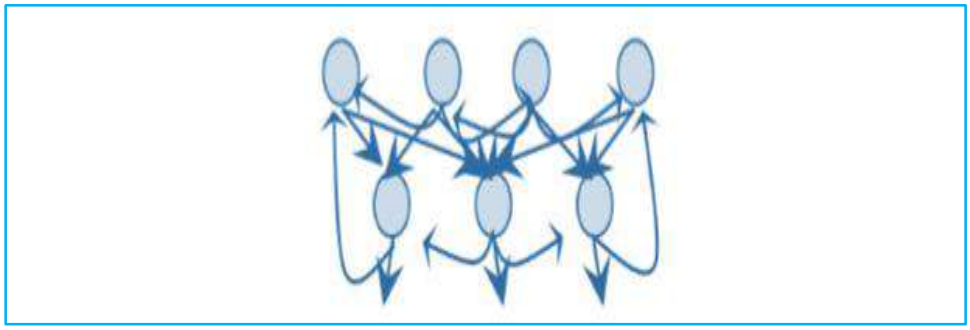


Figure 3.7 : Réseau à connexions récurrentes [HAM 13c]

3.3.4.4. Réseau à connexions complètes

C'est la structure d'interconnexion la plus générale voir la figure 3.8 .chaque neurone est connecté à tous les neurones du réseau (et à lui-même).

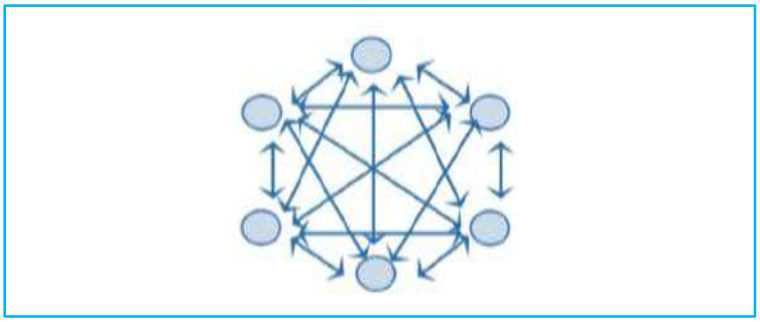


Figure 3.8 : Réseau à connexions complète [HAM 13c]

3.3.5. Apprentissage

Une fois la structure est fixée, il faut passer par le processus d'apprentissage, par lequel les poids vont être ajustés de manière à satisfaire un critère d'optimisation.

Prenons le cas de l'identification d'un processus qui comporte deux entrées et une sorties. L'apprentissage va se faire sur un ensemble de triplet (x_1^0, x_2^0, y_s).

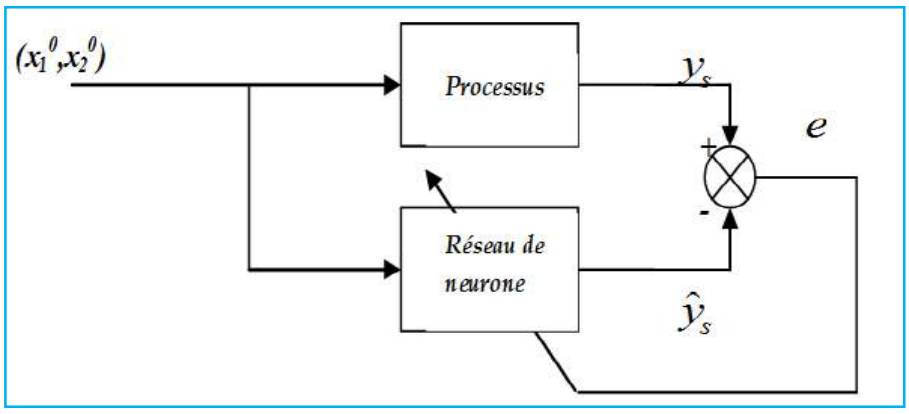


Figure 3.9 : Schéma synoptique du procédé d'apprentissage du réseau de neurone

Pour chaque triple, on peut subdiviser le processus d'apprentissage en trois classes

- ✓ Apprentissage supervisé « ***supervised learning*** »
- ✓ Apprentissage non supervisé « ***unsupervised learning*** »
- ✓ Apprentissage par renforcement.

3.4.5.1. Apprentissage non supervisé

L'apprentissage non supervisé représente la capacité du réseau de neurones à apprendre sans connaître la sortie désirée. Ce type d'apprentissage possède souvent une complexité réduite dans les calculs en comparaison avec l'apprentissage supervisé.

Il apprend rapidement, parfois un seul passage des données suffit. Il est particulièrement souhaitable dans les processus rapides où on n'a pas suffisamment de temps ou d'informations.

3.4.5.2. Apprentissage supervisé

Dans l'apprentissage supervisé, la sortie désirée est connue, et c'est en minimisant l'erreur entre la sortie désirée et la sortie du réseau qu'on modifie les paramètres internes des réseaux de neurones. Dans ce cas, on devrait avoir un ensemble de paires entrées-sorties désirées qu'on appelle exemples. Donc, le but est de produire un réseau de neurones qui implémente la fonction inconnue F_{on}, quand un nombre suffisant d'exemples est à notre disposition. Le processus est automatisé grâce à l'algorithme d'apprentissage. Cette implémentation est souvent une approximation de F_{on}.

L'un des algorithmes les plus répandus est celui de la «rétro-propagation » (backpropagation). Cet algorithme change les poids d'un réseau dont l'architecture est fixée à priori, à chaque fois qu'un exemple $y_i=F_{on}(x_i)$ est présenté. Ce changement est fait de telle sorte à minimiser l'erreur entre la sortie désirée et la réponse du réseau à une entrée x_i.

Ceci est réalisé grâce à la méthode de descente de gradient. A chaque itération le signal d'entrée se propage dans le réseau dans le sens entrée-sortie, une sortie est ainsi obtenue, l'erreur entre cette sortie et la sortie désirée est calculée puis par rétro-propagation de l'erreur (error backpropagation), des erreurs intermédiaires, correspondant à la couche cachée sont ainsi calculées et permettent l'ajustement des poids w_{ij}^1de la couche cachée.

L'algorithme de rétro-propagation du gradient comporte donc deux phases distinctes :

- ✓ *propagation* : à chaque étape, on présente au réseau un exemple en entrée. Cette entrée est propagée jusqu'à la couche de sortie.
- ✓ *correction* : à coup sûr, le réseau ne fournira pas exactement ce que l'on attendait. On calcule donc une erreur (en général la somme quadratique moyenne des erreurs pour tous les neurones de sortie) que l'on rétro propage dans le réseau.

L'apprentissage par l'algorithme « back propagation » pose plusieurs problèmes, les principaux qu'on peut citer sont comme suit :

- ✓ **L'architecture du réseau**

Il n'existe pas de règles générales pour déterminer la structure des réseaux (le nombre de couches cachées et le nombre de neurones par couche), sachant que le problème critique pendant l'apprentissage est de trouver un réseau assez large pour bien apprendre mais également assez petit pour bien généraliser. Nous ne sait (presque) pas dimensionner correctement le réseau.

Les couches entrées et sorties sont bien sur imposées, puisque le nombre de neurones qu'elles admettent dépend du problème posé. Mais que dire surtout du nombre de neurones des couches cachées ?

- ✓ **Le temps d'apprentissage**

Le temps d'apprentissage augmente avec le nombre de couples d'apprentissage, ce qui diminue la vitesse de convergence.

- ✓ **La convergence de l'algorithme**

Aucune preuve mathématique sur la convergence de cet algorithme vers un minimum global n'existe du fait que cette méthode utilise la décente du gradient. La recherche d'un minimum global sur la surface de l'erreur dans le domaine des poids, peut présenter un problème si cette surface possède des minimums locaux qui peuvent ralentir (voire stopper) l'algorithme.

Le choix d'apprentissage variable permet dans certains cas d'accélérer la convergence. Il arrive cependant qu'on reste au-dessus du critère d'arrêt sans jamais l'atteindre. C'est souvent le signe que le mécanisme d'apprentissage est inadapté ou que l'architecture du réseau ne permet pas d'atteindre ce degré de précision. Dans ce cas, il faut augmenter le nombre de neurones de la couche cachée ou changer de structure [HAM 13].

On ne peut pas prévoir le nombre d'itérations nécessaires à l'apprentissage

- ✓ **Le pas de correction des poids**

Si le pas de correction des poids est très petit, l'apprentissage nécessite alors un temps très important. Par contre si ce même pas est très grand le réseau devient oscillatoire, ce qui compromet sa convergence. La solution à ce problème est de choisir un pas variable, initialisé à une grande valeur

comprise entre 0 et 1, et qui sera diminué jusqu'à une valeur minimale positive fixée au préalable. L'algorithme de rétro propagation introduit la dérivée première des fonctions d'activation. Il est cependant tout à fait envisageable d'utiliser d'autres algorithmes qui ne nécessitent pas de dérivation comme par exemple les algorithmes génétiques.

- ✓ **La saturation du réseau**

Si les poids prennent de grandes valeurs, les sorties deviennent grandes et se rapprochent de la zone de saturation de la fonction d'activation. La solution à ce problème est un compromis à faire entre

- ✓ Le choix d'un pas de correction petit.
- ✓ L'initialisation des poids à de très petites valeurs.

Des améliorations (optimisations) peuvent être apportées pour un meilleur apprentissage [HAM 13].

3.5. AVANTAGES ET INCONVÉNIENTS DES RÉSEAUX DE NEURONES

3.5.1. Avantage des réseaux de neurones

- ✓ Capacité de représenter n'importe quelle fonction, linéaire ou pas, simple ou complexe ;
- ✓ Faculté d'apprentissage à partir d'exemples représentatifs, par « rétro propagation des erreurs ». l'apprentissage ou construction du modèle est automatique ;
- ✓ Résistance au bruit ou au manque de fiabilité des données ;
- ✓ Simple à manier, beaucoup moins de travail personnel à fournir que dans l'analyse statistique classique. Aucune compétence en math, informatique statistique requise ;
- ✓ Comportement moins mauvais en cas de faible quantité de données ;
- ✓ Pour l'utilisation novice, l'idée d'apprentissage est plus simple à comprendre que les complexités des statistiques multi variables.

3.5.2. Inconvénients des réseaux de neurones

- ✓ L'absence de méthode systématique permettant de définir la meilleure topologie du réseau et le nombre de neurones à placer dans la (ou les) couche (s) cachée (s) ;
- ✓ Le choix des valeurs initiales des poids du réseau et le réglage du pas d'apprentissage, qui jouent un rôle important dans la vitesse de convergence ;
- ✓ Le problème du sur-apprentissage (apprentissage au détriment de la généralisation) ;

✓ La connaissance acquise par un réseau de neurone est codée par les valeurs des poids synaptiques, les réseaux de neurones sont donc des boites noires où les connaissances sont inintelligibles pour l'utilisateur [TOU 07], [GHR 06], [BOU 13], [MEL 14].

3.6. LES RÉSEAUX NEURO-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.

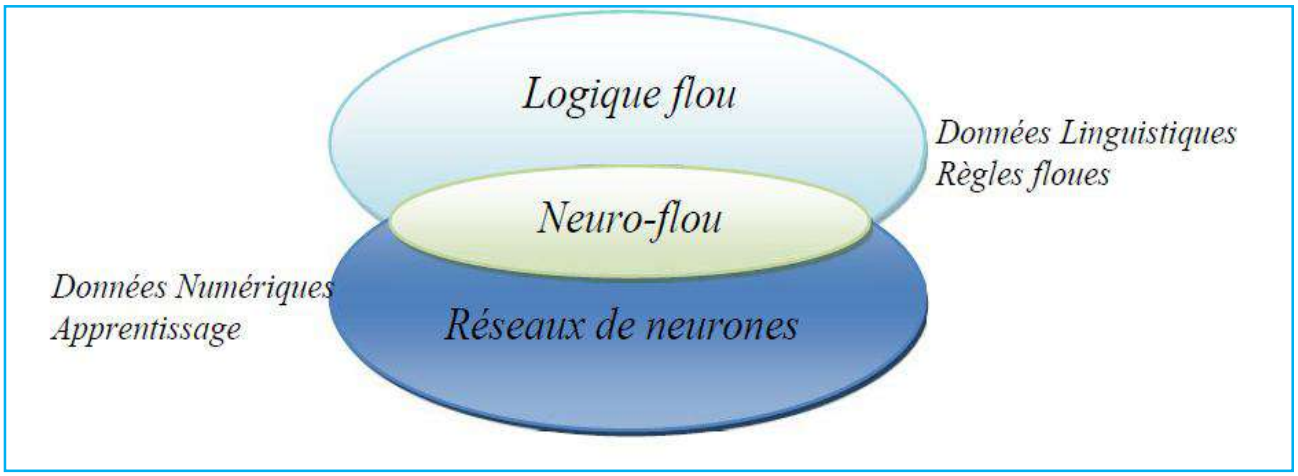


Figure 3.10 : Principe du Neuro-flou [KHA 13]

3.6.1. 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 [HAM 13], [KHA 13], [TOU 08], [MEL 14].

Les réseaux de neurones flous (Fuzzy Neural 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 plaque 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 [BEN 15].

3.6.2. 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 3.2 regroupe les avantages et les inconvénients de la logique floue et des réseaux de neurones [KHA 13], [HAM 13], [TOU 08], [MEL 14]..

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

3.6.3. Méthodes des combinaisons neuro-floues [HAM 13]

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

3.6.3.1. 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.

3.6.3.2. 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.

3.6.3.3. 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.

3.6.3.4. 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.

- ✓ **Le système neuro-flou hybride de type Mamdani**

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

L'architecture du système neuro-flou hybride de Mamdani est illustrée sur la figure 3.11.qui détermine chaque couche comme suit :

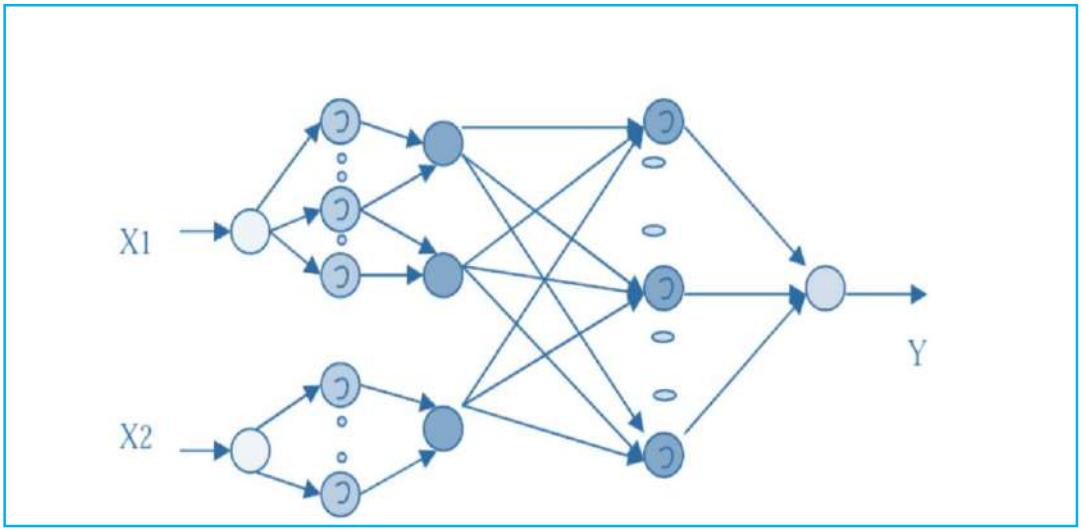


Figure 3.11 : Le système neuro-flou de Mamdani. [HAM 13]

✓ **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 carré 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 estimés par la procédure de la moindre carre, pendant que les paramètres antérieurs sont supposés être fixes pour le cycle courant à travers l'ensemble de l'apprentissage.

Dans la deuxième partie, les modèles sont encore propagés, et dans cette tâche, 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 illustrée sur la figure ci-dessous comme suit :

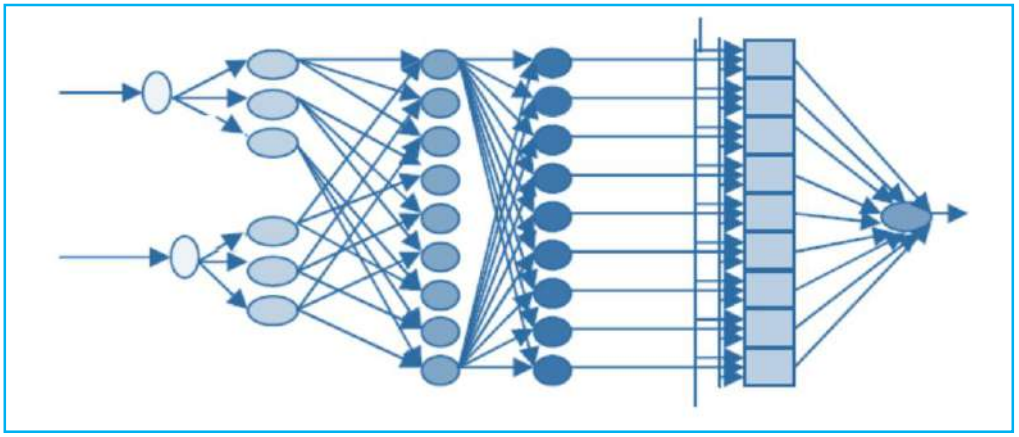


Figure 3.12 : Le système neuro-flou de Takagi-sugeno [BEN 15]

- ✓ **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 i^{ème} règle à la somme de toutes les règles.

$$\bar{W_i} = \frac{W_i}{W_1 + W_2}, \quad i = 1, 2... \tag{3.2}$$

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

$$\bar{W}_i f_i = W_i \left(p_i x_1 + q_i x_2 + r_i \right) \tag{3.3}$$

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 [KHA 13].

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

$$\sum_i \bar{W}_i f_i = \frac{\sum_i W_i f_i}{\sum_i W_i} \tag{3.4}$$

3.6.4. Les avantage des systèmes neuro-flous

3.6.4.1. 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 limité 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.

3.6.4.2. 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 représente efficacement le rapport entre les entrées de votre problème et les sorties [HAM 13], [KHA 13], [TOU 08], [MEL 14].

3.6.5. 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.

3.6.6. Les types d'implémentation des réseaux des 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

3.6.6.1. Neuro-fuzzy classification (NEFCLASS)

Ce modèle est utilisé généralement en classification. Il est constitué de 3 couches : une couche d'entrée avec les fonctions d'appartenance, une couche cachée représentée par des règles et une couche de sortie (Figure 3.13).

Ce modèle est facile à mettre en application, tout en étant précis dans le résultat final, avec une rapidité bien supérieure aux autres architectures.

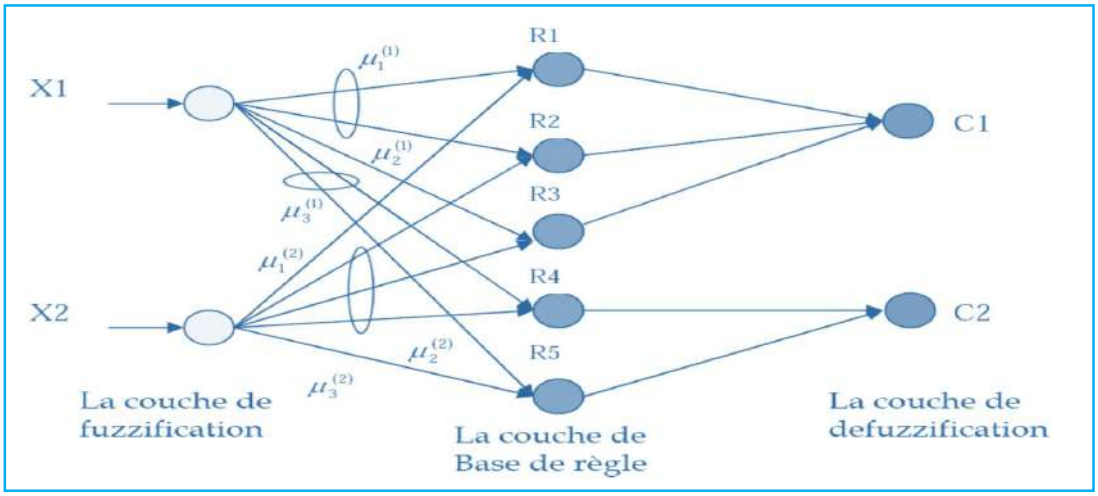


Figure 3.13 : Architecture de NEFCLASS. [HAM 13]

3.6.6.2. Neuro-Fuzzy Controller (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.

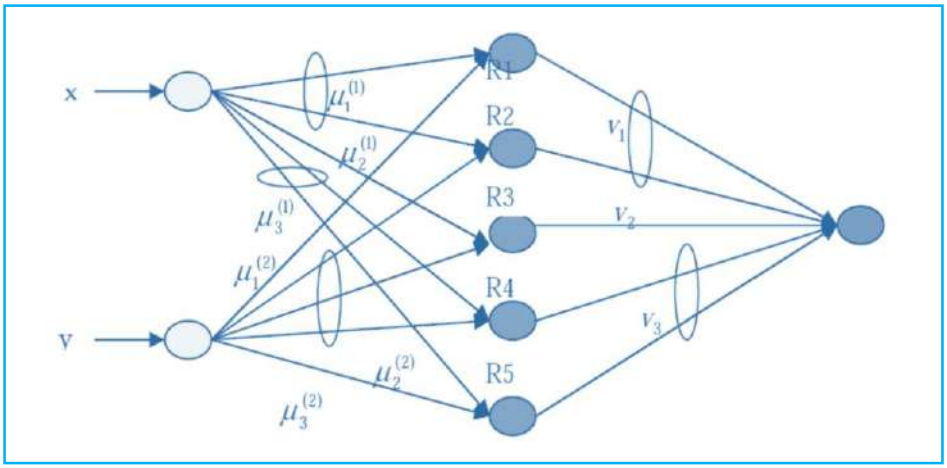


Figure 3.14 : Architecture de NEFCON. [HAM 13]

L'élaboration des règles est similaire à l'architecture NEFCLASS, avec une différence en sortie. Cette architecture est généralement utilisée en approximation de fonctions et en contrôle flou (Figure 3.14).

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.

Cette règle est définie par un algorithme qui la 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.

3.6.6.3. Neuro Fuzzy function approximator 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 supervisé pour définir les règles floues, le NEFCON utilise un algorithme d'apprentissage non supervisé avec le calcul de l'erreur de sortie. Les deux modèles emploient la retro-propagation afin de définir les sous-ensembles flous.

Comparé au modèle ANFIS, NEFPROX (figure 3.15) 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 restent moins bons que ceux donnés par le NEFCLASS.

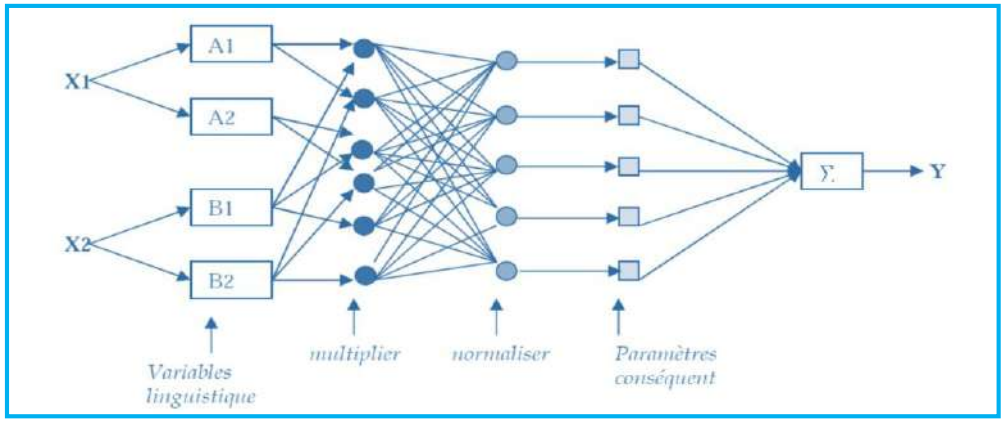


Figure 3.15 : Architecture de NEFPROX [HAM 13]

3.6.6.4. Adaptive-network-based fuzzy inference system (ANFIS)

Dans ce travail, on propose de présenter les systèmes d'inférences neuro-flou adaptatifs ANFIS utilisé dans le prochain chapitre pour le réglage de vitesse

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

Cette architecture (Figure 3.16) affine les règles floues obtenues par des experts humains pour décrire le comportement d'entrées-sortie d'un système complexe, ou est implémenté dans la boite à 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.

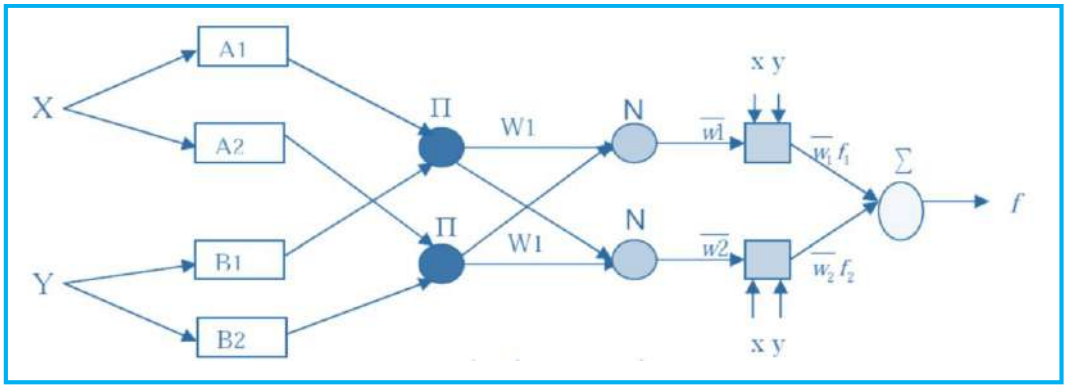


Figure 3.16 : Architecture de l'ANFIS [HAM 13]

3.6.7. Les applications des systèmes Neuro-flous

Les premières applications de RNA flous a produits du consommateur sont parus 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 à micro-ondes, réfrigérateurs, cuisinières du riz, le nettoyeur, machines à laver, en des machines photocopieurs , et traitements de texte. [BEN 15], [HAM 13], [KHA 13], [TOU 08], [MEL 14].

3.7. CONCLUSION

Les réseaux de neurones flous (Fuzzy Nneural Networks) combinent 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

CHAPITRE

4

LA DTC-MASDE AVEC RÉGLAGE DE VITESSE INTELLIGENT

4.1. INTRODUCTION

Que ce soit la commande vectorielle, la commande scalaire ou la commande DTC, pour asservir la vitesse de la charge, il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. Pour des raisons économiques et/ou de sûreté de fonctionnement, certaines applications imposent de s'en affranchir [HAM 13].

L'information de vitesse doit alors être reconstruite à partir des grandeurs électriques. De multiples études ont été menées, et sans prétention d'exhaustivité, on peut distinguer plusieurs approches. Celles basées sur un modèle de comportement de la machine s'appuient notamment sur des techniques d'observations issues de l'automatique, d'autre que l'on pourrait qualifier d'approche sans modèle reposent sur une heuristique et sont proches de l'intelligence artificielle.

Dans ce chapitre, nous étudierons la commande DTC en présence de réglage de vitesse, l'information de vitesse doit alors être reconstruite à partir des grandeurs électriques, on peut distinguer plusieurs approches, comme il représente la figure 4.1, nous présentons des régulateurs de vitesse basés sur la logique floue, les réseaux de neurones et neuro-flou et nous les compare avec des régulateurs classiques comme le régulateur de type PI. Ces techniques seront appliquées à la machine asynchrone double étoile MASDE.

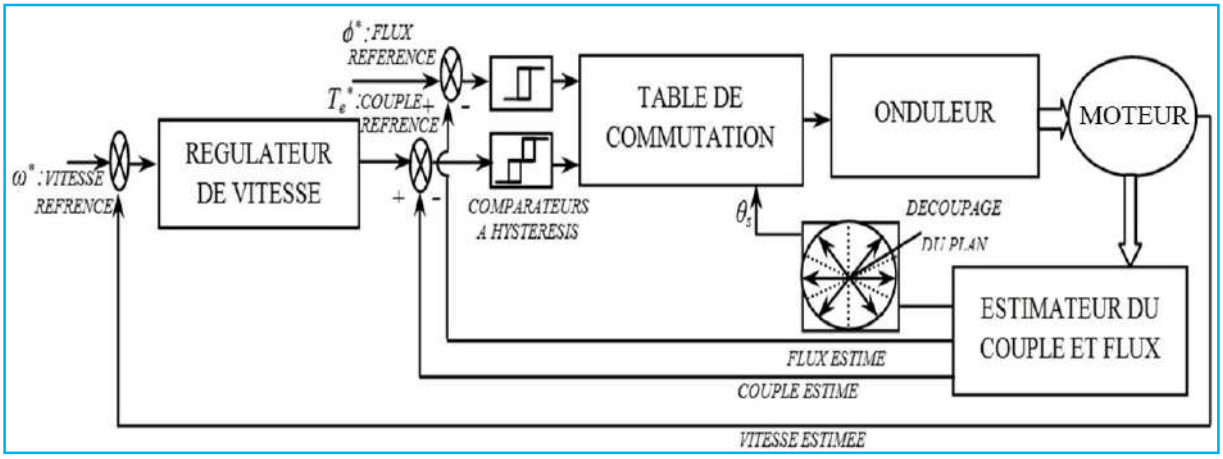


Figure 4.1 : Structure de la commande DTC en boucle fermée

4.2. RÉGULATEUR CONVENTIONNEL

4.2.1. Principe

Dans tout entraînement électrique à vitesse variable, il y a nécessité d'installer différents capteurs afin d'assurer le retour de l'information pour le calcul de la commande. Ces capteurs sont de types différents et de technologies différentes selon les grandeurs à capter.

Cependant, les sorties de ces capteurs ne sont pas adaptées aux entrées des cartes de commande où les calculs de régulation relatifs à la commande sont réalisés. Un étage d'adaptation et de conversion analogique numérique accompagnent donc nécessairement le capteur. Cet étage est communément connu sous le nom de chaîne d'acquisition. Outre les défaillances propres aux capteurs, ces chaînes d'acquisition peuvent elles aussi être source de déformation de la grandeur captée. Ces défauts risquent d'engendrer un disfonctionnement de la commande et donc une mise hors service du système en entier d'où l'importance de trouver des solutions [HAM13].

4.2.2. Régulateur de type classique de type PI

L'approche la plus classique utilisée dans notre travail consiste à contrôler la vitesse par un régulateur PI. Dans l'objectif d'annuler l'erreur statique et réduire le temps de réponse tout en conservant la stabilité du système, un correcteur proportionnel intégral est utilisé. Les performances obtenues (stabilité, précision, temps de réponse) sont satisfaisantes pour un tel système électromécanique. Cependant le couple peut présenter un dépassement important qui peut nuire au fonctionnement du système, pour palier à ce problème on utilise une limitation de la référence du couple soit à la sortie du correcteur, la vitesse à régler se définit à partir de l'équation mécanique, la structure du régulateur de vitesse est montrée sur la figure 4.2.

La partie mécanique du système est représentée par l'équation de transfert établie à partir de l'équation mécanique de la machine utilisée. Le calcul des paramètres du régulateur (les deux gains K_p et K_i sont réalisés en spécifiant une réponse en boucle fermée).

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, les paramètres du régulateur ont été choisis par la méthode des pôles imposés .Voir figure (4.2)

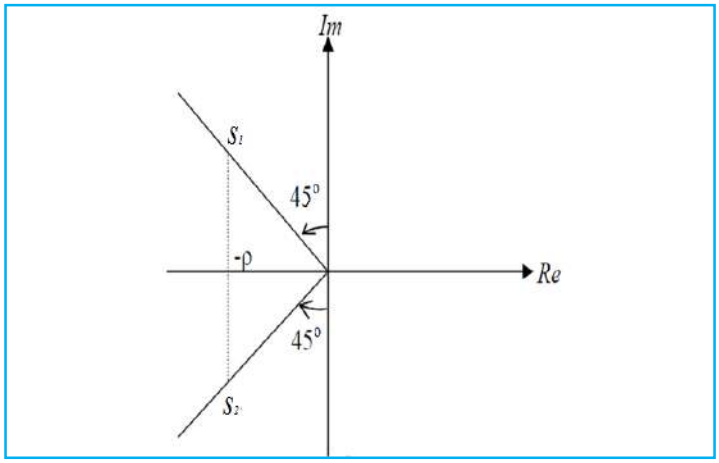


Figure 4.2 : Méthodes des pôles imposés [BOU 09]

Les expressions des paramètres du régulateur sont alors calculées selon (4.1)

$$\begin{cases} K_p = 2j\rho - K_f \\ K_i = 2j\rho^2 \end{cases} \tag{4.1}$$

En prenant

$$s_{1,2} = -\rho \mp \rho j \tag{4.2}$$

Afin d'éviter que l'intégrale accumule l'écart au-delà de valeurs pouvant conduire à des saturations, il est judicieux de limiter le couple entre T_{max} et T_{min} définis au préalable.

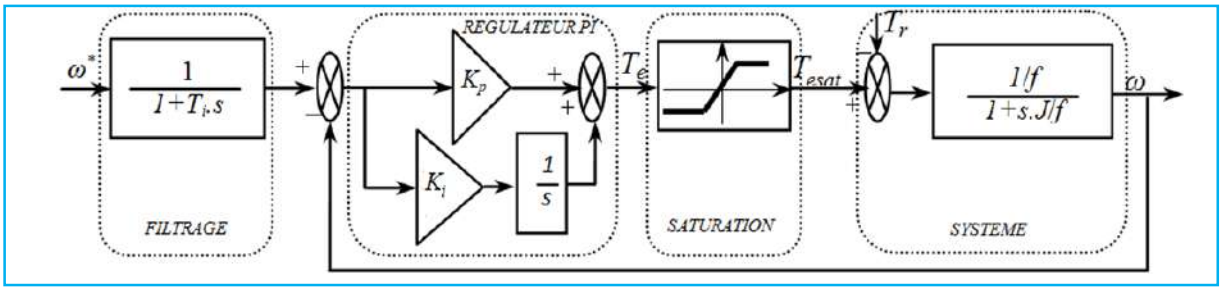


Figure 4.3 : Structure de régulation de la vitesse mécanique [HAM 13]

4.3. RÉGULATEURS BASÉS SUR LA LOGIQUE FLOUE

4.3.1. Principe

Les régulateurs à base de la logique floue sont des candidats idéaux pour la commande de tels systèmes, malheureusement il n'existe pas de méthodes précises pour la détermination de la stratégie de réglage. Cette dernière doit être construite par tâtonnement à l'aide des tests sur le système à régler.

D'un autre côté, ces approches présentent une bonne robustesse aux variations paramétriques et aux bruits de mesure, leurs conditions informatiques, le temps d'élaboration et le besoin de la connaissance expert du système, limitent les applications actuelles à une gamme limitée et parfois bien spécifique.

4.3.2. Régulateur flou (FLC)

La majorité des régulateurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani pour les systèmes mono-variables. Ce schéma est représenté comme suit :

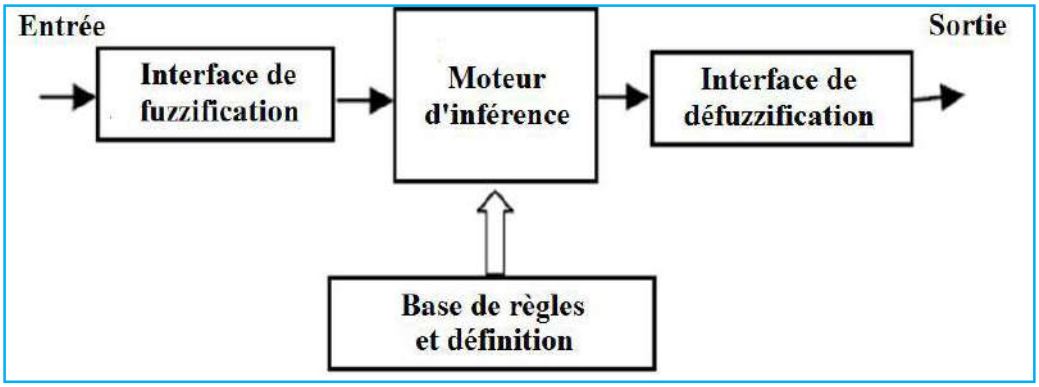


Figure 4.4 : Structure d'un système flou

Le traitement réalisé par un système d'inférence flou est divisé en trois tâches essentielles [HAD 03] :

- ✓ La fuzzification transforme une valeur numérique de l'entrée en une valeur floue.
- ✓ L'inférence, produit l'image de la partie floue issue de la fuzzification par une relation floue R, généralement construite à partir de règles.
- ✓ La défuzzification transforme la partie floue issue de l'inférence en une valeur numérique en sortie.

La défuzzification constitue alors une prise de décision.

La mise en œuvre de ces trois étapes de traitement dépend de la nature des sous-ensembles flous utilisés. En d'autres termes, ces sous-ensembles peuvent être de type numérique ou symbolique. De même, la relation floue R peut être numérique (liant des nombres entres eux), symbolique (liant des symboles entre eux), ou bien hybride (numérique et symbolique).

La boucle pour le réglage de la vitesse mécanique de la machine ω contient un régulateur flou dont les variables linguistiques sont en entrée ; l'erreur et la variation de l'erreur (e et Δe) et en sortie ; la variation de la commande (ΔU), U représente la variation de C_{em} pour le régulateur de la vitesse.

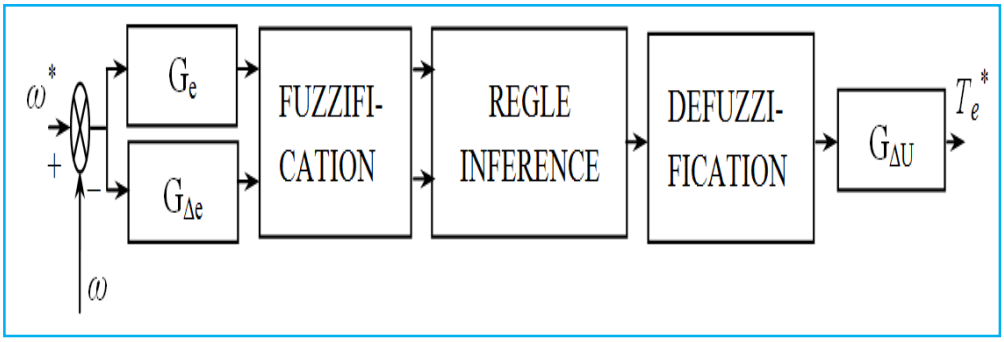


Figure 4.5 : Structure de réglage de la vitesse de la machine en utilisant un régulateur flou. [HAM 13]

Les trois variables linguistiques *e*, Δ*e*, *U* sont normalisées et adaptées comme suit :

$$\begin{cases} x_e = \dfrac{e}{G_e} \\ x_{\Delta e} = \dfrac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \\ x_u = \dfrac{\Delta u}{G_u} \end{cases} \qquad (4.3)$$

Ou G_e, $G_{\Delta e}$ et G_u sont des gains associés à *e*, Δ*e* et *u* respectivement. En jouant sur ces gains pour assurer la stabilité et établir les performances dynamiques et statiques désirées.

L'intervalle d'intérêt de chaque variable linguistique en entrée et en sortie est subdivisé en sept classes pour obtenir quarante-neuf règles.

Nous présentons notre régulateur comme suit :
Exemple de sept classes : NG : négative grand ; NM : négative moyen ; NP : négative petit ;
EZ : zéro, PP : positive petit ; PM : positive moyen ; PG : positive grand.

En se basant sur la matrice de Mac Vicar Whelan, on déduit les lois de commande suivantes.

Δe \ e	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NG	NG	NG	NG	NM	NP	EZ
NM	NG	NG	NG	NM	NP	EZ	PP
NP	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
PP	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
PM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG	PG
PG	EZ	PP	PM	PG	PG	PG	PG

Tableau 4.1 : Table des règles de commande (règles d'inférence) de sept classes

La figure 4.6 présente l'exemple de l'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée et de sortie d'un régulateur toujours à sept classes.

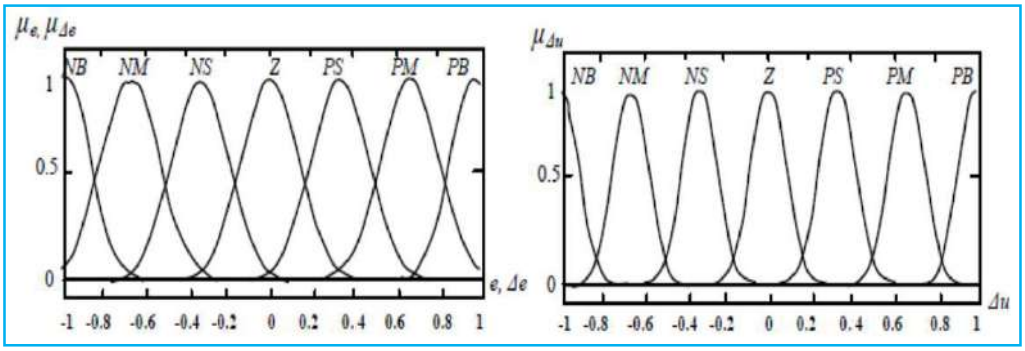


Figure 4.6 : Les fonctions d'appartenance des différentes variables linguistiques

Les règles de commande s'écrivent comme suite

Si (*e* est *NG*) et (Δ*e* est *NG*) alors Δ*u* est *NG*.

Ou :

Si (*e* est *EZ*) et (Δ*e* est *EZ*) alors Δ*u* est *EZ*.

ou

La variable de commande est obtenue en suivant ces étapes :

- ✓ Calcul de l'erreur et de sa variation.
- ✓ Conversion des valeurs obtenues en variables floues (fuzzification).
- ✓ Calcul de la variation de la commande à partir de la table de décisions.
- ✓ Calcul de l'entrée déterministe pour réguler le processus.

La défuzzification se fait par la méthode de centre de gravité donnée comme suit [HAM 13] :

$$\overline{y} = \frac{\int y\, \mu_{res}(y)\, dy}{\int \mu_{res}(y)\, dy} \qquad (4.4)$$

4.3.3. Régulateur PI-FLC

Le terme intégral complète l'action proportionnelle puisqu'il permet de compenser l'erreur statique et d'augmenter la précision en régime permanent. L'idée est d'intégrer l'erreur depuis le début et d'ajouter cette erreur à la consigne, lorsque l'on se rapproche de la valeur demandée, l'erreur devient de plus en plus faible, le terme proportionnel n'agit plus mais le terme intégral subsiste et reste stable, ce qui maintient le moteur à la valeur demandée.

Pour cette raison, dans notre travail, on utilise un régulateur de type PI-FLC. La loi de commande de ce régulateur est en fonction toujours de l'erreur de vitesse et de sa variation. Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande Δ*U* nécessaire.

Cette variation de la commande est obtenue par une simple lecture d'une table de décision définie hors ligne.

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$U_{k+1} = U_k + G_{\Delta U} \Delta U_{k+1} \qquad (4.5)$$

4.4. RÉGULATEURS BASÉS SUR LES RÉSEAUX DE NEURONES

Maintenant, nous remplaçons le régulateur flou par un régulateur neuronal, La figure 4.7 représente la structure de ce régulateur.

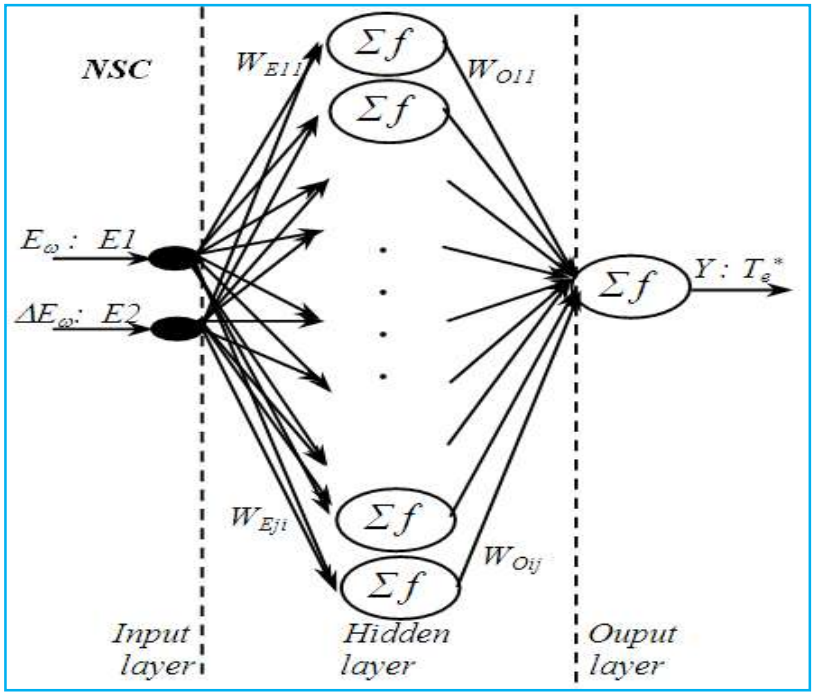


Figure 4.7 : Structure d'un régulateur neuronal de la vitesse de rotation [HAM 13a] [HAM 13b]

Le choix d'architecture du réseau sera déterminé au cours de l'apprentissage, où nous commençons avec un certain nombre de neurones dans la couche cachée, si après plusieurs essais le réseau n'arrive pas à converger, nous augmentons le nombre de neurones dans la couche cachée ou encore le nombre de couches cachées (on fixe au préalable, l'erreur quadratique à une valeur maximale, en prenant à titre d'exemple $1e^{-5}$ et au fur et à mesure que cette valeur est atteinte, nous minimisons cette erreur jusqu'elle devienne négligeable). Plusieurs essais doivent être faits afin d'aboutir une architecture optimale, qui nous donnons de meilleurs résultats.

Les exemples présentés au réseau seront les résultats de simulation qui ont été faits sur le système à identifier pendant une durée de temps.

4.5. RÉGULATEURS BASÉS SUR LES NEURO-FLOUS

Dans ce paragraphe, nous proposons un régulateur de vitesse basé sur le neuro-flou adaptatif avec ses cinq couches, présenté sur la figure 4.8. Qui contient deux entrées représentant l'erreur et la variation de l'erreur de vitesse et une seule sortie représentant le couple de référence.

Les entrées de la première couche, l'erreur et la variation d'erreur de vitesse sont multipliés par les poids respectifs $w_{e\omega}$ $w_{\Delta e\omega}$ sont introduits à travers des fonctions d'appartenance floue.

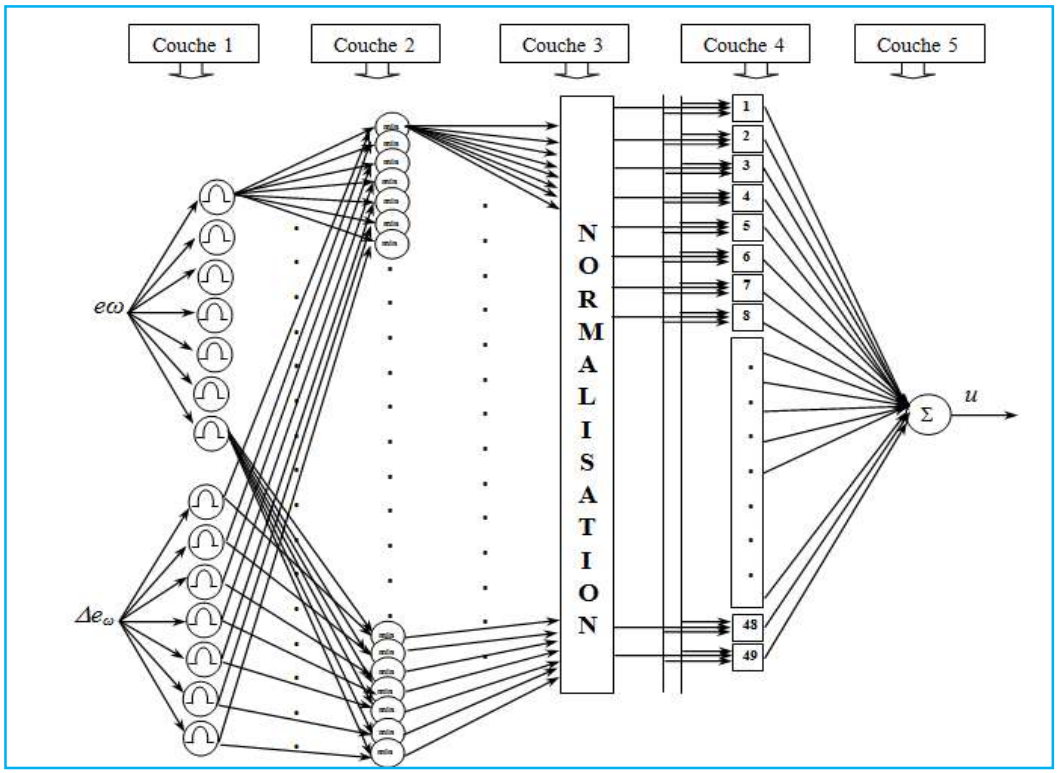


Figure 4.8 : Structure d'un régulateur neuro-flou de la vitesse de rotation [HAM 13]

Ces fonctions sont choisies gaussiennes. Les neurones de cette couche correspondent aux termes linguistiques (sous-ensembles flous) associés aux variables d'entrées du contrôleur. La sortie de chaque neurone fournit le degré d'appartenance d'une variable d'entrée au sous ensemble flou correspondant à ce neurone. La deuxième couche calcule le minimum de ce qui correspond à ces fonctions. La troisième couche fait la normalisation de la sortie de la 2ème couche. Chaque neurone de la quatrième couche correspond à la conclusion d'une règle floue, Le neurone de la cinquième couche ou neurone de sortie, correspond à la variable de sortie du contrôleur. Il intègre toutes les actions préconisées par les couches 3 et 4 de manière à réaliser l'étape de défuzzification.

CARACTERISTIQUES	*REGULATEUR DE VITESSE MASDE*
	ANFIS
ENTRÉES - SORTIES	2-1
NOMBRE DE NEURONES	2-49-1
ITÉRATIONS	100
PERFORMANCE	0.01
ALGIRITHM D'APPRENTISSAGE	Hybride
NOMBRE DE FONCTIONS D'APPARTENANCES	7
FORME DE FOCNTIONS D'APPARTENANCES	Gaussienne
STRUCTURE D'ESTIMATEUR FLOU	Sugeno
NOMBRE DE RÈGLES	49

Tableau 4.2 : Les caractéristiques de régulateur neuro-flous de vitesse

4.6. RÉSULTATS DE SIMULATION

4.6.1. Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur PI

La figure 4.9, illustre les performances de la DTC-MASDE en boucle fermée avec démarrage à vide suivi d'un couple de charge (10Nm pour la MASDE) appliqué entre les instants 2sec et 2.5sec.

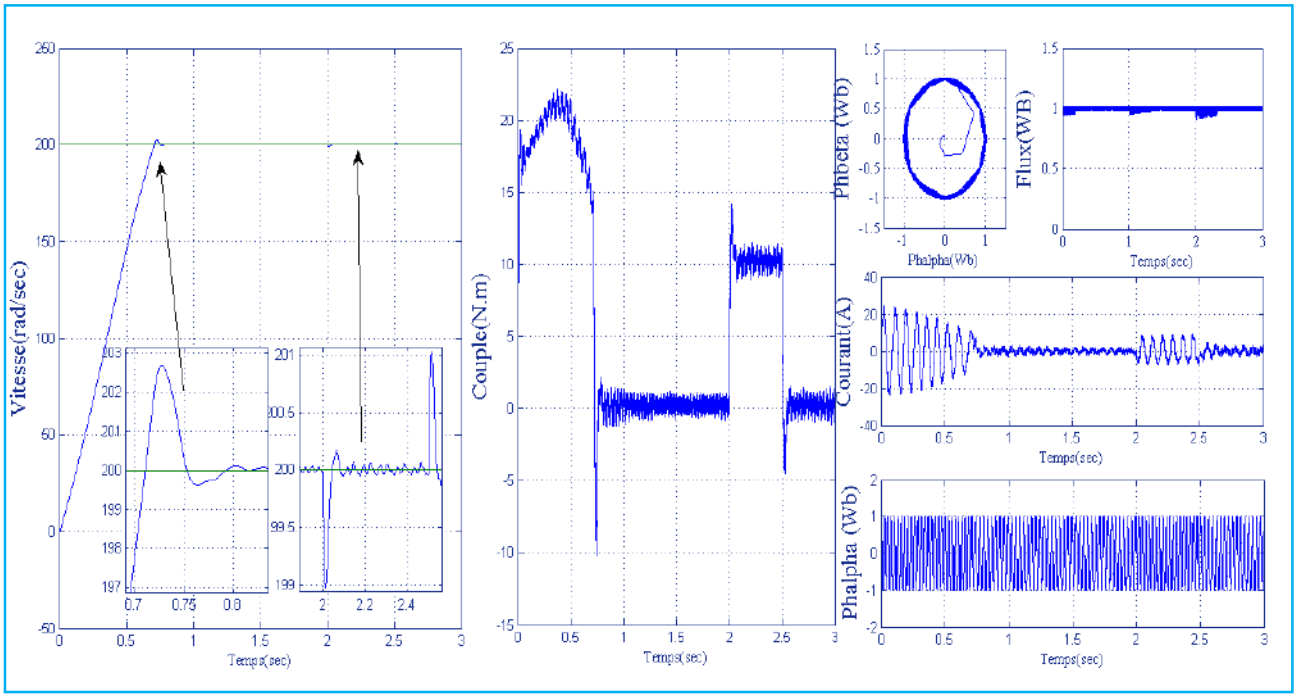


Figure 4.9 : Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur PI.

D'après cette figure, on remarque que la vitesse atteint sa valeur de référence mais avec un dépassement petit 1% ; il réinjecte efficacement la perturbation. On note également que les valeurs estimées suivent bien leurs références.

4.6.2. Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur PI-FLC

Les tests de simulation dans cette section (et pour un réglage flou) ont été effectués pour une perturbation de charge 10N.m appliquée entre 2 et 3 secondes.

La figure (4.10) représente la réponse de la vitesse, de courant statorique, des flux et du couple électromagnétique, sous une charge nominale après un démarrage à vide. On constate que lors d'un démarrage à vide, la vitesse atteint sa valeur de référence et le couple et flux suivent également leurs références mais si on compare les performances de ce régulateur avec celles du régulateur précédent (PI), nous pouvons dire que la réponse du couple et de la vitesse présentent des performances acceptables.

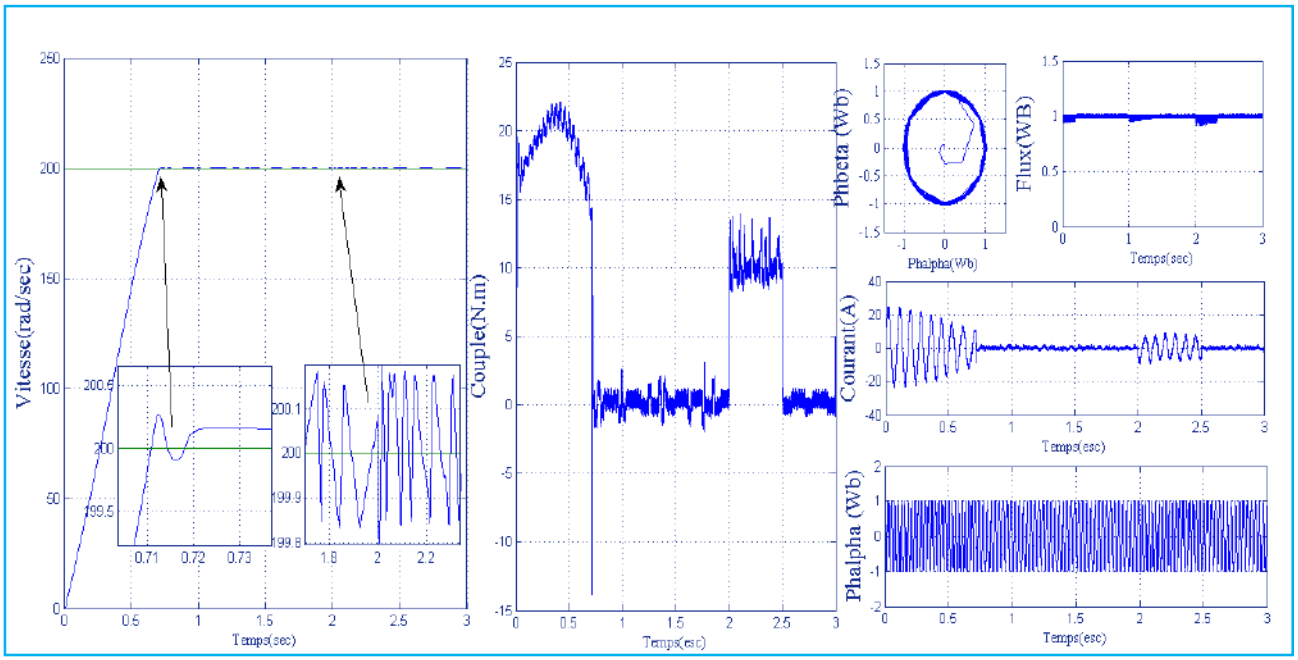


Figure 4.10 : Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur PI-FLC.

4.6.3. Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur ANFIS

La figure 4.11, représente les performances de la DTC-MASDE avec régulateur intelligent ANFIS au démarrage à vide suivi d'un couple de charge (10N.m) appliqué entre les instants 2sec et 2.5sec.

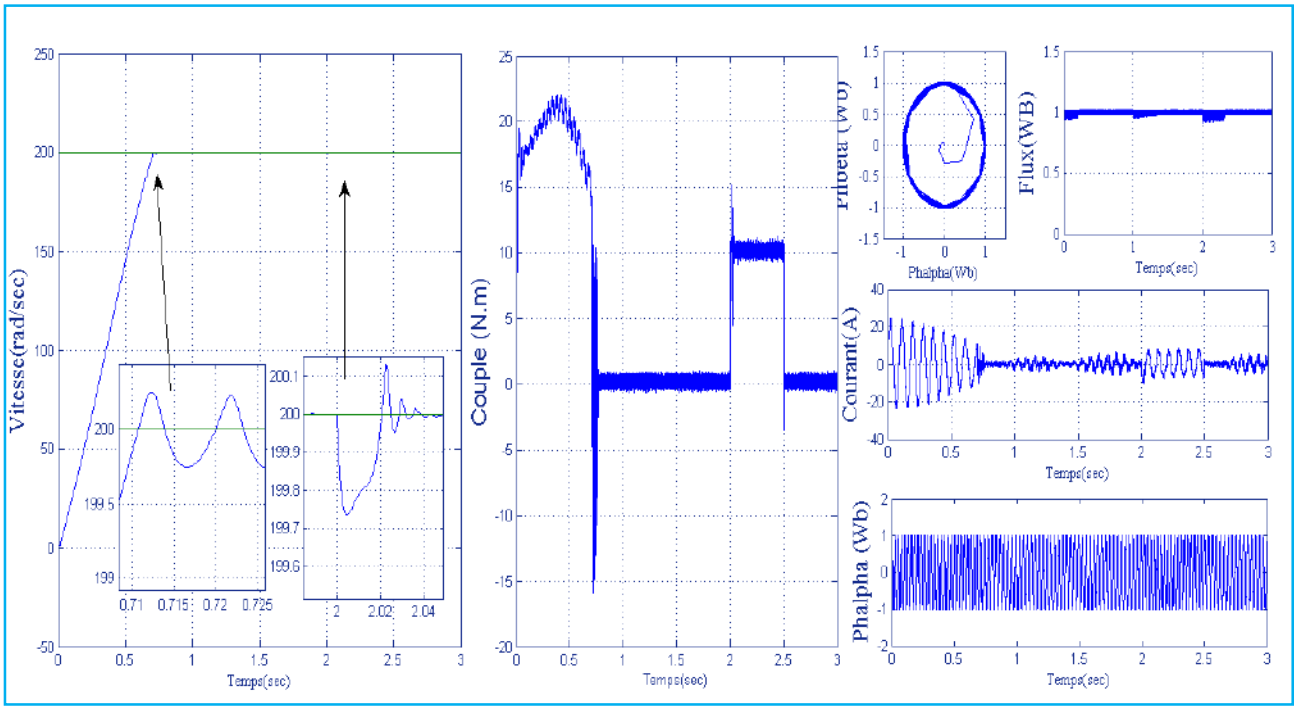


Figure 4.11 : Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur ANFIS.

Les résultats de simulation montrent que le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple, et conserve une forme proche de la sinusoïde. On relève également, que la vitesse atteint toujours et comme les autres régulateurs sa référence mais après quelques oscillations au démarrage, la trajectoire de l'extrémité du flux est pratiquement circulaire, et son amplitude est maintenue constante.

4.6.4 Résultats de la commande DTC-MASDE en utilisant le régulateur ANN

Dans cette section, notre régulateur neuronal est basé sur l'apprentissage d'un PI-FLC. Les caractéristiques de ce régulateur sont représentées sur la table suivante.

ALGORITHME D'APPRNTISSAGE	*RÉGULATEURS NEURONAUX*
COUCHE CACHÉE (NOMBRE DE NEURONS)	25
NOMBRE D'ITÉRATIONS	1000
PERFORMANCES	0.05

Tableau 4.3 : Les caractéristiques du régulateur neuronal.

Pour la figure 4.12, nous avons remplacé le régulateur précédent par un régulateur neuronal, et ces résultats ont été effectués dans les mêmes conditions

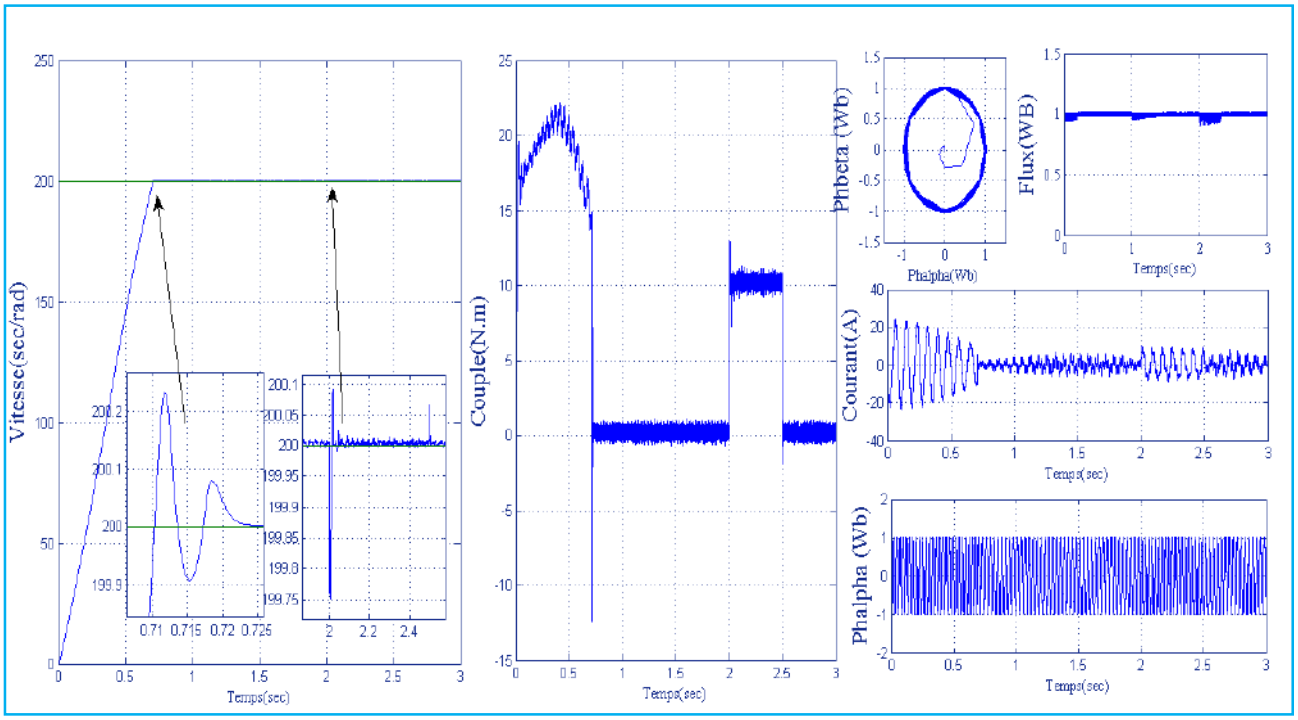


Figure 4.12 : Résultats de simulation de la DTC-MASDE avec le régulateur ANN.

Les performances de la commande DTC avec régulation de vitesse de la MASDE ont été visualisées pour un échelon de vitesse de *200 rad/s*. on constate que la vitesse atteint sa valeur de consigne au bout de *(0,71s)* avec un petit dépassement. Le rejet de perturbation est effectué. Le couple électromagnétique compense le couple de charge et atteint au démarrage une valeur *(20N.m)*, puis il se stabilise à la grandeur due aux frottements (proche de 0).

4.7. COMPARAISON ENTRE LES DÉFÉRENTES TECHNIQUES DE RÉGULATION

D'après la figure suivante, nous observons que la réponse du couple et de la vitesse suivent bien leurs références mais le régulateur neural avec un apprentissage à partir d'un régulateur PI-FLC décrit précédemment nous offre de bonnes réponses, où la réponse de la vitesse de rotation suit bien sa référence sans dépassement (presque négligeable), le régulateur aussi réinjecte rapidement et parfaitement la perturbation par rapport aux autres régulateurs.

Pour bien présenter les bonnes réponses de ce régulateur (neuronal), nous avons appliqué à notre système un échelon de vitesse varie de [50→200→100→-200] rad/sec. (Voir figure 4.14). Pour trouver toujours que notre approche neuronal est très séduisantes et offrent une alternative très intéressante par rapport aux méthodes classique.

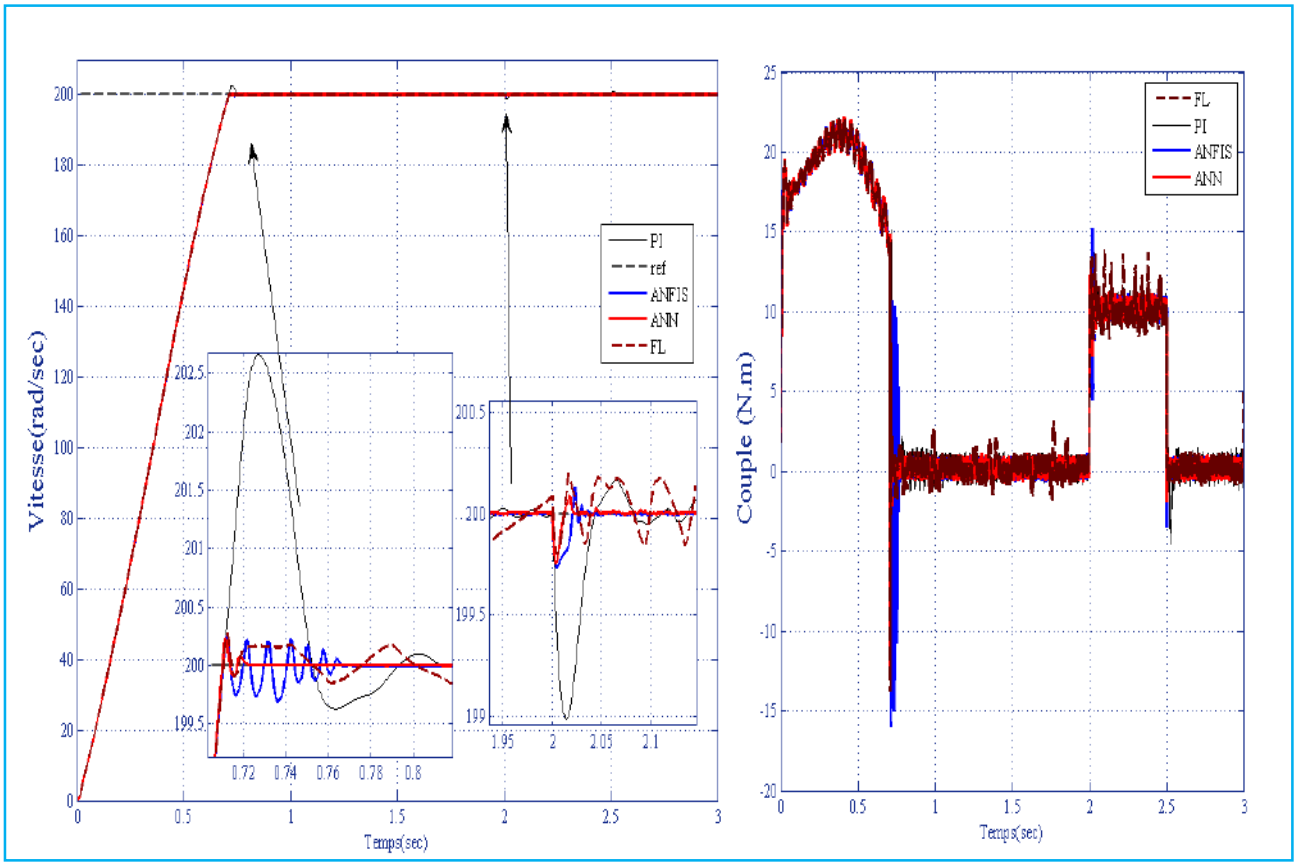


Figure 4.13 : Comparaison entre les différents régulateurs utilisés.

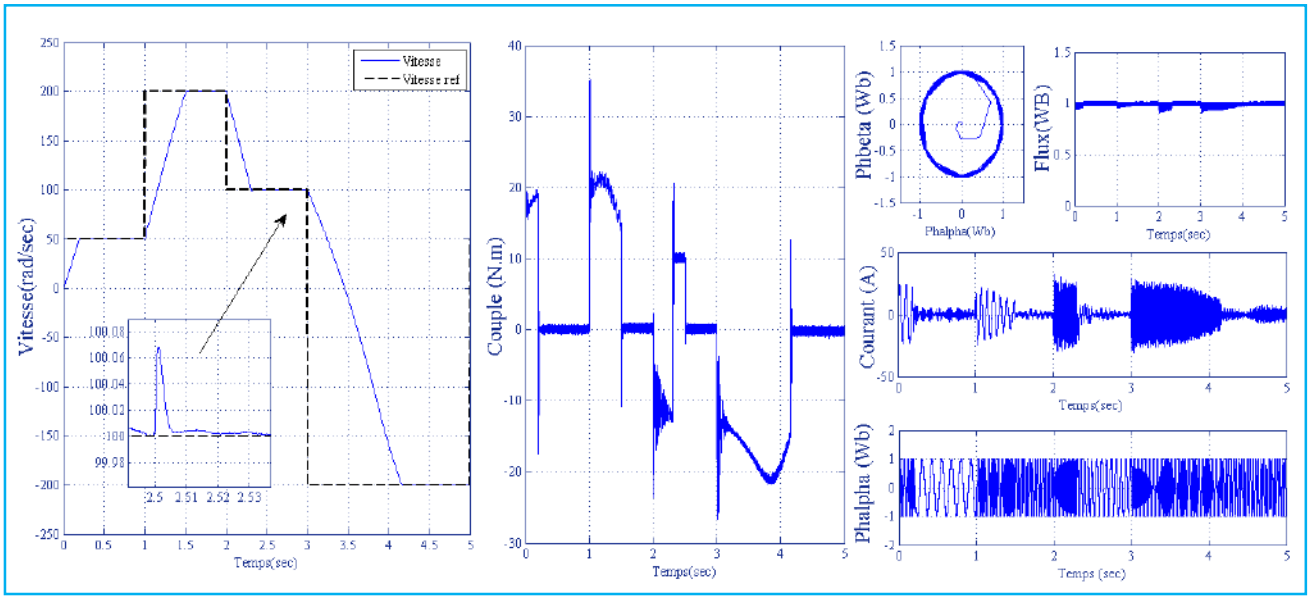


Figure 4.14 : Résultats de la meilleure technique appliquée à la MASDE.

4.9. CONCLUSION

Dans ce chapitre, on a présenté une étude détaillée sur les différentes techniques de réglage de vitesse de la machine électrique, parmi ces techniques celles basées sur des techniques conventionnels de type PI et d'autres techniques basées sur des techniques intelligentes de type flou, neuronal et neuro-flou.

En adoptant dans ce travail un contrôleur flou pour la commande de la vitesse de rotation d'une machine électrique, on a proposé un réglage PI-flou avec fonction d'appartenance de forme gaussienne.

Nous avons pu obtenir des résultats satisfaisants en utilisant un contrôleur PI-FLC, c'est un contrôleur comprenant une base de règles lisible et sémantiquement interprétable. Mais l'inconvénient majeur de cette représentation est qu'elle introduit un nombre important de règles qui peuvent limiter l'efficacité de ce contrôleur. Alors nous avons remplacé le réglage flou par un deuxième type de réglage intelligent de type neuronal, et pour combiner les avantages des deux techniques intelligentes (La logique floue et les réseaux de neurones), un troisième type de réglage intelligent neuro-flou a été proposé.

Les résultats de simulation nous montrent que les techniques intelligentes donnent des résultats satisfaisants mais pour avoir des bonnes réponses, la meilleure technique obtenue est la technique basée sur les réseaux de neurones avec un apprentissage à partir les données d'un régulateur flou.

En conclusion, nous avons étudié la commande directe du couple (DTC) appliquée à la machine asynchrone double étoile (MASDE) en boucle ouverte et en boucle fermée, alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

Dans le premier chapitre, nous avons mis en évidence les principes fondamentaux des machines multiphasées. L'exemple type de ces machines est la machine asynchrone double étoile qui présente un bon compromis technico-économique. Nous avons fait premièrement une étude générale de modélisation de la MASDE, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices pour obtenir un modèle simple qui traduit fidèlement le fonctionnement de la MASDE, et ensuite nous avons présenté son alimentation. Où, nous avons commencé par la simulation de la machine directement alimentée par deux sources triphasée et équilibrées, puis par deux onduleurs de tension à commande MLI.

Les résultats de simulation obtenus en alimentation directe ou par deux onduleurs de la MASDE montrent bien le fort couplage entre le flux et le couple. Ceci nous a conduits à introduire dans le deuxième chapitre une commande découplée. Il s'agit de la commande par DTC (Direct Torque Control), qui possède plusieurs avantages (un découplage naturel, l'absence du bloc MLI, réponse excellente du couple, …etc). Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Cette technique a été proposée dans ce chapitre en absence de réglage de vitesse.

Dans le troisième chapitre, nous avons commencé notre étude par la présentation de la logique floue et ensuite de donner quelques généralités sur les réseaux de neurone, un bref historique et le modèle mathématique d'un neurone formel, nous avons abordé le processus d'apprentissage des RNAs, et à la fin de ce chapitre nous avons donné ainsi quelques généralités sur les technique hybrides de ces deux théories (les systèmes neuro-flous).

Nous avons proposé par la suite et dans le quatrième chapitre, la DTC en présence de réglage de vitesse, où nous avons utilisé des régulateurs telle que les régulateurs classiques de type PI et ensuite nous avons remplacé ce régulateur conventionnel par des régulateurs basés sur les techniques de l'intelligence artificielle, telles que la logique floue, et les réseaux de neurones et les neuro-flous, pour l'amélioration des performances de la commande proposée.

D'après les résultats de simulations, nous avons trouvé que le régulateur PI présente de bonnes performances dynamiques. Néanmoins, il est sensible à la variation paramétrique de la

machine. Pour résoudre ce problème, nous avons remplacé ce régulateur par un autre basé sur la logique floue. Ensuite, par un neuronal.

Nous ne s'attend pas une amélioration du notre système par l'utilisation d'un régulateur neuronal mais plutôt d'évaluer le temps de calcul requis par ce type à celui de son équivalent flou, alors que le régulateur neuro-flou permet en effet de combiner les avantages des deux types de régulateurs intelligents.

A partir de la comparaison des résultats présentée au cours de ce travail, nous avons amenée à conclure que le régulateur neuronal conduit à de meilleures performances (poursuite, rapidité, précision et robustesse) que les autres régulateurs traités.

Tous les résultats présentés dans ce travail ont été effectués dans l'environnement Simulink/Matlab.

Finalement, on conclu que les résultats obtenus sont satisfaisants et correspondent aux objectifs initiaux. Cependant, il est très certainement possible, à partir de ce travail, de présenter quelques perspectives, on peut citer :

- ✓ Utilisation des onduleurs multi-niveaux
- ✓ Utiliser ces techniques intelligentes pour réduire les ondulations de couple et estimer la résistance statorique surtout à basse vitesse.

Il serait intéressant à implémenter ces techniques sur des cibles matérielles ASIC/FPGA ou même mixtes (DSP/FPGA/ASIC)

A. PARAMÈTRES DES MACHINES ÉTUDIÉE :

Machine asynchrone double étoile (MASDE)

Puissance nominale	4.5 Kw
Tension nominale	220 v
Courant nominal	3.75 A
Vitesse nominale	314 rd/s
Couple nominal	12 N.m
Flux nominal	1 Wb
Fréquence	50 Hz
Résistance de l'enroulement statorique 1	3.72 Ω
Résistance de l'enroulement statorique 2	3.72 Ω
Résistance de l'enroulement rotorique	2.12 Ω
Inductances de fuite statoriques 1	0.022 H
Inductances de fuite statoriques 2	0.022 H
Inductances de fuite rotorique	0.006 H
Inductances mutuelle	0.3672 H
Moment d'inertie	0.0662 Kg/m^2
Coefficient de frottement	0.001 SI
Nombre de pair de pôles	1

B.1 Etude de l'onduleur

L'onduleur de tension est un convertisseur continue-alternative. Les études sur les onduleurs peuvent être classées en deux catégories :

✓ Dans l'étude des performances des sources et des récepteurs, la partie continue sera traitée de manière détaillée, ce qui nous permettra de bien choisir les paramètres des composantes (les diodes, transistor, capacité…). Cette vue de l'onduleur s'intéresse moins à la commande. (figure B.1). En d'autres termes c'est une étude paramétrique de l'onduleur

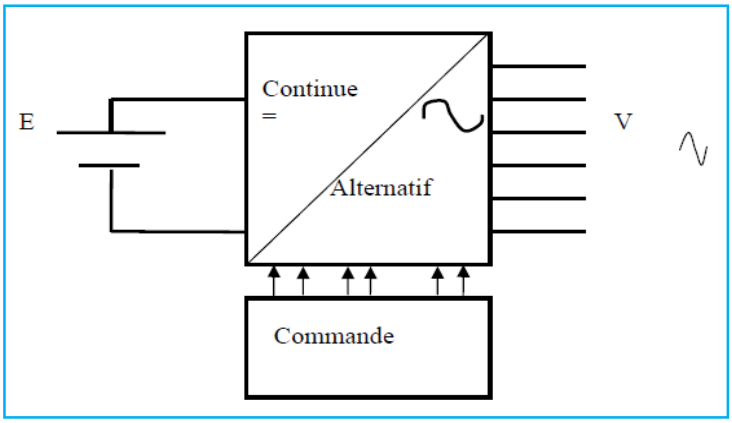


Figure B.1 : Schéma d'un onduleur vu comme un convertisseur continu alternatif

✓ dans le deuxième cas on utilise l'onduleur comme un bloc permettant de passer d'un signal de référence à un signal de commande sans traiter les imperfections des sources et les dispositifs de permutation. En d'autres termes l'onduleur est un amplificateur des signaux de référence. (figure B.2)

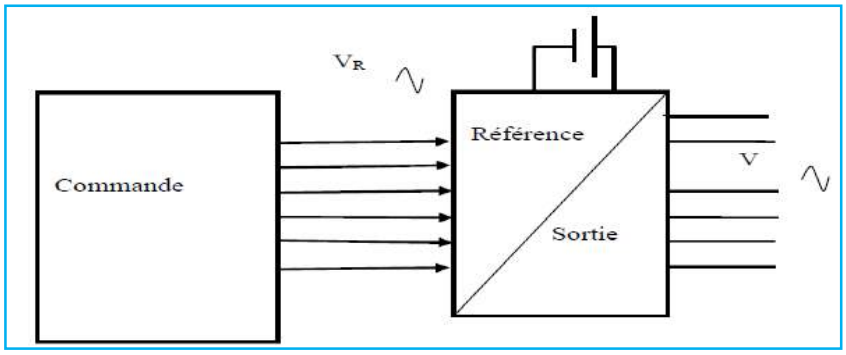


Figure B.2 : Schéma onduleur vue pour la commande.

B.2 Choix de l'onduleur

Il existe plusieurs possibilités pour alimenter une machine à nombre de phases élevé (N>3).Soit on alimente chaque phase indépendamment par un onduleur monophasé, ce qui nous donnera N onduleurs monophasés, donc 2*N bras ; cette configuration est applicable pour les machines à neutre accessible. (figure B.3)

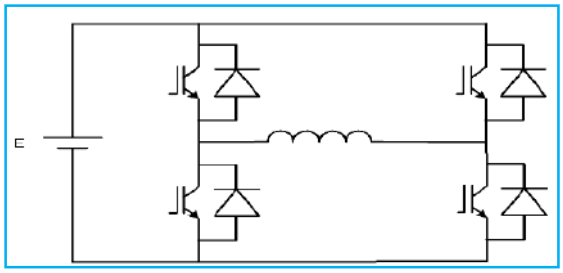


Figure B.3 : Onduleur monophasée avec deux bras

Soit on utilise un seul onduleur avec N bras, où le neutre peut être accessible ou non ; c'est la configuration la plus utilisée pour les machines à répartition régulière de phase (3, 5,7…) [BOU 09] (Figure B.4)

L'alimentation de la machine double étoile par un onduleur hexaphasée (figure II.4) peut être une alternative aux problèmes de synchronisation de commande rapprochée des interrupteurs et l'égalité des tensions continues rencontrés dans la structure précédente.

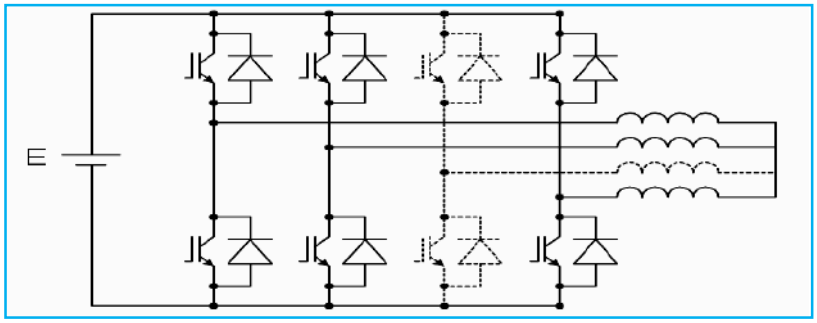


Figure B.4 : Un onduleur à N bras sans neutre

On peut aussi choisir un nombre d'onduleurs égal aux nombres d'étoile de la machine (Pour les machines multi étoile). Donc on aura N/m onduleurs avec m nombre d'étoiles, c'est la configuration la plus utilisée dans ce type de machine. (Figure B.5)

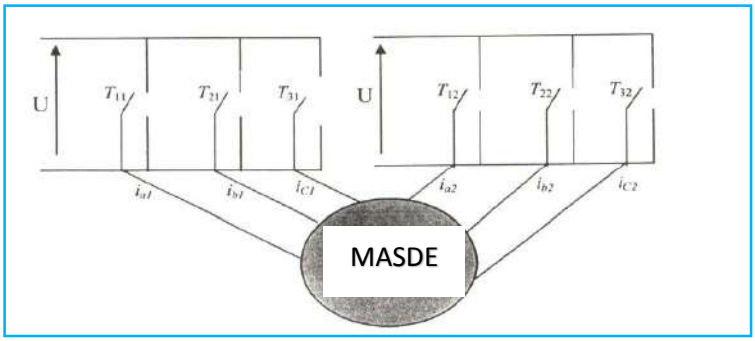


Figure B.5 : deux onduleurs triphasés alimentent la MASDE

Ce choix est fait pour avoir plus de fiabilité de fonctionnement, en cas de perte d'un onduleur la machine peut fonctionner comme une machine triphasée classique. De plus, ce choix à l'avantage de faciliter la modélisation, puisqu'on utilise une modélisation classique un onduleur triphasé.

B.3 Commande de l'onduleur

Il existe plusieurs techniques de commande de l'onduleur les plus utilisés sont: MLI vectorielle, MLI sinus-triangle.

B.3.1. La MLI vectorielle

Elle est essentiellement destinée à la commande directe du couple (DTC) puisqu'elle utilise l'approche de projection des différentes configurations des interrupteurs sur les axes de modélisation de la machine.

On associe à chaque bras une fonction logique décrivant le fonctionnement, l'indice 1 premier onduleur, 2 pour le deuxième avec :

$$F_{i1} = \begin{cases} 0 & \text{si } T_{i1} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_{i1} \text{ est fermé} \end{cases}$$

$$F_{i2} = \begin{cases} 0 & \text{si } T_{i2} \text{ est ouvert} \\ 1 & \text{si } T_{i2} \text{ est fermé} \end{cases}$$

Les tensions de ligne s'écrivent :

$$U_{AB1} = E\left(F_{11} - F_{21}\right)$$
$$U_{BC1} = E\left(F_{21} - F_{31}\right)$$
$$U_{CA1} = E\left(F_{31} - F_{11}\right)$$

$$U_{AB2} = E\left(F_{12} - F_{22}\right)$$
$$U_{BC2} = E\left(F_{22} - F_{32}\right)$$
$$U_{CA2} = E\left(F_{32} - F_{12}\right)$$

Le passage aux tensions simples, avec une écriture matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_{A1} \\ V_{B1} \\ V_{C1} \\ V_{A2} \\ V_{B2} \\ V_{C2} \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & 2 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ -1 & -1 & 2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \\ F_{12} \\ F_{22} \\ F_{32} \end{pmatrix} \qquad (B.1)$$

B.3.2 La MLI sinus- triangle

La MLI sinus-triangle (MLI ST) est une technique où les instants de commutation des différents interrupteurs de puissance de l'onduleur sont déterminés par la comparaison d'une référence de tension et d'un signal triangulaire, appelé porteuse, dont la fréquence est la fréquence de découpage (f'). (Figure B.6)

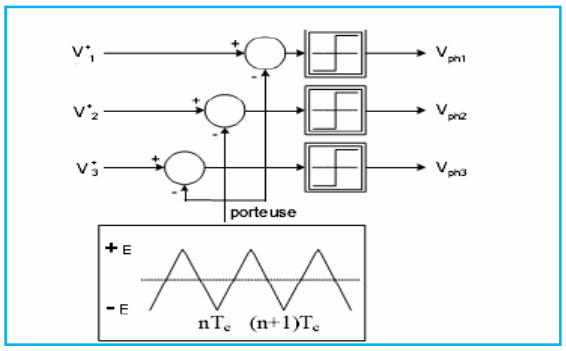


Figure B.6 : Porteuse et signal de référence pour un onduleur triphasé.

La MLI sinus-triangle est caractérisé par :

- ✓ Indice de modulation m=f'/f, rapport des fréquences de modulation et de référence. La commande est synchrone, si m est entier.
- ✓ Coefficient de réglage en tension r =Vref/V_m<1, rapport des amplitudes de l'onde de référence (Vref) et de l'onde de modulation (V_m).

Cette technique présente une facilité de généralisation. Le passage de la machine triphasée à une machine à nombre de phases élevé consiste à décaler les signaux obtenus par un onduleur, d'un angle de 30°, pour passer au deuxième onduleur.

On trouve des formes de créneaux :

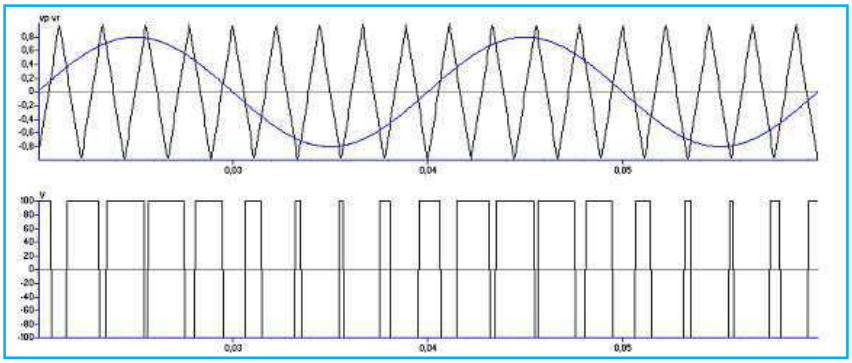


Figure B.7 : Forme des ondes de tension à la sortie de l'onduleur (schéma de démonstration)

[AIS 05].A. AISSA, "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2005.

[AKK 07].K. AKKOUCHI, " Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Badji Mokhtar, Annaba, 2007.

[AKK 14].N. AKKARI, A .CHAGHI and R.ABDESSEMED, "Speed Control of Doubly Star Induction Motor Using Direct Torque DTC Based to on Model Reference Adaptive Control (MRAC)", International Journal of Hybrid Information Technology Vol.7, No.2 (2014), pp.19-28

[ALL 13].A.ALLALI, N.TARFAI, "Commande des puissances active et réactive de la Machine Asynchrone à Double Alimentation, en utilisant la logique floue type-2", Mémoire de master, Université Yahia Farés, Médéa, 2013.

[AMI 08].H. AMIMEUR "Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile par mode de glissement" Mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2008.

[AOU 11].A. AOUFI, " Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage", Mémoire de Magister, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2011.

[**BEH 09**].M. BEHLOUL, "Commande Directe du Couple par Modes Glissants (DTC-SMC) d'un Actionneur Asynchrone Destiné pour un Bras de Robot ", Mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2009.

[BEN 10].L.BENALIA, "Commande en tension des moteurs à induction double alimentés", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[BEN 15].A. BENDEBBAH, Y. BOUSARIA, " Hybridation de la commande intelligente avec un estimateur neuro-floue Appliquée sur une machine synchrone à aimants permanents ", Mémoire de master, Université Yahia farés de Médéa, 2015.

[BOJ 05].R.BOJOI, F. FARINA, G.GRIVA, F. PROFUMO and A.TENCONI "Direct Torque Control for Dual Three-Phase Induction Motor Drives", IEEE transactions on industry applications, vol. 41, no. 6, november/december 2005

[BOU 08].E. BOUNADJA, "Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'une machine asynchrone double étoile", Mémoire de Magister, UHBB, Chlef, 2008.

[BOU 09]. D. BOUDANA, "la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multi-niveaux", Thèse de doctorat de l'ENP, 2009.

[**BOU 13**].S. BOUHAFNA, " Commande par DTC d'un Moteur Asynchrone Apport des Réseaux de Neurones ", Mémoire de magister, Université de Batna, Batna, 2013.

[BOU 14].D. BOUAMRA, N. BEDDI "Etude d'une Machine Asynchrone Double Etoile : (Modélisation, Alimentation et Commande)" Mémoire de master académique, Université de EL-Oued, EL-Oued, 2014.

[DJA 13].A.DJABOREBBI, "Etude et commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile" mémoire de master académique, Université de Kasdi Merbah, Ouargla, 2013.

[ELO 09].A. EL OUGLI, "Intégration des techniques floues à la synthèse de contrôleurs adaptatifs" Mémoire de master académique, Université de Sidi Mohamed Ben Abdellah, Fès, 2009.

[GHE 06].F. GHERS, "Application des techniques de commandes intelligentes pour le contrôle d'une machine asynchrone", Mémoire de magister, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2006.

[HAI 00].D. HADIOUCHE, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile, modélisation, alimentation et structure", Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy, France, 2001.

[HAM 08]. F.HAMIDIA, "Implémentation de la commande des machines électriques sur un circuit FPGA", Mémoire de magister, Université de Médéa, 2008.

[HAM 13]. F.HAMIDIA, "Contribution à la commande Neuro-floue de machines électriques", Thèse doctorat de l'ENP, 2013.

[HAM 13a]. F.HAMIDIA, A. LARABI, M.S. BOUCHERIT, A. ABBADI, "Fuzzy Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous,Doubly fed and Induction Motors", 10th IEEE International Conference on Networking, Sensing and Control, ICNS2013, April 10-12, 2013, Paris, France.

[HAM 13b].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.

[HAM 13c].F.HAMIDIA, A. LARABI, A. TLEMÇANI, M.S. BOUCHERIT, " Digital simulation of IM drive Using AIDTC, Study on Artificial Intelligent Techniques for Induction Motors ", Nonlinear Dynamics and System Theory (NDST). 2013

[HEM 14].M. HEMMAMI, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Mémoire de Magister, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2014.

[KHA 13].M. KHAMI, "Amélioration des performances de régulation d'une machine asynchrone à double alimentation par la technique Neuro-flou", Mémoire de master académique, Université de Kasdi Merbah, Ouargla, 2013.

[KHE 11].A. KHEMIS, "Application du logique flou type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone", Mémoire de Magister, Université de Mohamed Khider, Biskra, 2011.

[KHE 14].I. KHELF, "Diagnostic des machines tournantes par Les techniques de l'intelligence Artificielle", thèse doctorat, Université Badji Mokhtar de Annaba, 2014.

[LAK 14].M. LAKHDARI, "Simulation et commande de la machine asynchrone double étoile pour aerogeneration", Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Sétif, 2014.

[MEL 14].B. MELIANI ; "Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel", Thèse de Doctorat, Université de Djilali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2014.

[MER 08].E.MERABET, "Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile", Mémoire de Magister, Université de Batna, Batna, 2008.

[MER 10] A. MEROUFEL, "Contrôle de la machine asynchrone (Commande scalaire Commande vectorielle Commande directe du couple)", Thèse de Doctorat, Université de Djilali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2010.

[MIR 98].S.MIR, M.ELBULUK and S. ZINGER "PI and Fuzzy Estimators for Tuning the Stator Resistance in Direct Torque Control of Induction Machines" IEEE transactions on power electronics, Vol. 13, NO. 2, MARCH 1998

[NED 07].B.NEDJAR, S.BOUCENNA, "Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile", Projet de fin d'Etudes, ENP, 2007

[**REZ09**].S.REZGUI, "Commande de machine électrique en environnement Matlab/simulink et temps réel Application à la machine asynchrone : Commande vectorielle sans capteurs mécaniques SVPWM, mode glissant, MRAS", Mémoire de Magister, Université de Mentouri, Constantine, 2009.

[ROG 93] .D. ROGER "La machine asynchrone double étoile Régimes transitoires Alimentation à fréquence variable" Thèse de Doctorat, l'universalité des sciences et technologies de Lille, 1993.

[SAD 10].R. SADOUNI "Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile" mémoire de magister, Université de Djilali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, 2010.

[TLE 07]. A. TLEMÇANI, "Contribution à l'application des commandes adaptatives par les systèmes flous à une machine synchrone à aimant permanents alimentée par un convertisseur multicellulaire série", Thèse de doctorat de l'E.N.P Alger, Juillet, 2007.

[TOU 08].R.TOUFOUTI, "Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone", Thèse doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.

[XAV 03].K.XAVIER, "Modélisation vectorielle multi-machines pour la commande de ensembles convertisseurs-machines polyphasés", Thèse de doctorat, Université de Lille, 2003.

[**YAH11**].A. YAHDOU, "Commande et observation par modes glissants d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique", Thèse de Magister, Université HB Chlef, 2011.

[ZAI 07].R.ZAIMEDDINE, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de doctorat, ENP, 2007.

[**ZAI 13**].R. ZAITER, "Commande Directe du Couple DTC d'un machine asynchrone avec défaut", mémoire de magister, Université de Biskra, Biskra, 2013.