الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

La République Algeriene Democratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Dr. Yahia Farès de Médéa

Faculté **d**e **T**echnologie
Département **d**e **G**énie **É**lectrique

Mémoire de fin d'étude de Master

Filière : électrotechnique

Spécialité : Commandes électriques

Thème:

COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE TYPE 2 D'UNE MACHINE ASYNCHRONE ALIMENETÉ PAR UN ONDULEUR À CINQ NIVEAUX

Proposé et dirigé par:

- Dr.**MOUALDIA ABDELHAFID**
- Dr.**BOULKHRACHEF SALAH**

Préparé et présenté par :

- ALLAL Meriem

Année Universitaire : 2019/2020

Remerciement

*Le plus grand Merci revient à **Allah** qui lui seul m'a guidé dans le bon sens durant ma vie et qui m'aidé à réaliser ce modeste travail.*
*Je tiens à remercie mon encadreur **'' MOUALDIA Abdelhafid ''**, Docteur à l'université D_R. YAHIA Fares de Médéa, pour avoir d'abord proposé ce thème, et pour le suivi continu tout le long de la réalisation de ce travail*
Je n'oublie pas à remercier mon co-promoteur Monsieur
«Boulekhrachef salah», Docteur à l'université YAHIA Fares de Médéa
*Mes remerciements s'adressent également à **'' Benoujafar Cherif ''***
*Maître de conférences MCA à l'université **T**ahri Mohammed de Bechar et **«Boughazi Othman»**, Docteur à l'université Tahri Mohammed de Bechar*
Pour leur générosité et la patience dont ils ont su faire preuve.
*J'exprime mes profondes gratitudes à **mes parents** pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont en duré.*
*Mes sincères remerciements aux **messieurs les membres du jury** pour l'honneur qu'ils nous font en participant au jugement de ce travail.*
*Je remercie également **tous les enseignants de département de génie électrique** de l'université D_R. YAHIA Fares de Médéa qui ont participé à notre formation pendant tout le cycle universitaire.*
*Enfin je tiens à exprimer mon reconnaissance à **tous mes amis et collèges** pour tout le soutien moral et matériel…*

Allal Meriem.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail :

***À mes très chers parents** qui ont sacrifié leur vie pour ma réussite, et pour leurs encouragements pendant toute la durée de mes études.*

*A mes chères sœurs **Amina** et **Hiba.***

A mes tantes, mes oncles

*A toute la famille **ALLAL** et **AMRI***

Sans oublier tous mes enseignants qui ont contribué et participé à ma formation, depuis le primaire à ce jour, en particulier :

Dr. Moualdia-abdelhafidh.
Dr.Boulekhrachef salah.

*A tous mes collègues surtout mes chères **Fatiha et Fouzia***

A l'ensemble des étudiant de ma promotion, particulièrement ceux de commandes électriques.

A tous ceux que j'aime, qui m'aiment et tous ceux que m'ont connu.

A tous ceux qui m'ont aidé pour réaliser ce mémoire.

Allal Meriem.

Table des matières

Table des matières III
Liste des figures VII
Liste des tableaux X
Notations et symboles XI
Résumé XIII
Introduction générale 1
I Chapitre I Etat de l'art 3
I.1 Etat de l'art de la machine asynchrone : 4
I.1.1 Généralités 4
I.1.2 Principe de fonctionnement 4
I.1.3 Le bobinage 5
I.2 Etat de l'art sur les convertisseurs multi niveaux : 7
I.2.1 Les onduleurs multi niveaux avec diodes de bouclage 8
I.2.2 Les onduleurs multi niveaux à condensateur flotteur (ou FC) 11
I.3 Etat de l'art des stratégies de commande des onduleurs multi niveaux 12
I.3.1 Modulation Sinusoïdale (MS) 12
II Chapitre II Modélisation Et Simulation De La Machine Asynchrone 15
II.1 Introduction: 16
II.2 Généralités sur les machines asynchrones : 16
II.2.1 Description et principe de fonctionnement : 16
II.2.2 Hypothèse simplificatrices : 17
II.3 Modèle triphasé de la MAS : 18
II.3.1 Equations des tensions: 19
II.3.2 Equation mécanique : 19
II.3.3 Equation des flux 19
II.4 Transformation triphasé-biphasé 20
II.4.1 Transformation de Park 20

II.4.2 Choix du repère de référence 22
II.5 Model de la machine asynchrone : 25
II.6 Résultats des simulations en boucle ouvert 25
II.6.1 Résultats du Simulations: 26
II.6.2 Fonctionnement en charge: 28
II.6.3 Interprétations des résultats : 31
II.7 Conclusion 32
Chapitre II: Partie 2 Modélisation d'un convertisseur cinq niveaux 33
II.8 Introduction 34
II.9 Les avantages d'un onduleur multi-niveaux : 34
II.10 Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC : 34
II.10.1 Structure générale: 34
II.10.2 Configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux [13] : 35
II.10.3 Commande complémentaire des interrupteurs 36
II.11 Onduleur à cinq niveaux de tension de type NPC 38
II.11.1 Structure générale : 38
II.11.2 Les différentes configurations de l'onduleur NPC à cinq niveaux [15] 39
II.11.3 Commande complémentaire des interrupteurs 42
II.11.4 Relation entre les fonctions de connexion 42
II.11.5 Les relations des interrupteurs parallèles de bras K 42
II.11.6 Fonction de connexion 42
II.12 Stratégie de commande de l'onduleur à Cinq niveaux 44
II.12.1 Principe de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse (MLI) 44
II.12.2 Principe de la commande MLI à hystérésis : 45
II.13 Simulation du modèle machine-onduleur 48
II.14 Conclusion 56
III Chapitre III Commande direct du couple de la MAS 57
III.1 Introduction 58
III.2 Commande Directe de Couple 58
III.2.1 Le principe du contrôle direct du couple 59
III.3 Contrôle du vecteur flux statorique : 59

III.4 Contrôle du couple électromagnétique: 61
III.5 Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β) (Concordia) 62
III.6 Description de la structure de contrôle : 62
III.6.1 Sélection du vecteur de tension Vs 62
III.7 Les Estimateurs : 64
III.7.1 L'estimateur du flux statorique : 64
III.7.2 L'estimateur du couple électromagnétique : 65
III.8 Elaboration du vecteur de commande : 65
III.8.1 Elaboration des correcteurs de flux [26] : 65
III.8.2 Elaboration du correcteur de couple : 66
III.9 Elaboration de la table de commutation de la DTC 5-niveaux : 67
III.9.1 Sélection du vecteur tension VS 68
III.9.2 Elaboration de nouvelle stratégie de la table de commutation [29] : 72
III.10 Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) : 74
III.11 Régulateur utilisé dans la commande directe du couple 74
III.12 Résultats de simulation 76
III.12.1 Interprétations des résultats : 79
III.13 Conclusion 79
IV Chapitre IV Commandes logiques floue type-2- de la MAS 80
IV.1 Introduction 81
IV.2 Notions et terminologies 81
IV.2.1 Ensemble flou type-2 81
IV.2.2 Représentation d'une fonction d'appartenance type-2 81
IV.2.3 Coupe verticale 83
IV.2.4 Fonction d'appartenance secondaire 84
IV.2.5 Appartenance primaire 84
IV.2.6 Degré d'appartenance secondaire 84
IV.2.7 Empreinte d'incertitude 84
IV.2.8 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure 85
IV.2.9 Fonction d'appartenance principale 85
IV.2.10 Ensemble encastré type-2 85

IV.3 Système flou type-2 général 86
IV.4 Système flou type-2 intervalle 87
IV.4.1 Ensemble flou type-2 intervalle 87
IV.4.2 Opérations MEET et JOIN 87
IV.4.3 Inférence 88
IV.4.4 Centroide d'un ensemble flou type-2 intervalle 88
IV.5 Régulateur par la logique flou : 91
IV.5.1 Fuzziffication 92
IV.5.2 Inférences (déductions floues) 93
IV.5.3 Exemple de la méthode d'inférences Max-Min 94
IV.5.4 Defuzzification 95
IV.6 Application de la commande par logique floue type-2 sur la MAS 96
IV.6.1 ETUDE ET DESCRIPTION DU COMPORTEMENT DE LA MACHINE 96
IV.6.2 DIFFERENTES METHODES POUR LA DETERMINATION DES REGLES 98
IV.7 CHOIX DE LA STRUCTURE DU REGULATEUR PAR LA LOGIQUE FLOUE 98
IV.7.1 Facteurs d'échelles (normalisation) 99
IV.7.2 Loi de commande 100
IV.8 APPLICATION DU REGULATEUR FLOU DE MAMDANI POUR LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE 100
IV.8.1 Choix des fonctions d'appartenance et des sous-ensembles flous 100
IV.8.2 Règles de décision de contrôle flou 101
IV.8.3 Choix de la méthode d'inférence 101
IV.8.4 Choix de la méthode de defuzzification 101
IV.8.5 COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC DTC PAR UN RLF 103
IV.9 RESULTATS DE SIMULATION 104
IV.11Conclusion 109
Conclusion générale 110
Bibliographie 111
Annexe 114

Liste des figures

Figure I-1 Champs magnitique de la MAS 4
Figure I-2 cage d'écureuil 5
Figure I-3 Bobinage de la MAS 6
Figure I-4 Branchement des bobines 6
Figure I-5 Bilan de puissance de la Mas 7
Figure I-6 Onduleur NPC à trois niveaux (à gauche), à cinq niveaux (à droite) 9
Figure I-7 Topologies basées sur le modèle NPC 11
Figure I-8 MLI Classique intersective 13
Figure I-9 Principe de la MLI à doubles triangles 14
Figure II-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée 18
Figure II-2 : Position des axes (d, q) par rapport aux axes de la machine. 21
Figure II-3 : Représentation de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé 25
Figure II-4 : Vitesse de la MAS. 26
Figure II-5 : Couple électromagnétique de la MAS 26
Figure II-6 : Flux r de la MAS. 27
Figure II-7 : Courant statorique de la MAS 27
Figure II-8 : Courant dans l'axe q de la MAS 28
Figure II-9 : Courant dans l'axe d de la MAS. 28
Figure II-10 : Vitesse de la MAS 29
Figure II-11 : Couple électromagnétique de la MAS. 29
Figure II-12 : Flux Fr de la MAS. 30
Figure II-13 : Courant statorique ias. 30
Figure II-14 : Courant dans l'axe d de la MAS. 31
Figure II-15 : Courant dans l'axe q de la MAS 31
Figure II-16 Schéma de l'onduleur de tension à trois niveaux 35
Figure II-2 Schéma d'un onduleur cinq niveaux de type NPC 39
Figure II-3 Les sept configurations possibles d'un bras de l'onduleur 41
Figure II-4 Principe de la modulation MLI type sinus-triangle 44
Figure II-5 Schéma de principe de la modulation MLI par Hystérésis 45
Figure II-6 Signal à hystérésis d'une phase 46
Figure II-7 Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte 47
Figure II-8 Commande MLI de la phase a 48
Figure III-9 Commande MLI de la phase c 49
Figure II-10 Commande MLI de la phase b 49
Figure II-11 Tension triphasée générée par l'onduleur MLI 50

Liste des figures

Figure II-12 Vitesse de la MAS à vide 50
Figure II-13 Couple électromagnétique de la MAS à vide 51
Figure II-14 Flux rotorique Fr de la MAS à vide 51
Figure II-15 Courant Iqs de la MAS à vide 52
Figure II-16 Courant Ids de la MAS à vide 52
Figure II-17 Courant de phase statorique de la MAS à vide. 53
Figure II-18 Vitesse de la MAS en charge 53
Figure II-19 Couple électromagnétique de la MAS en charge 54
Figure II-20 Courant Iqs de la MAS en charge 54
Figure II-21 Courant Ids de la MAS en charge 55
Figure II-22 Flux rotorique Fr de la MAS en charge 55
Figure II-23 Courant de phase statorique de la MAS en charge 56
Figure III-1Stratégie de Commande Directe de Couple 58
Figure III-2 Evolution du flux statorique dans le plan (α, β). 60
Figure III-3 Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension Vs 61
Figure III-4 Elaboration des vecteurs à partir de l'onduleur de tension. 63
Figure III-5 Sélection du vecteur de tension selon la zone N=i. 64
Figure III-6 a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux, (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux. 66
Figure III-7 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux. 67
Figure III-8 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux. 67
Figure III-9 Diagramme de vecteur de tension de l'onduleur à 5-niveaux 69
Figure III-10 Topographie des 61 vecteurs générés par un onduleur à 5-niveaux 70
Figure III-11 Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux. 74
Figure III-12 Régulation de vitesse avec correcteur PI 75
Figure III-13 Vitesse de la Mas (Rad/s) 76
Figure III-14 Couple électromagnétique de la Mas 77
Figure III-15 Flux statorique de la MAS 77
Figure III-16 Flux dans le plan Alpha-beta 78
Figure III-17 Courant de sortie de première phase 78
Figure III-18 Secteur de la DTC 79
Figure IV-1 Fonction d'appartenance triangulaire avec une base à extrémités incertaines 82
Figure IV-2 Fonction d'appartenance type-2 83
Figure IV-3 Coupe verticale d'une fonction d'appartenance type-2 83
Figure IV-4 Représentation tridimensionnelle d'un ensemble encastré type-2 86
Figure IV-5 Structure d'un système flou type-2 86
Figure IV-6 Ensembles flou stype-2 intervalle 87
Figure IV-7 Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF 91
Figure IV-8 Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes 92
Figure IV-9 Formes avec chevauchement très important 93
Figure IV-10 Formes avec lacunes (chevauchement insuffisant) 93

Figure IV-11 Méthodes d'inférences Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles..... 95
Figure IV-12 Configuration de la boucle de vitesse..... 96
Figure IV-13 Etude de la réponse du système à un échelon de vitesse 97
Figure IV-14 Répartition des sous-ensembles flous correspondant à e, Δe et Δc.....102
Figure IV-15 Structure de réglage par un RLF de la DTC de la machine asynchrone 103
Figure IV-16 Vitesse de la MAS.....104
Figure IV-17 Le couple électromagnétique de MAS 104
Figure IV-18 Le flux statorique de la MAS.....105
Figure IV-19 Le flux statorique dans le plan alpha-beta 105
Figure IV-20 L'erreur entre Uc1 et Uc3.....106
Figure IV-21 L'erreur entre Uc2et Uc4 107
Figure IV-22 L'erreur entre Uc1 et Uc2.....107
Figure IV-23 L'erreur entre Uc3et Uc4.....108

Liste des tableaux

Table I-1 Nombre d'éléments des onduleurs NPC et MPC multi niveaux. 10
Table II-1 Configuration de l'onduleur à trois niveaux 36
Table II-2 Configuration possible de l'onduleur à cinq niveaux 40
Table III-1 Table de commutation 68
Table III-2 Les quatre groupes des vecteurs tensions de l'onduleur à 5-Niveaux 71
Table III-3 Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur 72
Table III-4 Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinque niveaux 73
Table III-5 Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinque niveaux 73
Table IV-1 Trajectoire de phase du comportement décrit par la (figure IV.12) 98
Table IV-2 Schéma bloc d'un régulateur flou 99
Table IV-3 Table de décision Mac Vicar 101

Notations et symboles

R_s : Résistance statorique par phase

R_r : Résistance rotorique par phase

T_r : Constante de temps rotorique (L_r/R_r)

M_s : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques

Mr : Inductance mutuelle entre deux phases rotoriques

M_{sr}:Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor

J : Moment d'inertie des parties tournantes

P : Nombre de paires de pôles

f : Coefficient de frottements visqueux

σ: Coefficient de dispersion

$[L_S]$: Matrice d'inductance statorique

$[L_r]$: Matrice d'inductance rotorique

$\mathrm{x_{ref}}$:Consigne de x

$U_{min} U_{max}$:La commande minimale, maximale

Repères

a_s, b_s, c_s: Les trois phases du stator

a_r, b_r, c_r: Les trois phases du rotor

$\alpha\ \beta$:Les axes du référentiel statorique

$d\ q$:Les axes du référentiel de park

θ_r : L'angle du rotor entre ar et d

θ_s : L'angle du stator entre as et d

θ : L'angle entre les axes as et ar

Grandeurs électriques du stator

$\boldsymbol{V_{s\ as\ bs\ \ cs}}$ **:** Tension statorique des phases as, bs, ou cs

$\boldsymbol{V_{sd}}$ **:** Tension statorique sur l'axe d

$\boldsymbol{V_{sq}}$ **:** Tension statorique sur l'axe q

$\boldsymbol{i_{s\ as\ bs\ \ cs}}$ **:** Courant statorique des phases a, b, c

$\boldsymbol{i_{sd}}$ **:** Courant statorique sur l'axe d

$\boldsymbol{i_{sq}}$ **:** Courant statorique sur l'axe q

Grandeurs magnétiques du stator

$\boldsymbol{\phi_{s\ as\ bs\ \ cs}}$: Flux statorique des phases as, bs, cs

$\boldsymbol{\phi_{sd}}$: Flux statorique sur l'axe d

$\boldsymbol{\phi_{sd}}$: Flux statorique sur l'axe q

Grandeurs électriques du rotor

$V_{s\ ar\ br\ cr}$: Tension rotorique des phases ar, br, cr

$i_{s\ ar\ br\ cr}$: Courant rotorique des phases ar, br, cr

V_{rd}: Tension rotorique sur l'axe d

V_{rq}: Tension rotorique sur l′axe q

i_{rd}: Courant rotorique sur l′axe d

i_{rd}: Courant rotorique sur l'axe q

Grandeurs magnétiques du rotor

$\phi_{s\ ar\ br\ cr}$: Flux rotorique des phases ar, br, cr

ϕ_{rd}: Flux rotorique sur l'axe d

ϕ_{rq}: Flux rotorique sur l'axe q

Grandeurs mécaniques

Ω **:** Vitesse du moteur

C_{cem}: Couple électromagnétique

ω_s: Pulsation électrique statorique

ω_r **:** Pulsation électrique rotorique

C_r: Couple résistant

K_p: Facteur de proportionnalité

K_i: Facteur intégral

Abréviation

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

DTC : Direct Torque Control

PI : Proportionnel Intégral

IGBT : transistor bipolaires à grille isolée

GTO : thyristors commande à l'ouverture

NPC : Neutral Point Clamped.

RLF : Régulateur logique floue

Résumé

ملخص

يقدم هذا العمل دراسة محاكاة لبعض تقنيات التحكم الكلاسيكية والذكية المطبقة على آلة كهربائية لا متزامنية تعمل بواسطة عاكس من خمسة مستويات

للتحكم في سرعة دوران الجهاز غير المتزامن بالمثل أنشّأنا (DTC) كان التركيز على التحكم المباشر لعزم الدوران

جدول تبديل مع 12 قطاع ومستويات مختلفة من مقارن التباطؤ لعزم الدوران والتدفق. ولقد اقترحنا في هذا العمل تطبيق المنطق الضبابي من النوع -2 على تصميم هامش التحكم الذي هو في حد ذاته هيكل غامض من النوع-2

نتائج المحاكاة أثبتت نجاعة النهج المقترح خاصة في متابعة السرعات الضعيفة.

كلمات مفتاحية

ماكنة كهربائية لا تزامنية –العاكس-السيطرة المباشرة على العزم –مقارن التباطؤ-جدول التبديل-

المنطق الضبابي من النوع-2

Résumé:

Ce travail présente une étude par simulation de quelques techniques de commande classiques et intelligentes appliquées à une machine alimenté par un onduleur à cinq niveaux.

L'accent a été mis sur la commande directe du couple (DTC) pour contrôler la vitesse de rotation d'une machine asynchrone, de même nous avons établi une table de commutation avec 12 secteurs et différent niveaux de comparateur à hystérésis pour le couple et le flux. Nous avons suggéré dans ce travail d'appliquer la logique floue type-2 à la conception d'un régulateur dont le gain de commande est considéré comme un système flou type-2.

Les résultats de simulations ont montrés l'efficacité de l'approche proposée surtout dans la poursuite en basses vitesses.

Mots clés :

Machine asynchrone- onduleurs- contrôle directe du couple-comparateur à hystérésis-table de commutation- logique floue type-2

Abstract

This work presents a study based on simulation of some classical and intelligent control techniques applied to an induction machine (asynchronous machine) powered by a five-level inverter.

We have emphasized on the direct torque control (DTC) to control the rotational speed of an induction machine (asynchronous machine); similarly, we have established a switching table with 12 sectors and different levels of hysteresis comparator for torque and for the flow.

We suggested in this work to apply type-2 fuzzy logic to the design of a regulator whose control gain is itself a type-2 fuzzy system.

The simulation results showed the effectiveness of the proposed approach especially in low speed tracking.

Keywords:

Induction machine (Asynchronous machine) – inverter - (DTC) direct torque control-hysteresis comparator- switching table - type-2 fuzzy logic.

Introduction générale

Au fil du temps, les moteurs asynchrones sont devenus de plus en plus utilisés dans l'industrie en comparaison aux moteurs à courant continu et synchrone pour divers utilisations. Les machines à induction , transforment l'énergie électrique en énergie mécanique. Cette transformation fait intervenir des aspects électriques, électromagnétiques, thermiques, mécaniques. Pour chacun de ces phénomènes physiques, il existe autant de modèles mathématiques destinés à des applications données. Ces derniers modèles se retrouvent couplés par différentes grandeurs physiques.

La machine asynchrone, de par sa construction et sa robustesse, assure une large plage d'application au domaine de l'industrie. Son exploitation pour fournir de l'énergie mécanique est excellente. Par contre, son utilisation comme variateur de vitesse, telles que les machines à courant continu, a été tardive à cause de sa complexité en commande.

Ainsi, des différentes commandes ont été développées, pour en faire de cette machine un véritable variateur de vitesse, à savoir la commande vectorielle par orientation du flux, la commande directe du couple [**1**]**.**

Le but de notre travail consiste à l'étude d'une commande classique et autre intelligente (DTC-Floue type-2). Dans ce cadre, le présent travail décrit une étude détaillée de la commande de la vitesse de la machine asynchrone triphasée

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres, dont le contenu est succinctement résumé ci-dessous :

Le premier chapitre est consacré à l'étude de la machine asynchrone s'articulant sur la fameuse transformation de Park. En donnant la constitution de la machine, le principe de fonctionnement, le développement mathématique, ainsi que la modélisation de cette dernière alimentée d'abord par le réseau .Ensuite,le deuxième chapitre alimenté par un onduleur de tension triphasé de cinq niveaux. La machine sera représentée par un modèle d'état et qui fera l'objet d'une simulation par le logiciel MATLAB, dans le but de valider cette approche.

Le troisième chapitre est dédié à l'application de la commande directe du couple à la machine asynchrone. Ainsi on représente une généralité sur le concept de la DTC classique appliqué à la commande de la MAS.

Nous aborderons dans le quatrième chapitre le principe de logique floue type 2, les caractéristiques, le critère ainsi que les avantages de ce dernier, puis on a appliqué cette technique de commande à la MAS.

Dans le dernier chapitre nous nous sommes intéresse à la robustesse de la commande DTC/ Floue type-2 appliquée à la MAS, Enfin, on terminera par une conclusion générale discutant les résultats obtenus et les perspectives à entreprendre dans les futurs travaux.

Chapitre I

Etat de l’art

I.1 Etat de l'art de la machine asynchrone :

I.1.1 Généralités

Le moteur asynchrone triphasé est largement utilisé dans l'industrie, sa simplicité de construction en fait un matériel très fiable et qui demande peu d'entretien. Il est constitué d'une partie fixe, le stator qui comporte le bobinage, et d'une partie rotative, le rotor qui est bobiné en cage d'écureuil. Les circuits magnétiques du rotor et du stator sont constitués d'un empilage de fines tôles métalliques pour éviter la circulation de courants de Foucault.

I.1.2 Principe de fonctionnement

Le principe des moteurs à courants alternatifs réside dans l'utilisation d'un champ magnétique tournant produit par des tensions alternatives La circulation d'un courant dans une bobine crée un champ magnétique B. Ce champ est dans l'axe de la bobine, sa direction et son intensité sont fonction du courant I. C'est une grandeur vectorielle.
Si le courant est alternatif, le champ magnétique varie en sens et en direction à la même fréquence que le courant. Si deux bobines sont placées à proximité l'une de l'autre, le champ magnétique résultant est la somme vectorielle des deux autres. Dans le cas du moteur triphasé, les trois bobines sont disposées dans le stator à 120° les unes des autres, trois champs magnétiques sont ainsi créés
Compte-tenu de la nature du courant sur le réseau triphasé, les trois champs sont déphasés (chacun à son tour passe par un maximum). Le champ magnétique résultant tourne à la même fréquence que le courant soit 50 tr/s = 50Tr/s = 3000 tr/mn.
Les 3 enroulements statoriques créent donc un champ magnétique tournant, sa fréquence de rotation est nommée fréquence de synchronisme. Si on place une boussole au centre, elle va tourner à cette vitesse de synchronisme.

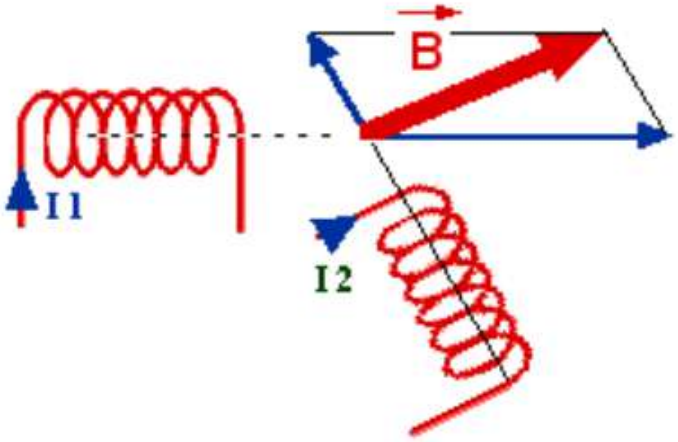


Figure I-1 Champs magnitique de la MAS

Le rotor est constitué de barres d'aluminium noyées dans un circuit magnétique. Ces barres sont reliées à leur extrémité par deux anneaux conducteurs et constituent une "cage d'écureuil". Cette cage est en fait un bobinage à grosse section et très faible résistance.

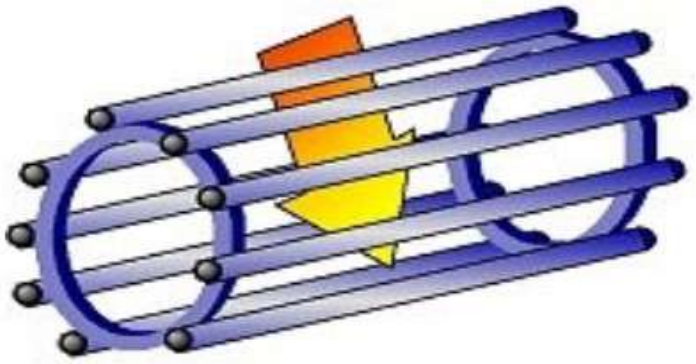


Figure I-2 cage d'écureuil

Cette cage est balayée par le champ magnétique tournant. Les conducteurs sont alors traversés par des courants de Foucault induits. Des courants circulent dans les anneaux formés par la cage, les forces de Laplace qui en résultent exercent un couple sur le rotor. D'après la loi de Lenz les courants induits s'opposent par leurs effets à la cause qui leur a donné naissance. Le rotor tourne alors dans le même sens que le champ mais avec une vitesse légèrement inférieure à la vitesse de synchronisme de ce dernier.
Le rotor ne peut pas tourner à la même vitesse que le champ magnétique, sinon la cage ne serait plus balayée par le champ tournant et il y aurait disparition des courants induits et donc des forces de Laplace et du couple moteur. Les deux fréquences de rotation ne peuvent donc pas être synchrones d'où le nom de moteur asynchrone.

I.1.3 Le bobinage

Les bobines sont logées dans les encoches du stator. S'il y a une paire de pôles magnétique pour chacune des trois phases, la fréquence de synchronisme est alors de 3000 tr/mn. si on augmente le nombre de paires de pôles, il est possible d'obtenir des moteurs avec des fréquences de rotation différentes.

1 paire de pôles => 3000 tr/mn

2 paires de pôles => 1500 tr/m



Figure I-3 Bobinage de la MAS

Le branchement des bobines sur le réseau se fait au niveau de la plaque à borne située sur le dessus du moteur. On dispose ainsi de 6 connexions, une pour chacune des extrémités des trois bobines. Les bornes sont reliées aux bobines selon le schéma ci-contre.

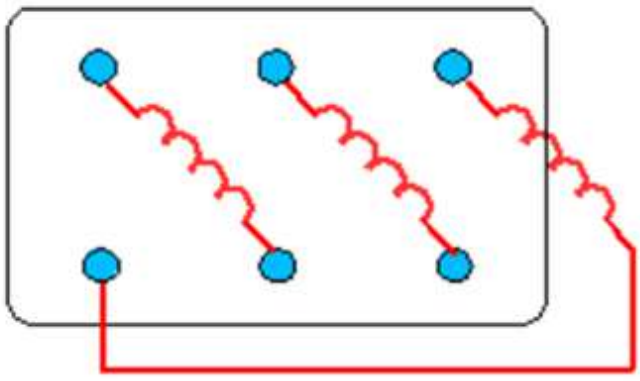


Figure I-4 Branchement des bobines

Bilan de puissance

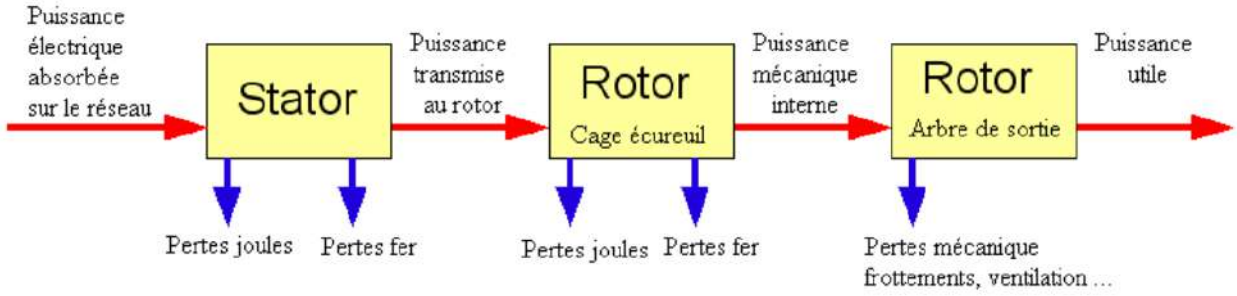


Figure I-5 Bilan de puissance de la Mas

I.2 Etat de l'art sur les convertisseurs multi niveaux :

Au début des années 90, l'évolution croissante des calibres en tension et en courant des Semi-conducteurs de puissance a stimulé le marché des convertisseurs statiques de puissance spécialement dédiés aux applications de moyennes et de fortes puissances, allant de quelques kilowatts jusqu'à plusieurs mégawatts. Néanmoins, malgré les avancées significatives des technologies utilisées en développement et en fabrication des interrupteurs de puissance, l'évolution des technologies des semi-conducteurs est assez lente par rapport au marché mondial Les principales applications de la topologie multi niveau se trouvent généralement dans la traction et la propulsion électriques : locomotives de 3kV, navires électriques, variateurs de vitesse de 4.5kV, ainsi que dans les systèmes de génération et de transport de l'énergie électrique L'utilisation des convertisseurs multiniveaux dans les installations industrielles a été motivée par des avantages énergétiques, largement éprouvés de nos jours : la réduction très significative du taux de distorsion harmonique du courant, l'amélioration du facteur de puissance, la réduction des contraintes électriques aux bornes des interrupteurs statiques, la diminution des pertes de puissance et la réduction du volume des filtres (si nécessaires).

Toutefois, ces convertisseurs présentent des inconvénients. Entre autres, on peut citer : le nombre élevé de composants électriques, la complexité de la commande et la nécessité d'équilibrer les tensions aux bornes des condensateurs du bus barre continu.

Les onduleurs multiniveaux

Deux catégories d'onduleurs multiniveaux sont actuellement répertoriées. La première catégorie regroupe les onduleurs principaux en trois groupes :

1) les onduleurs à diodes de bouclage (en anglais clamping diodes appelé diode clamp) Neutral Point Clamped (NPC) et Multiple Point Clamped (MPC)
2) l'onduleur à condensateur flotteur [ou Flying Capacitor (FC)]
3) l'onduleur à pont en cascade H-bridge.

La deuxième catégorie des onduleurs multiniveaux comporte les assemblages hybrides des onduleurs de la première catégorie. Ainsi, on peut citer entre autres

1) NPC en cascade (CDC),
2) H-bridge en cascades (CMH),
3) NPC et H-bridge en cascade (CDCH)

I.2.1 Les onduleurs multi niveaux avec diodes de bouclage

I.2.1.1 Topologies NPC classiques

L'onduleur Neutral Point Clamped (NPC) est proposé par Baker [BR1] [19]. Cet oduleur permet d'avoir un niveau impair de tension [30, 32, 35, 39]. Le premier onduleur NPC a été développé pour une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte

Après le premier onduleur NPC breveté par Baker, d'autres chercheurs ont développé les différentes structures basées sur NPC L'onduleur NPC permet de disposer d'un nombre impair de niveaux dans le motif de la tension en sortie .Cependant, l'onduleur Multiple Point Clamped (MPC) a été développé dans les années 90 pour un nombre pair de tensions [40-47]. Ces deux types d'onduleurs sont montrés sur les Fig. 1 et Fig. 2.Les principaux avantages de l'onduleur NPC à trois niveaux sur onduleur classique à deux niveaux sont :

♦ Les semi-conducteurs de puissance bloquent une tension inverse égale à la moitié de la tension de l'étage continu ;

♦ La topologie de base peut être facilement généralisée pour générer un convertisseur avec un nombre de niveaux supérieur

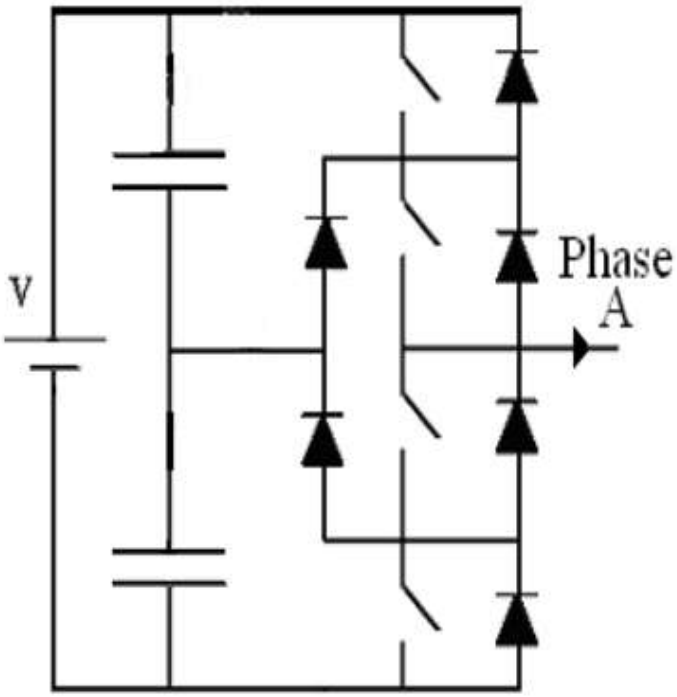


Figure I-6 Onduleur NPC à trois niveaux (à gauche), à cinq niveaux (à droite)

Cependant, pour les topologies avec diodes de bouclage, la pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications au cas des grandes puissances. Entres autres, on peut citer:

♦ Le NPC exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capables de supporter le courant de la pleine charge.

♦ Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension. Une connexion série des diodes pourrait donc être exigée ce qui complique la conception et soulève des questions de fiabilité, et de coût de réalisation.

♦ Le maintien de l'équilibre de la charge des condensateurs demeure toujours une question ouverte pour les topologies des onduleurs NPC avec plus de trois niveaux. Bien que le NPC à trois niveaux fonctionne avec un facteur de puissance élevé, l'onduleur NPC multiniveaux est employé surtout dans les circuits de compensation. Cela est dû au problème d'équilibrage des capacités.

Pour un onduleur NPC ou MPC à k niveaux, les nombres d'éléments constituant les topologies NPC et MPC : s pour la source DC, bc pour les bancs de condensateurs, n pour les transistors de puissance et d pour les diodes de bouclage, sont donnés, pour chaque phase, par les relations du tableau suivant :

	NPC	MPC
S	1	1
Bc	2*(k-1)	k-1
N	(k-1)	2*(k-1)
D	2*(k-2)	k

Table I-1 Nombre d'éléments des onduleurs NPC et MPC multi niveaux.

I.2.1.2 Topologies basées sur NPC

Il existe plusieurs variantes de convertisseurs multi niveaux dont la configuration est une modification de la topologie NPC de base. Ces variantes permettent par exemple de repousser certaines limitations de la structure de base, comme l'inégalité des tensions inverses supportées par les diodes. Les Fig. 3 montrent 3 niveaux ANPC ; dans la configuration 3-b, les états de commutation peuvent être utilisés pour doubler la fréquence de découpage apparente

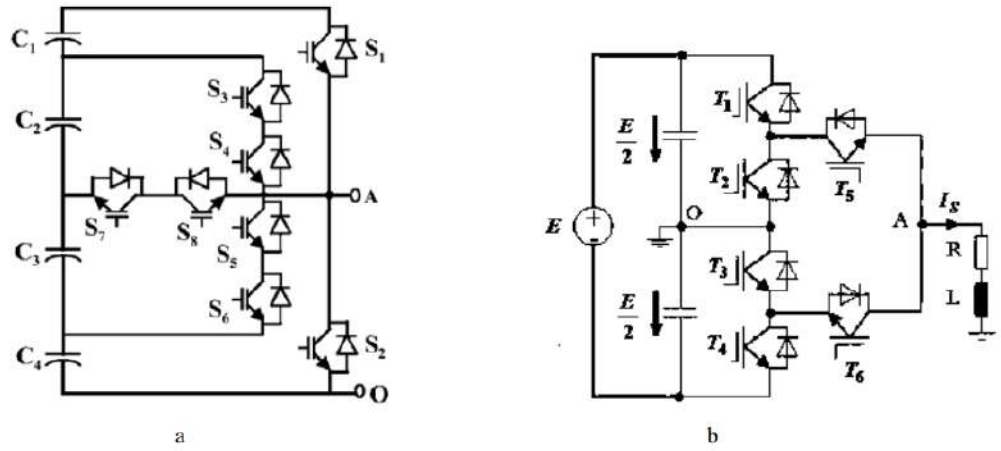


Figure I-7 Topologies basées sur le modèle NPC

I.2.2 Les onduleurs multi niveaux à condensateur flotteur (ou FC)

Le convertisseur à condensateurs flottants (Flying Capacitor Multilevel Inverters) ou convertisseur multicellulaire est une topologie de conversion d'énergie qui repose sur la mise en série d'interrupteurs commandés. Elle est apparue au début des années 1990 à la suite d'un brevet déposé par Meynard et Foch [BR4]. Cet onduleur est obtenue par raccordement de cellules de condensateurs de bouclage. Le premier avantage de cette topologie est l'absence des diodes de bouclage propres aux topologies des onduleurs NPC et MPC. De plus, les contraintes en tension imposées aux composants de puissance sont naturellement limitées : on note une faible valeur de dv/dt aux bornes des composants.. Des ''redondances'' de commutation dans les séquences de fonctionnement introduisent des états qui peuvent être utilisés pour le maintien de l'équilibre des charges des condensateurs. Ainsi, par phase, une seule source DC est nécessaire. Les onduleurs FC peuvent présenter des nombres pairs ou impairs de niveaux, comme montre Fig. 4

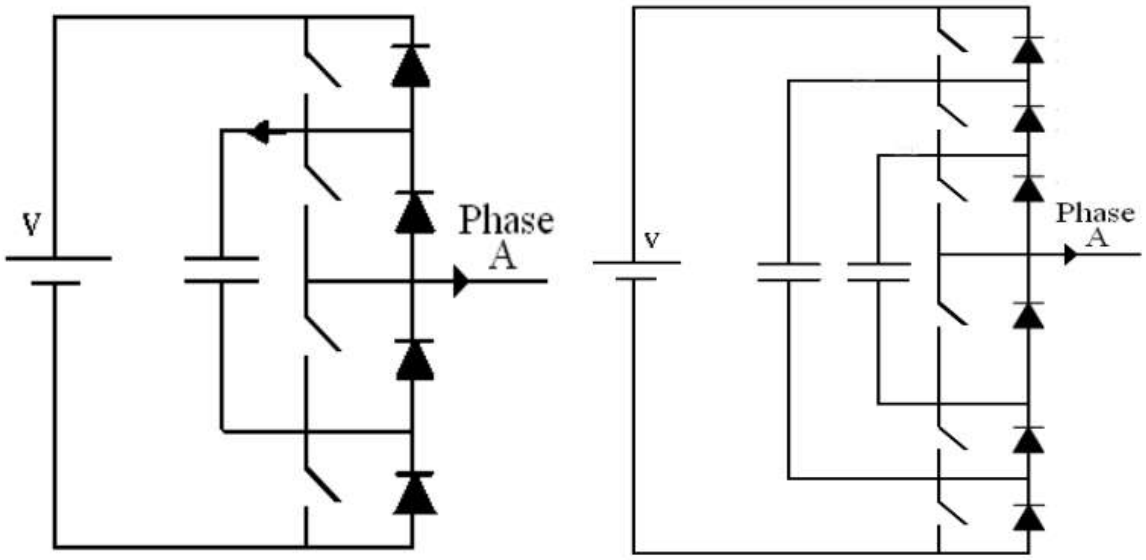


Fig. 4 Onduleurs FC à trois et à quatre niveaux (par phase)

Le FC a quelques inconvénients comme :

♦ Le contrôleur de la charge du condensateur augmente la complexité du contrôle du circuit entier ;

♦ Il exige des condensateurs mis en parallèle, dont, les forts courants pourront circuler à travers ces condensateurs ;

♦ Il existe un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés.

Pour un onduleur à k niveaux, le nombre des éléments constituant la topologie : s pour la source DC, bc pour les bancs de condensateurs, n pour les transistors de puissance est donné, pour chaque phase .

I.3 Etat de l'art des stratégies de commande des onduleurs multi niveaux

Les stratégies de commande des convertisseurs multi niveaux sont adaptées de celles qui sont appliquées aux convertisseurs à deux niveaux. Dans cette section, nous présentons quelques-unes d'entre elles.

I.3.1 Modulation Sinusoïdale (MS)

I.3.1.1 MS cacique mono-porteuse

La technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI ; en anglais : Pulse Width Modulation, soit PWM), est la plus utilisée pour la commande des onduleurs classiques (deux niveaux). C'est aussi la stratégie de modulation la plus utilisée dans les onduleurs multi niveaux dite à modulation sinusoïdale.

Elle consiste à comparer d'une onde de référence ou modulante, généralement sinusoïdale (le signal à synthétiser) à une porteuse généralement triangulaire Fig. 19. Le signal de sortie change d'état à chaque intersection de la modulante et de la porteuse.

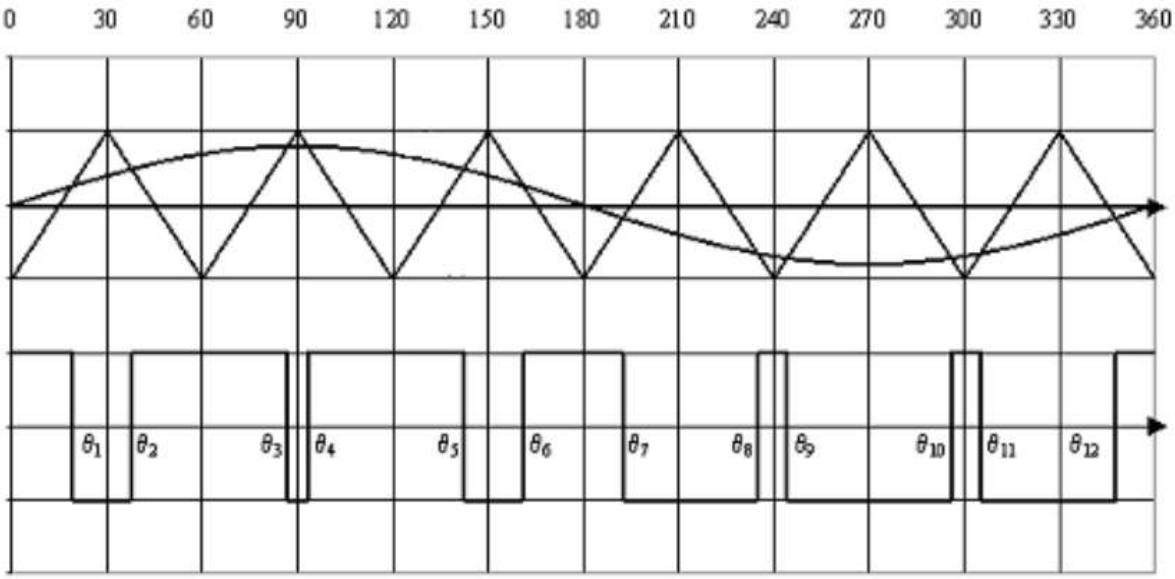


Figure I-8 MLI Classique intersective

I.3.1.2 Modulation sinusoïdale multi-porteuse

Dans les onduleurs multiniveaux, nous observons souvent les modulations sinusoïdales multiporteuses. On peut diviser la modulation sinusoïdale multiporteuse en trois catégories :
1 Classique;
2 Commande modifiée de premier type ;
3 Commande modifiée de second type ;
En général, pour la commande d'un onduleur à k niveaux, nécessite k-1 ondes porteuses.

I.3.1.3 Modulation sinusoïdale multi-porteuse classique

Dans cette technique de modulation nous utilisons les différentes porteuses afin de pouvoir construire toutes les commandes nécessaires à tous les interrupteurs. Dans cette technique, la référence est comparée en permanence avec chacun des signaux triangulaires. Si la référence est supérieure à un signal triangulaire, le signal de sortie vaut 1, donc l'interrupteur correspond à cette modulation est actif, si la référence est inférieure à un signal triangulaire, le signal de sortie change donc d'état.

A titre d'exemple, pour un onduleur à trois niveaux, les deux signaux triangulaires ont même fréquence et même amplitude, c'est la modulation sinusoïdale à double triangle

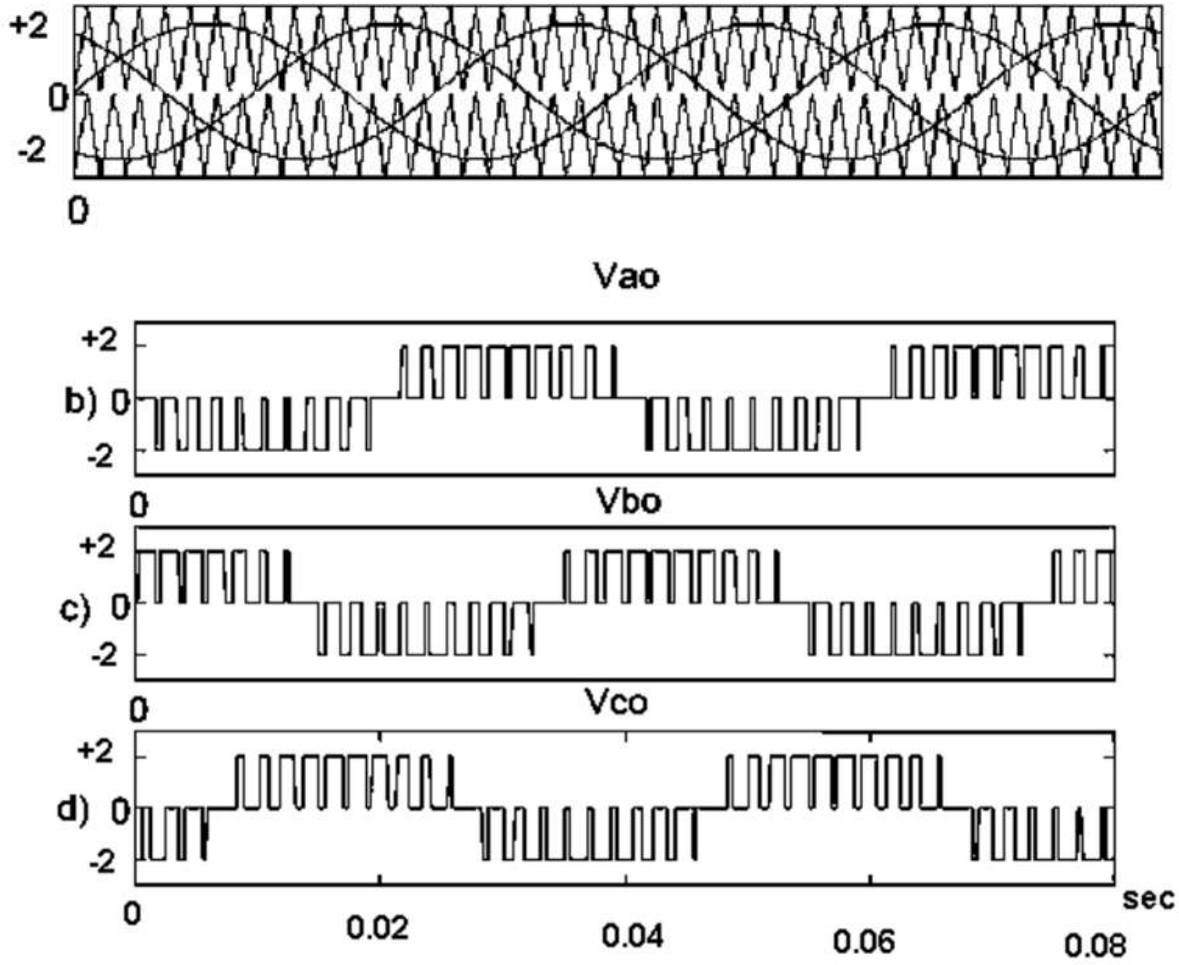


Figure I-9 Principe de la MLI à doubles triangles

Afin de généraliser cette technique aux onduleurs de niveaux supérieurs à trois, on doit déterminer le nombre de triangulaire requises pour les niveaux impairs. Cette relation est définie est le nombre de triangulaires k est le nombre de niveau.

Chapitre II

Modélisation Et Simulation De La Machine Asynchrone

II.1 Introduction:

Le moteur asynchrone ou moteur d'induction est actuellement le moteur électrique dont l'usage est le plus répandu dans l'industrie. Son principal avantage réside dans l'absence de contacts électriques glissants, ce qui conduit à une structure simple et robuste facile à construire.

Le domaine de puissance va de quelques watts à plusieurs mégawatts. Relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse variable peu différente de la vitesse de synchrone.

Le moteur asynchrone permet aussi la réalisation des entrainements à vitesse variable, et la place qu'il prend dans ce domaine ne cesse de croire [**2**].

La machine asynchrone présente l'avantage d'être robuste, peu couteuse et de construction simple. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique liée aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor, [**3**].

La modélisation de la machine asynchrone est une phase indispensable, permettant la représentation synthétique et claire de l'ensemble Convertisseur-Machine, ceci à partir d'un formalisme général de leur interaction mutuelle. Cette représentation est une représentation très proche dans son principe au formalisme des systèmes asservis par une fonction de transfert, en plus elle permet le calcul de certaines commandes [**4**], Ainsi, la modélisation dynamique, du modèle mathématique de la machine asynchrone est nécessaire pour observer et analyser les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques. En plus, elle permet de prévoir le contrôle nécessaire pour éviter les différents effets contraignants pendant les opérations de freinage et de variation de charge [**5**].

Dans ce chapitre, nous présenterons le modèle mathématique triphasé de la machine asynchrone et de sa transformation dans le système biphasé. Une représentation sous forme d'état est élaborée à partir des lois physiques qui régissent son fonctionnement en alimentant notre machine en tension. Le modèle sera testé par simulation et évalué à travers les différents résultats.

II.2 Généralités sur les machines asynchrones :

II.2.1 Description et principe de fonctionnement :

Le moteur asynchrone comporte deux parties essentielles, l'une fixe appelée stator (primaire), portant un bobinage triphasé logé dans les encoches, relié à la source d'alimentation, et l'autre mobile ou rotor (secondaire) qui peut être soit bobiné soit à cage d'écureuil. Ces deux parties sont coaxiales et séparées par un entrefer [**6**].

Le principe de fonctionnement repose entièrement sur les lois de l'induction :

- La machine asynchrone est un transformateur à champ magnétique tournant dont le secondaire (rotor) est en court-circuit.
- La vitesse de rotation **Ωs** du champ tournant d'origine statorique, rigidement liée à la fréquence **fs** de tension triphasée d'alimentation.

$$\Omega = 60.\frac{f_s}{n_p} \qquad \text{(I.1)}$$

On désigne par "n_p" le nombre de pairs de pôles de chacune des enroulements des phases statoriques. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ωm, différente de Ωr (asynchrone), l'application de la loi de Faraday aux enroulements rotorique montre que ceux-ci deviennent le siège d'un système de forces électromotrices triphasées, engendrant elles-mêmes trois courants rotoriques, d'après la loi de LENZ ces derniers s'opposent à la cause qui leur a donnés naissance, c'est-à-dire la vitesse relative de l'induction tournante statorique par rapport au rotor Ceci va entraîner le rotor vers la poursuite du champ et essayer de le faire tourner à la même vitesse **Ωs ($\Omega s=\frac{Ws}{np}$),** cette vitesse ne peut être atteinte ; car il n'y aurait plus de courants induits, donc plus de force, et le rotor tourne à une vitesse **Ωr ($\Omega r=\frac{W_r}{n_r}$)**inférieure à Ωs, il n'est pas au synchronisme du champ : la machine est dite asynchrone [**7**].

De ce fait, selon que Ωr est inférieure (hypo-synchrone) ou supérieur (hyper synchrone) à Ωs, la machine développe respectivement un couple moteur tendant à accroître Ωr, ou un couple résistant tendant à réduire Ωr, de toute évidence le couple électromagnétique s'annule à l'égalité de vitesse. L'échange énergétique avec le réseau donne le signe de l'écart (Ωs - Ωr). On caractérise ainsi le fonctionnement asynchrone par le glissement g définit par :

$$g = \left[\Omega_s - \frac{\Omega_r}{\Omega_s}\right] \qquad \text{(I.2)}$$

Dans les conditions nominales de fonctionnement de la machine en moteur, le glissement exprimé en pourcent est de quelques unités. Une augmentation de la charge mécanique provoque une augmentation du glissement et des pertes joules dans les enroulements statoriques et rotoriques. [**8**]

II.2.2 Hypothèse simplificatrices :

La modélisation de la machine asynchrone s'appuie sur un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui sont [**9**]» :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.
- L'effet d'encochage est négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Pertes ferromagnétiques négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau.
- On admet de plus que les forces magnétomotrices f.m.m crées par chacune des phases des deux armatures est à répartition sinusoïdal

II.3 Modèle triphasé de la MAS :

Pour avoir le modèle simplifié de la machine on utilise les hypothèses précédentes: [**10**] La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une machine asynchrone nous facilite largement son étude pour sa commande dans les déférents régimes de fonctionnement transitoire ou permanent. Les axes rotoriques tournent avec Ω par rapport aux axes statoriques fixes comme le montre la Figure (I.1).

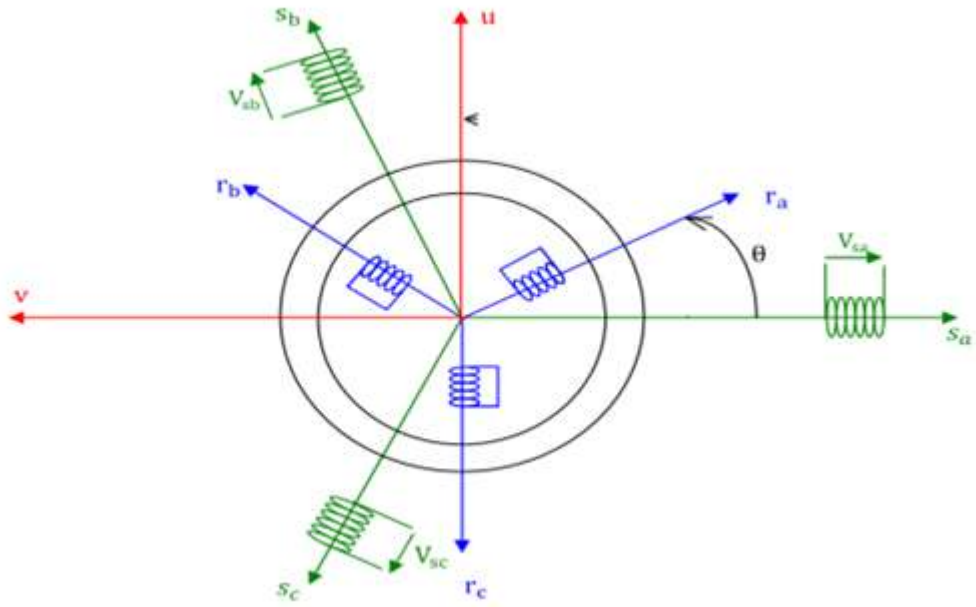


Figure II-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée

II.3.1 Equations des tensions:

En partant de la Figure (I.01), les équations électriques du modèle de la machine asynchrone triphasée s'écrivent respectivement par rapport au stator avec l'indice (s) et par rapport au rotor avec l'indice (r) comme suit :

Pour le stator :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ Vs_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad \text{(I.3)}$$

Ou sous la forme compacte comme suit :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \quad \text{(I.4)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{(I.5)}$$

Ou sous la forme compacte comme suit :

$$[V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \quad \text{(I.6)}$$

II.3.2 Equation mécanique :

L'équation mécanique de la MAS est donnée par:

$$J\frac{d\Omega r}{dt} = C_{em} - Cr - f\Omega \quad \text{(I.7)}$$

$f =$ Coefficient de frottement visqueux

Sous forme développée, nous aurons les expressions de la MAS est :

II.3.3 Equation des flux

Les relations entre flux et courant s'écrivent sous forme matricielle comme suit :

Pour le stator :

$$[\phi_s] = [L_s].[I_s] + [M_{sr}].[L_r] \quad \text{(I.8)}$$

Où :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} = [L_s]. \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + [M_{sr}]. \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad \text{(I.9)}$$

Pour le rotor :

$$[\phi_r] = [L_r].[I_r] + [M_{rs}].[I_s] \quad \text{(I.10)}$$

Où :

$$\begin{bmatrix}\phi_{ra}\\ \phi_{rb}\\ \phi_{rc}\end{bmatrix} = [L_r].\begin{bmatrix}I_{ra}\\ I_{rb}\\ I_{rc}\end{bmatrix} + [M_{sr}].\begin{bmatrix}I_{sa}\\ I_{sb}\\ I_{sc}\end{bmatrix} \quad \text{(I.11)}$$

Tel que :

$[M_{sr}] = [M_{rs}]^{T}$

Avec :

$$[L_{cs}] = \begin{bmatrix}L_s & M_s & M_s\\ M_s & L_s & M_s\\ M_s & M_s & L_s\end{bmatrix} \quad \text{(I.12)}$$

$$[L_{cr}] = \begin{bmatrix}L_r & M_r & M_r\\ M_r & L_r & M_r\\ M_r & M_r & L_r\end{bmatrix} \quad \text{(I.13)}$$

$$[\text{Msr}] = [\text{Mrs}]^{T} = M\begin{bmatrix}\cos\theta & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta-\frac{4\pi}{3})\\ \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta-\frac{4\pi}{3})\\ \cos(\theta-\frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta-\frac{2\pi}{3}) & \cos\theta\end{bmatrix} \quad \text{(I.14)}$$

Avec :

θ : Angle qui définit la position relative instantanée entre les axes magnétiques des phases «as» et «ar» pris comme axes des références.

M : valeur maximale de l'inductance mutuelle lorsque les deux axes (ar et as) se coïncident.

II.4 Transformation triphasé-biphasé

Elle consiste à se transférer d'un système triphasé vers un système biphasé, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine
La transformation la plus connu est celle de Park (1929)

II.4.1 Transformation de Park

Le modèle de Park s'obtient par une transformation de repère triphasé en un repère biphasé, il contient à des relations indépendantes de temps ainsi la réduction d'ordre d'équation de la machine.
La transformation d'un système triphasé à un système biphasé consiste à remplacer tout enroulement triphasé par deux enroulements équivalents, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q), comme elle est représentée sur la figure (I.2) :

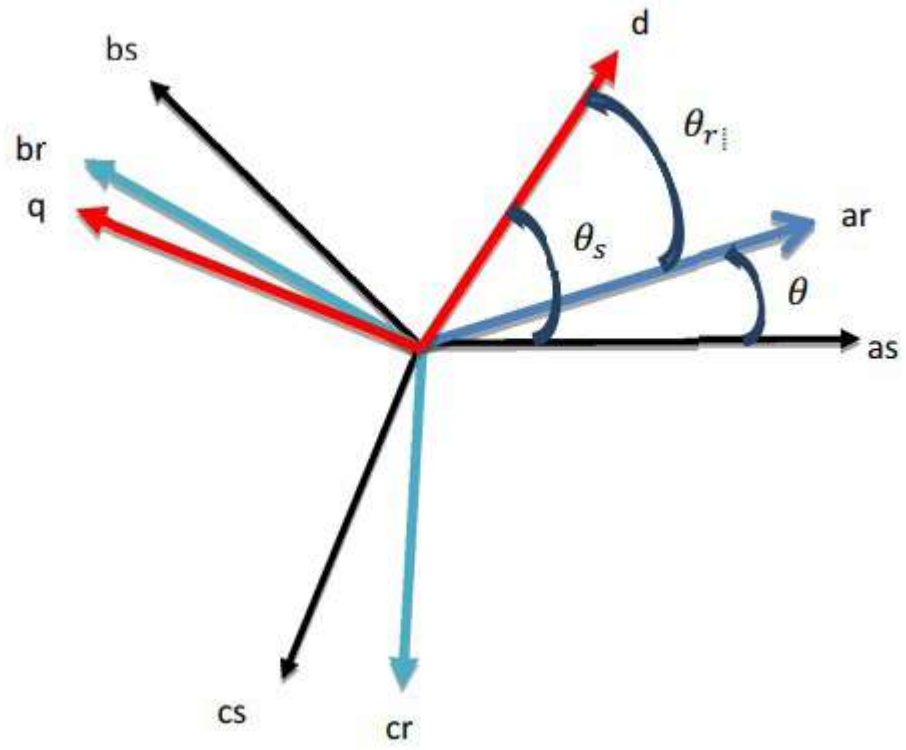


Figure II-2 : Position des axes (d, q) par rapport aux axes de la machine.

$\theta_s = \theta_r + \theta$

θ_s: Angle entre le stator et l'axe d

θ_r: Angle entre le rotor et l'axe d

θ: Angle entre le stator et le rotor.

La transformation de Park de grandeurs statique est définit par :

$$[X_{dqo}] = [K_i].[X_{abc}] \quad \text{(I.15)}$$

$$[X_{abc}] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad , \quad [X_{dqo}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} \quad \text{(I.16)}$$

Avec :

x : représente les variables considères de la machine qui sont tension courants ou flux.

abc : représente les grandeurs réelles

dqo : représente les grandeurs de Park (d : directe, q : transversale, o : homopolaire)

La matrice de transformation de Park est définie par :

$$[K_i]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos(\theta_i) & \cos(\theta_i-\frac{2\pi}{3}) & \cos\left(\theta_i+\frac{2\pi}{3}\right)\\ -\sin(\theta_i) & -\sin(\theta_i-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i+\frac{2\pi}{3})\\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \quad \text{(I.17)}$$

Avec

i= s, r

Pour la conservation des amplitudes des tensions, courants et flux qui utiliser le coefficient $\frac{2}{3}$ et pour la conservation de la puissance qui utilise $\sqrt{\frac{2}{3}}$ La transformation inverse de Park de grandeurs statique est définit par :

$$[X_{abc}] = [k_i] - 1.[X_{dqo}]$$

Et, la matrice inverse de Park est définie par :

$$[K_i]=\sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix}\cos(\theta_i) & -\sin(\theta_i) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(\theta_i-\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i-\frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}}\\ \cos(\theta_i+\frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_i-\frac{2\pi}{3} & \frac{1}{\sqrt{2}}\end{bmatrix} \quad \text{(I.18)}$$

La transformation de Park des grandeurs statorique et rotorique est donnée par les équations suivantes :

$$[V_{dqo}] = [K_i].[V_{abc}] \quad \text{(I.19)}$$

$$[I_{dqo}] = [K_i].[I_{abc}] \quad \text{(I.20)}$$

$$[\phi_{dqo}] = [K_i].[\phi_{abc}] \quad \text{(I.21)}$$

II.4.2 Choix du repère de référence

Il existe trois choix :

- Repère d-q lie au stator (repère stationnaire θ s=0) (α-β), Ce référentiel est choisi lorsqu'on étudie les variations de la vitesse de rotation, associé ou non avec des variations de la fréquence d'alimentation.
- Repère d-q lie au rotor (θr= 0) (x-y), Ce référentiel est intéressant dans les problèmes ou la vitesse de rotation est considérée comme constante, par exemple pour l'étude des contraintes d'un court-circuit.
- Repère d-q lie aux champs tournant$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s$,(d-q) Ce référentiel est le seul qui n'introduit pas de simplifications dans la formulation des équations. Il est très intéressant dans les

problèmes ou la fréquence d'alimentation est constante, ce qui simplifie considérablement les calculs.

II.4.2.1 Repère d-q lié au champ tournant

Pour un repère d-q lie au champ tournant, le champ tournant est le champ produit par le bobinage statorique, en régime permanant à la vitesse de synchronisme on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s \quad \text{(I.22)}$$

$$\theta_s = \theta + \theta_r \quad \text{(I.23)}$$

$$\omega_s = \omega + \omega_r \quad \text{(I.24)}$$

Avec :

1) Equations électriques

a) Equations des tensions

Les équations électriques de la MAS dans un repère de Park lie ou champ tournant sont :

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{dr} = R_r i_{dr} - \omega_r \phi_{qr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} = 0 \\ v_{qr} = R_r i_{qr} - \omega_r \phi_{dr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0 \\ v_{or} = R_r i_{or} + \frac{d\phi_{or}}{dt} = 0 \end{cases} \quad \text{(I.25)}$$

Pour le stator :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \phi_{qs} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} - \omega_s \phi_{ds} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} \\ v_{os} = R_s i_{os} + \frac{d\phi_{os}}{dt} \end{cases} \quad \text{(I.26)}$$

b) Equations des flux magnétiques

Pour le stator :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{os} = l_s i_{os} \end{cases} \quad \text{(I.27)}$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} \phi_{dr} = L_m i_{ds} + L_r i_{dr} \\ \phi_{qr} = L_m i_{qs} + L_r i_{qr} \\ \phi_{or} = l_r i_{or} \end{cases} \quad \text{(I.28)}$$

Avec:

L_s: *Inductance cyclique statorique* $\left(L_s = \frac{3}{2} L_{ms} + L_{is}\right)$

L_r: $Inductance\ cyclique\ rotorique$ $\left(L_r = \frac{3}{2}L_{mr} + L_{ir}\right)$.

L_m: $Inductance\ mutuelle\ cyclique\ entre\ stator\ et\ rotor$ $\left(L_m = \frac{3}{2}L_{sr}\right)$.

$\phi_{ds}, \phi_{qs}, \phi_{os}$: $Les\ flux\ statorique\ dans\ le\ repère\ d-q$.

$\phi_{dr}, \phi_{qr}, \phi_{or}$: $Les\ flux\ rotorique\ dans\ le\ repère\ d-q$.

2) Equations mécaniques

a) Expression de couple électromagnétique

Sachant que la transformation de Park conserve la puissance instantanéeP_{in} ; cette dernière sera donnée par [**11**]

$$P_{in} = \frac{3}{2}v_{ds}i_{ds} + \frac{3}{2}v_{qs}i_{qs} + 3v_{os}i_{os} \quad (I.29)$$

En utilisant les équations de Vds et Vqs on peut écrire une autre expression de puissance instantanée :

$$P_{in} = \frac{3}{2}R_s\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right) + \frac{3}{2}\omega_s\left(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}\right) \quad (I.30)$$

Le premier terme est facilement identifiable aux pertes joules au stator :

$$p_{js} = \frac{3}{2}R_s\left(i_{ds}^2 + i_{qs}^2\right) \quad (I.31)$$

Le second terme correspond à la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \frac{3}{2}\omega_s\left(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}\right) \quad (I.32)$$

Puis, le couple est donné par la relation :

$$C_e = \frac{P_{em}}{\Omega_s} = \frac{p*P_{em}}{\omega_s} \quad (I.33)$$

Ω_s: vitesse de synchronisme (tr /min)

P : nombres de pair de pôles

Finalement, en utilise l'équation dernière par calculer le couple électromagnétique qu'on peut exprimer sous formes suivante :

$$\begin{cases} C_e = \frac{3}{2}\rho\left(\phi_{ds}i_{qs} - \phi_{qs}i_{ds}\right) \\ C_e = \frac{3}{2}\rho\, L_m\left(i_{dr}i_{qs} - i_{qr}i_{ds}\right) \\ C_e = \frac{3}{2}\rho(i_{dr}\phi_{qr} - i_{qr}\phi_{dr}) \\ C_e = \frac{3}{2}\rho\frac{L_m}{L_r}\left(\phi_{dr}i_{qs} - \phi_{qr}i_{ds}\right) \end{cases} \quad (I.34)$$

b) Equation mécanique (vitesse)

Pour étudier les phénomènes transitoires électromécaniques avec une vitesse rotorique variable (par exemple le démarrage, le freinage, la variation de la charge à l'arbre, …etc.), il faut ajouterl'équation de mouvement au système d'équations différentielles

$$J\frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f_v\Omega \quad (I.35)$$

Avec :

Ω :La vitesse mécanique de la MAS.

J : Le moment d'inerte.

C_e :Le couple électromagnétique

C_r : Couple résistant.
f_v : Coefficient de frottement visqueux.

II.5 Model de la machine asynchrone :

Le model de la machine asynchrone dans le repère (q,d), après transformation, est donné par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}I_{ds} = \frac{1}{sL_s}\left[-\left(R_s + \frac{L_M^2}{L_r T_r}\right)I_{ds} + W_s S L_s I_{qs} + \frac{L_M}{L_r T_r}Q_{dr} + \frac{L_M}{L_r}W_r Q_{qr} + V_{ds}\right] \\ \frac{d}{dt}I_{qs} = \frac{1}{sL_s}\left[-W_s \sigma L_s I_{ds} - \left(R_{s+}\frac{L_M^2}{L_r T_r}\right)I_{qs} - \frac{L_M}{L_r}W_r \phi_{dr} + \frac{L_M}{L_r T_r}\phi_{dr} + V_{ds}\right] \\ \frac{d}{dt}\phi_{dr} = \frac{L_M}{T_r}I_{ds} - \frac{1}{T_r}\phi_{dr} + (w_s - w_r)\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\phi_{dr} = \frac{L_M}{T_r}I_{qs} - (w_s - w_r)\phi_{dr} - \frac{1}{T_r}\phi_{qr} \\ \frac{d}{dt}\Omega_r \frac{1}{J}\left[p\frac{L_M}{L_r}\left(\phi_{dr}I_{qs} - \phi_{qr}I_{ds}\right) - C_r - f\Omega_r\right] \end{cases} \quad \text{(I.36)}$$

II.6 Résultats des simulations en boucle ouvert

Une simulation en SIMULINK sous MATLAB 2013a été effectuée en vue de suivre le comportementdes différentes grandeurs qui caractérisent la machine.
La machine objet de cette simulation estd'une puissance de 1.5 kWet ses paramètres sont donnés comme suit (L'annex)

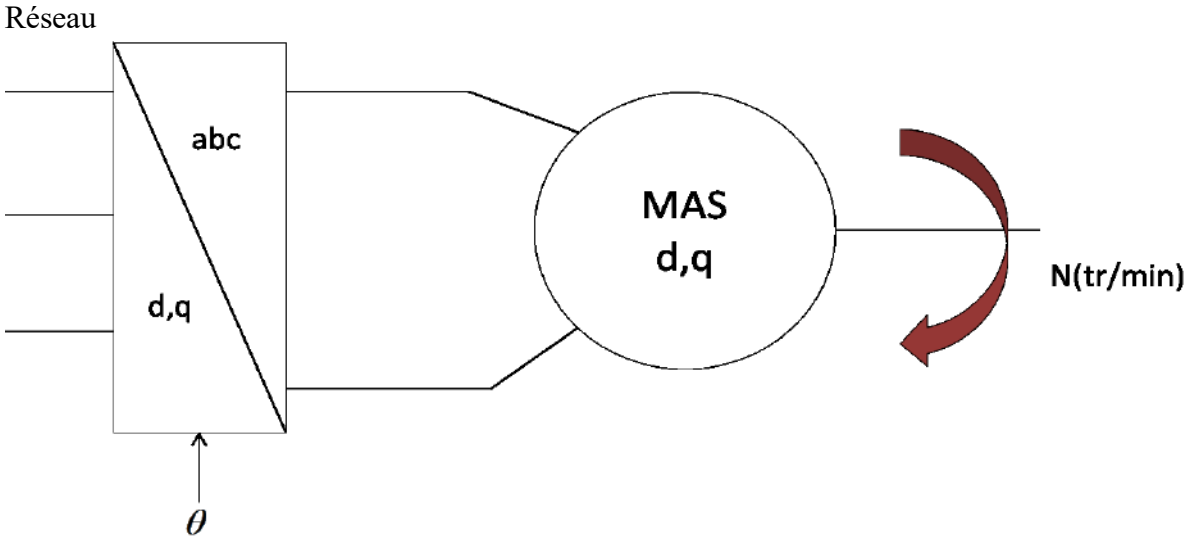


Figure II-3 : Représentation de la machine asynchrone alimentée par le réseau triphasé

II.6.1 Résultats du Simulations:

Les résultats de simulation des figures (Fig. I.5, I.6… I.9) représentent les caractéristiques électriques et électromagnétiques du moteur asynchrone à vide alimenté directement par le réseau triphasé.

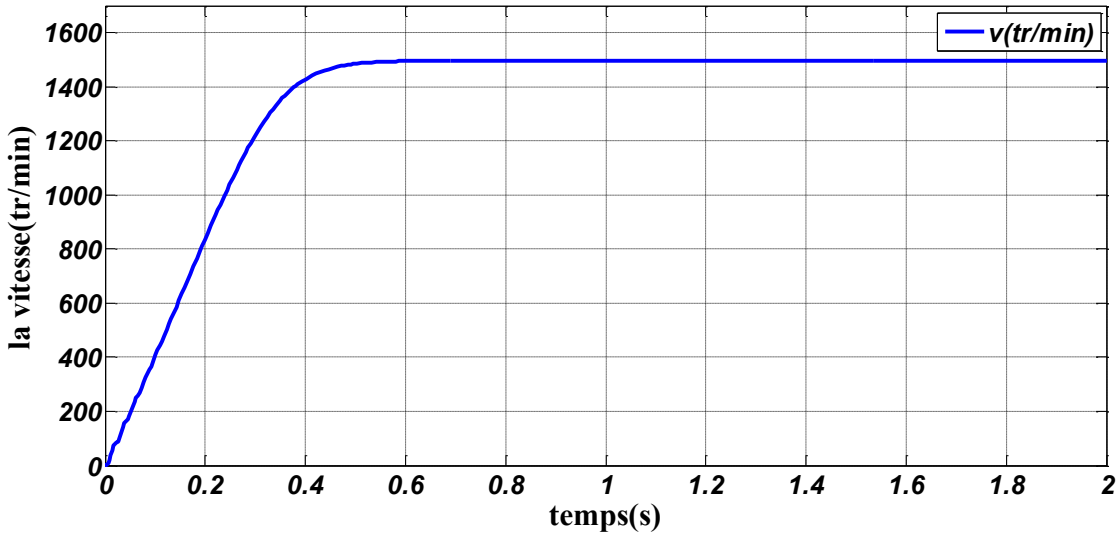


Figure II-4 : Vitesse de la MAS.

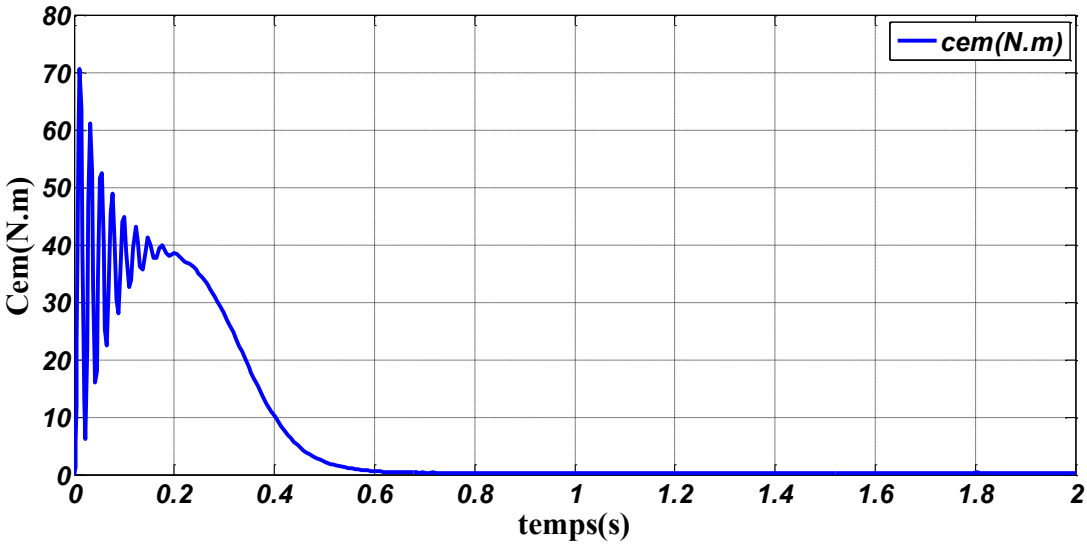


Figure II-5 : Couple électromagnétique de la MAS

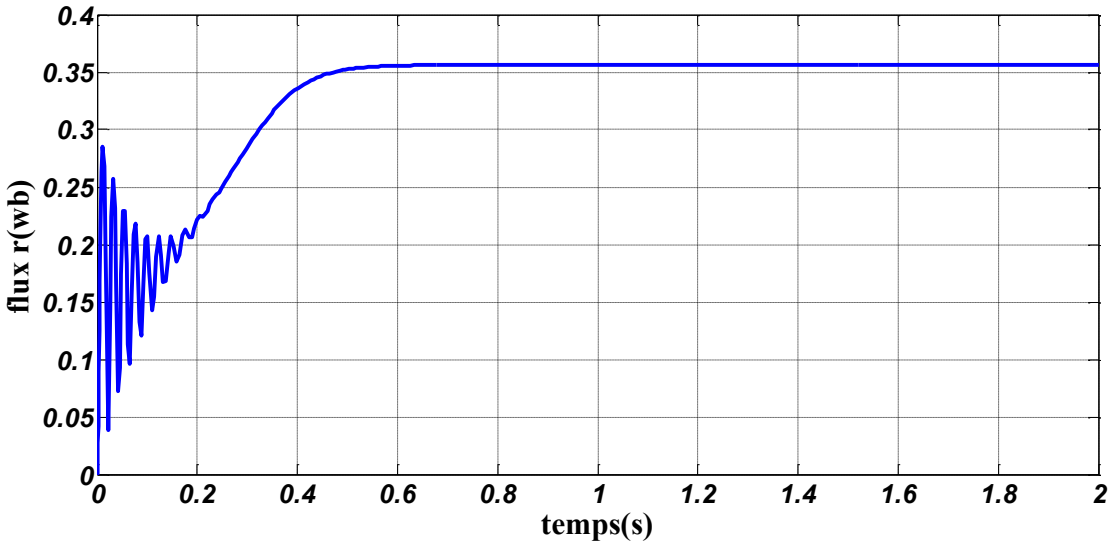


Figure II-6 : Flux r de la MAS.

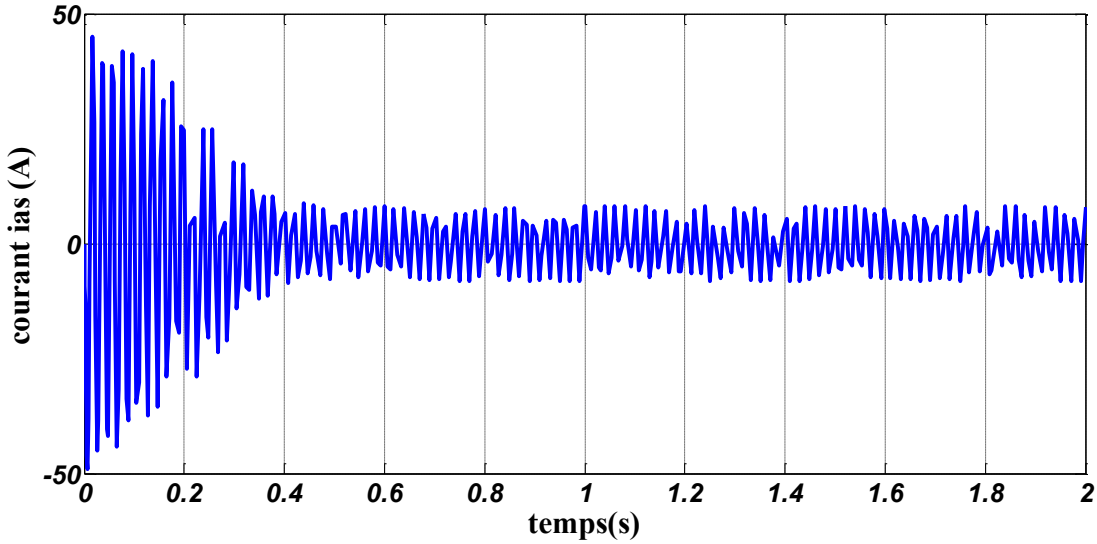


Figure II-7 : Courant statorique de la MAS

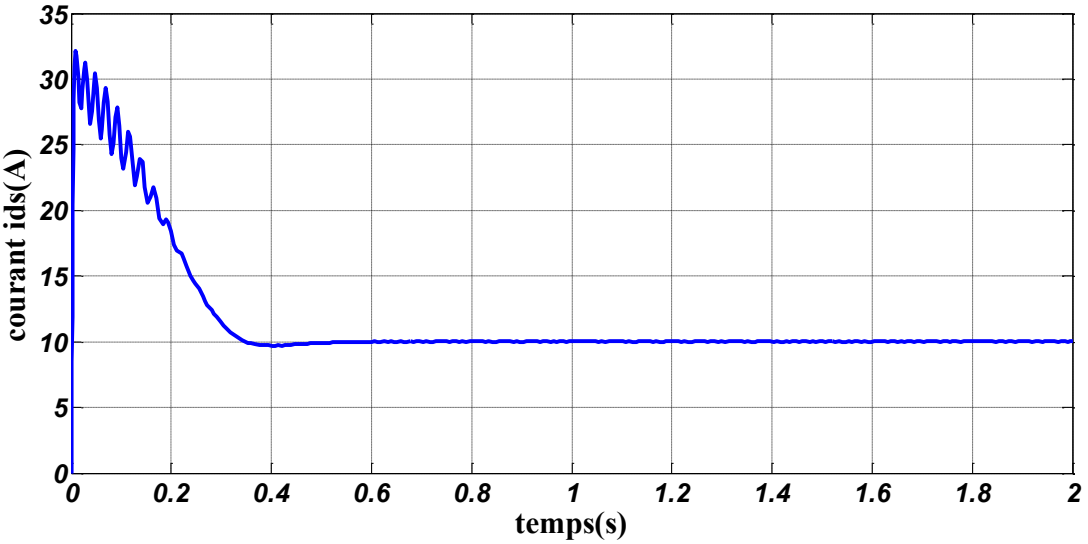


Figure II-8 : Courant dans l'axe q de la MAS

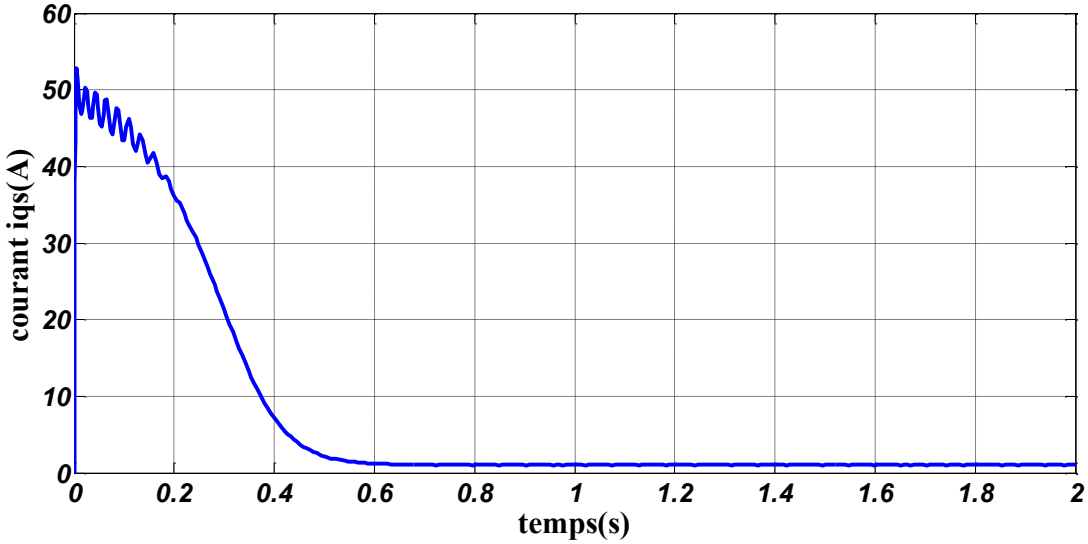


Figure II-9 : Courant dans l'axe d de la MAS.

II.6.2 Fonctionnement en charge:

Les résultats de simulation des figures (Fig.I.11, I.12 …I.16) représentent les caractéristiques électriques et électromagnétiques du moteur asynchrone alimenté directement par le réseau triphasé avec application d'un couple de charge Cr =5 N.m à

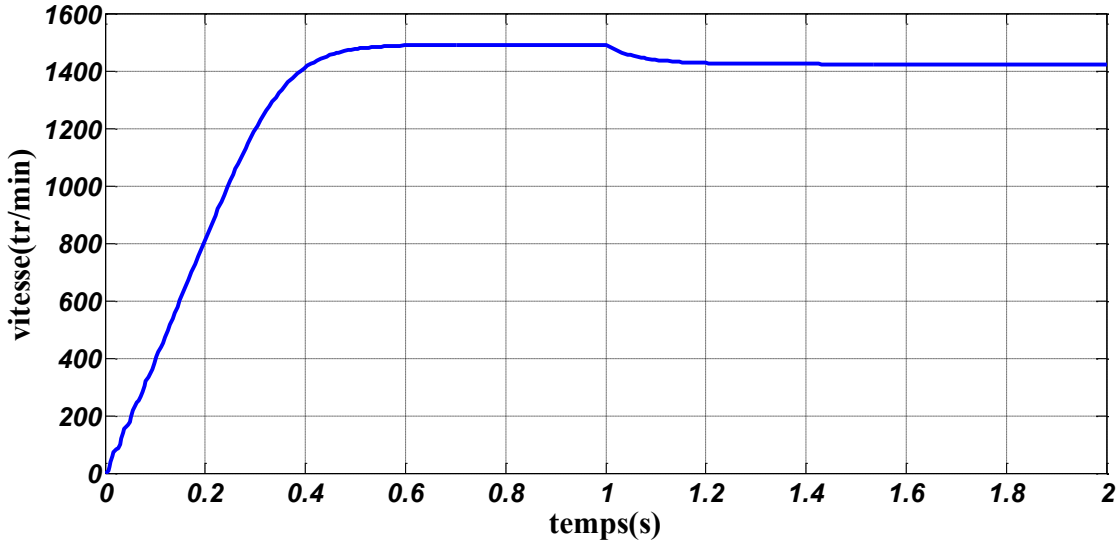


Figure II-10 : Vitesse de la MAS

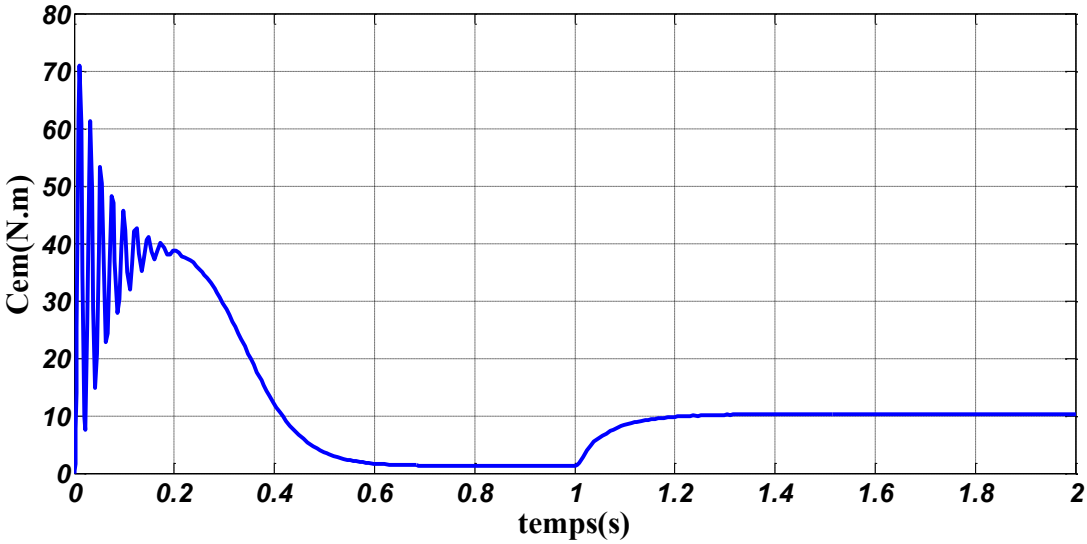


Figure II-11 : Couple électromagnétique de la MAS.

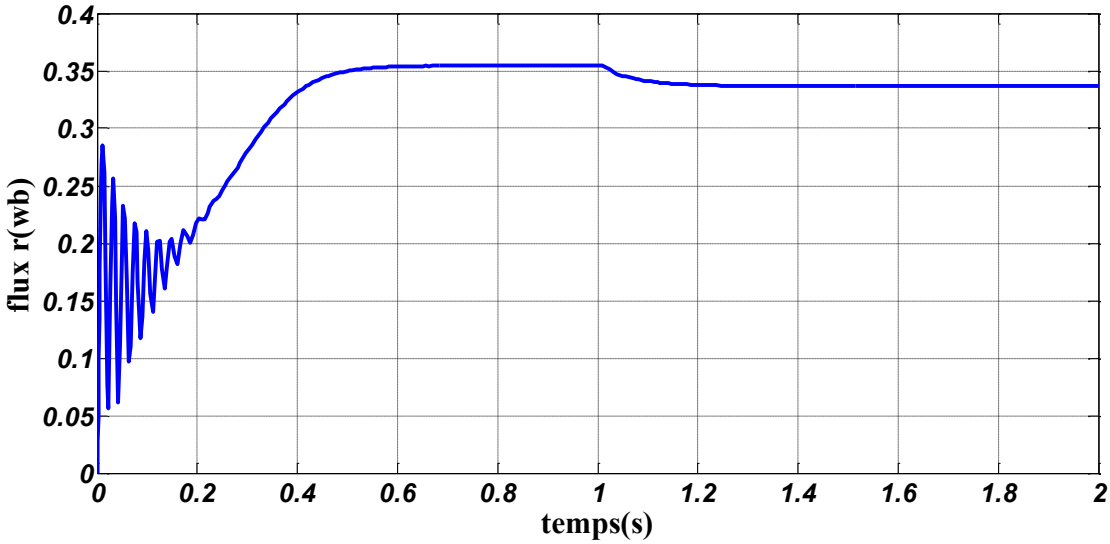


Figure II-12 : Flux Fr de la MAS.

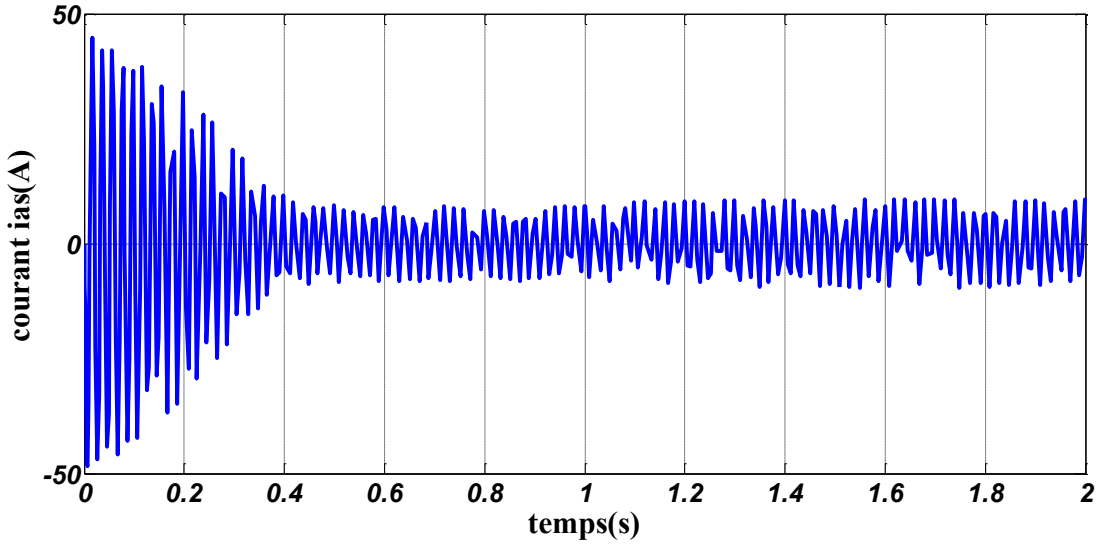


Figure II-13 : Courant statorique ias.

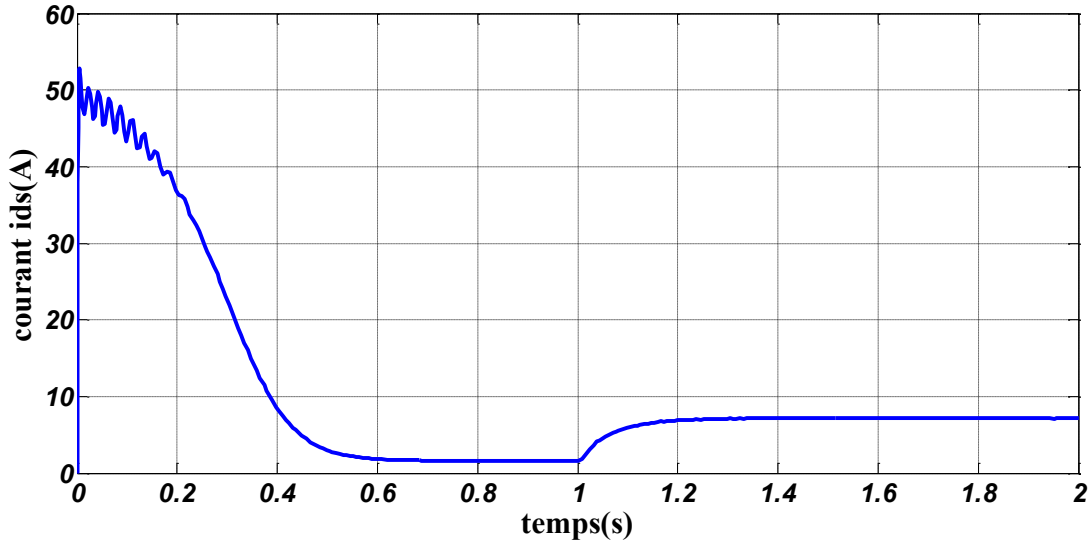


Figure II-14 : Courant dans l'axe d de la MAS.

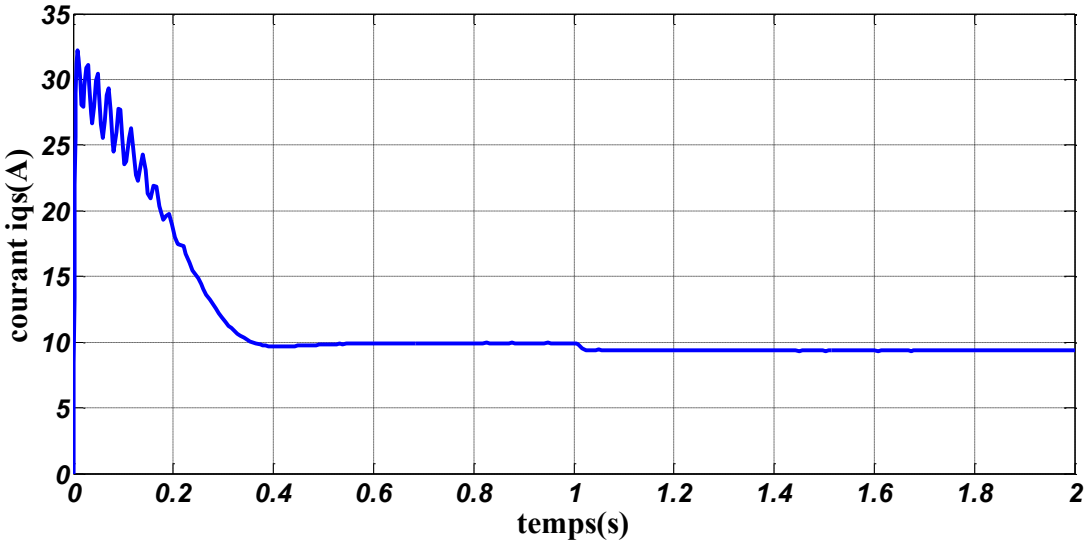


Figure II-15 : Courant dans l'axe q de la MAS

II.6.3 Interprétations des résultats :

A partir des résultats de simulations on constate que :

- L'allure de la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage avec un accroissement presque linéaire, en suite la vitesse se stabilise à la valeur

nominale. En appliquant une charge à l'instant t=1s, on constate une légère diminution de vitesse. **Fig. I.11**

- Au premier instant du démarrage, le couple électromagnétique est fortement pulsatoire à cause du moment d'inertie, il atteint la valeur (1 N.m), puis il tend vers le régime de fonctionnement à vide. L'application de la charge qui se traduit par l'apparition d'une valeur qui correspond au couple appliqué**. Fig. I.12**
- Pour l'évolution du flux statorique en fonction du temps. Au premier instant de démarrage, l'allure du flux statorique prend des petites oscillations puis elle stabilise à la valeur nominale, on remarque une diminution du flux au moment de l'application de la charge. **Fig. I.13**
- Le courant statorique en fonction du temps, on reconnaît le classique appel de démarrage le courant statorique est excessif, vue qu'il est de courte durée, la machine pourrait le supporter sans risquer un échauffement dangereux. Cette valeur de courant due au régime transitoire disparaisse au bout de quelques alternances afin d'obtenir une forme sinusoïdale d'amplitude constante. A l'instant t=1s, on constate que le courant statorique augmente à cause de l'augmentation du couple résistant (charge) **Fig I.14**

II.7 Conclusion

Dans le premier chapitre, on a présenté la modélisation de la machine asynchrone triphasée dans l'environnement MATLAB/SIMULINK. Alimentée directement par le réseau triphasé, Cette modélisation est basée sur certaines hypothèses simplificatrices. Le modèle présenté a été donné dans un repère biphasé général dans le but de réduire la complexité du modèle. Une transformation dite de Park a été utilisée pour assurer le passage entre les repères triphasé et biphasé, cette dernière répond bien pour décrire l'évolution d'un démarrage direct sur un réseau, et les résultats de simulation ont montré le comportement global de la machine asynchrone en présence et en absence d'un couple de charge.

Chapitre II: Partie 2

Modélisation d’un convertisseur cinq niveaux

II.8 Introduction

Un convertisseur statique est dit "multi-niveaux" lorsqu'il génère une tension découpée de sortie composée d'au moins trois niveaux. Ce type de convertisseur présente essentiellement deux avantages. D'une part les structures multi niveaux permettent de limiter les contraintes en tension subies par les interrupteurs de puissance : chaque composant, lorsqu'il est à l'état bloqué, supporte une fraction d'autant plus faible de la pleine tension continu que le nombre de niveaux est élevé. D'autre part, la tension de sortie délivrée par les convertisseurs multi niveaux présente d'intéressantes qualités spectrales. Le fait de multiplier le nombre de niveaux intermédiaires permet aussi de réduire l'amplitude de chaque front montant ou descendant de la tension de sortie. L'amplitude des raies harmoniques est, par conséquent, d'autant moins élevée. Dans le cas plus précis d'un fonctionnement en modulation de largeur d'impulsion, le recours à un convertisseur multi-niveaux associé à une commande judicieuse des composants de puissance permet en outre de supprimer certaines familles de raies harmonique [**12**].

II.9 Les avantages d'un onduleur multi-niveaux :

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

a) Avantage technologique :

Dans les onduleurs multi-niveaux, la répartition de la tension est obtenu de manière naturelle en régime établi, ce qui permet de commuter chaque semi-conducteur indépendamment des autres. Ceci rend le convertisseur plus robuste et plus Performant pendant les commutations.

b) Avantages fonctionnelles pour le convertisseur :

Possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance. Possèdent de meilleurs compromis entre performances statique (tension de saturation) et performances dynamiques (temps de commutation, pertes par commutation, fréquence de découpage)

c) Avantage fonctionnelles pour la machine :

Le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur deux niveaux de tension, ce qui permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique. Ceci peut entrainer des avantages considérables comme la diminution des pertes fer, la diminution du rayonnement électromagnétique issu des bobinages de la machine.

II.10 Onduleur à trois niveaux de tension de type NPC :

II.10.1 Structure générale:

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure II.1. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série (C1 et C2). Formant un point milieu noté (O) qui permet à l'onduleur d'accéder à un niveau de tension supplémentaire par rapport à l'onduleur classique à deux niveaux.

La tension totale du bus continu vaut E ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension E/2 à leurs bornes.
Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs
Commandés (F11, F12, F13 et F14 pour le bras a) et deux diodes de maintien connectées au point milieux du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classique d'un transistor IGBT et d'une diode en antiparallèle.

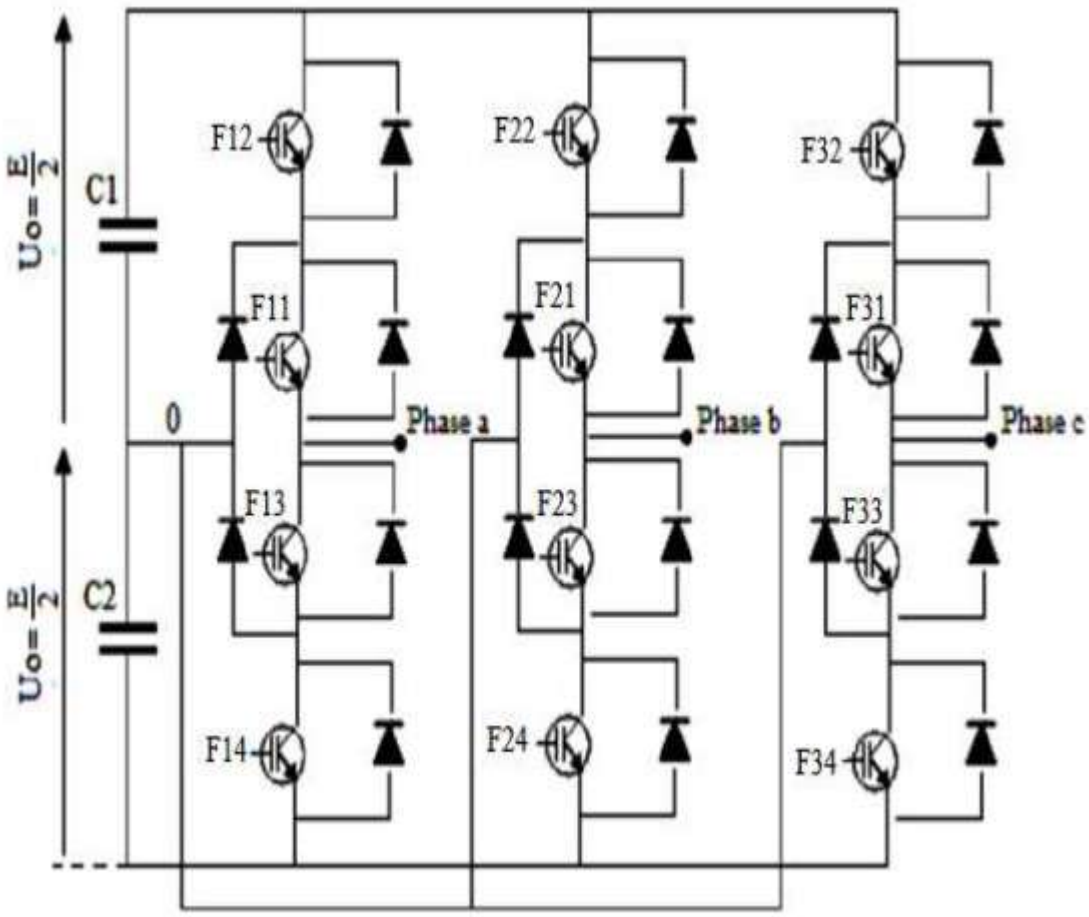


Figure II-16 Schéma de l'onduleur de tension à trois niveaux

II.10.2 Configurations d'un bras de l'onduleur à trois niveaux [13] :

a) Première configuration {1100}
F11, F12 sont passant et F13, F14 sont bloqués, la valeur de tension simple Vao est
Donnée par l'équation suivante :

$$Vao = +E/2 \qquad (II.01)$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$VF_{13} = VF_{14} = +E/2 \quad \text{(II.02)}$$

b) Deuxième configuration {0110}

F12, F13 sont passant et F11, F14 sont bloqué, le point a est relié directement au point neutre o La tension simple Vao est nulle :

$$Vao = 0 \quad \text{(II.03)}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$F11 = F14 = +E/2 \quad \text{(II.04)}$$

c) troisième configuration {0011}

F13, F14 sont passants et F11, F12 sont bloqués, la valeur de tension simple Vao est donnée par l'équation suivante :

$$Vao = -E/2 \quad \text{(II.05)}$$

La tension inverse aux bornes des interrupteurs bloqués est :

$$F11 = F12 = +E/2 \quad \text{(II.06)}$$

Nous mettons les différentes configurations dans le tableau :

Etat des interrupteurs				**Tension de sortie Vao**
F11	F12	F13	F14	
1	1	0	0	E/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-E/2

Table II-1 Configuration de l'onduleur à trois niveaux

II.10.3 Commande complémentaire des interrupteurs

Le but de la commande complémentaire est d'éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs, et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on définit la commande complémentaire par :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1, F_{K4} = 0 \\ F_{K2} = 1, F_{K3} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.07)}$$

Avec K qui représentent les bras (a, b et c), et s les interrupteurs (1, 2, 3,4)

II.10.3.1 Fonction de connexion

Dans cette partie nous allons voir l'état des différents interrupteurs qui gèrent les bras de l'onduleur. On définit la fonction de connexion par $\mathbf{F_{ks}}$:

$$\begin{cases} C'est\ F_{ks} = 1, l'interrupteur\ fermé \\ C'est\ F_{ks} = 0, l'interrupteur\ ouvert \end{cases}$$

II.10.3.2 Relation entre les fonctions de connexion

Les relations entre les fonctions de connexion sont données par :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (II.08)$$

II.10.3.3 Fonction de connexion de demi-bras :

La fonction de demi-bras est donné par F^b_{Ks} avec b représente le demi bras :

$$\begin{cases} F^b_{K1} = F_{k1} * F_{k2} \\ F^b_{K0} = F_{k3} * F_{k4} \end{cases} \quad (II.09)$$

Avec m le niveau haut ou bas du bras de l'onduleur $\begin{cases} m = 1\ niveau\ haut \\ m = 0\ niveau\ bas \end{cases}$

- Les potentielles des phases (a, b, c) par rapport à point O sont :

$$\begin{cases} Va0 = (F11 * F12 - F13 * F14) * E/2 \\ Vb0 = (F21 * F22 - F23 * F24) * E/2 \\ Vc0 = (F31 * F32 - F33 * F34) * E/2 \end{cases} \quad (II.10)$$

- Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = [(F_{11} * F_{12} - F_{13} * F_{14}) - (F_{21} * F_{22} - F_{23} * F_{24})] * E/2 \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = [(F_{21} * F_{22} - F_{23} * F_{24}) - (F_{31} * F_{32} - F_{33} * F_{34})] * E/2 \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = [(F_{31} * F_{32} - F_{33} * F_{34}) - (F_{11} * F_{12} - F_{13} * F_{14})] * E/2 \end{cases} \quad (II.11)$$

Sachant que :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left[\begin{pmatrix} F^b_{11} \\ F^b_{21} \\ F^b_{21} \end{pmatrix} * \frac{E}{2} - \begin{pmatrix} F^b_{10} \\ F^b_{20} \\ F^b_{20} \end{pmatrix} * \frac{E}{2} \right] \quad (II.12)$$

Avec :

$$\begin{cases} \begin{cases} F^b_{11} = F_{11} * F_{12} \\ F^b_{10} = F_{13} * F_{14} \end{cases} \\ \begin{cases} F^b_{21} = F_{21} * F_{22} \\ F^b_{20} = F_{23} * F_{24} \end{cases} \\ \begin{cases} F^b_{31} = F_{31} * F_{32} \\ F^b_{30} = F_{33} * F_{34} \end{cases} \end{cases} \quad (II.13)$$

Les tensions simples de la machine seront :

$$\begin{cases} V_a = \frac{2}{3} * V_{ao} - \frac{1}{3} * (V_{bo} + V_{co}) \\ V_b = \frac{2}{3} * V_{b0} - \frac{1}{3} * (V_{c0} + V_{a0}) \\ V_c = \frac{2}{3} * V_{c0} - \frac{1}{3} * (V_{a0} + V_{b0}) \end{cases} \quad \text{(II.14)}$$

Et d'après les équations 4.10, on a :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} * \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \left[\begin{pmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{21}^b \end{pmatrix} \begin{pmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{20}^b \end{pmatrix} \right] * \frac{E}{2} \quad \text{(II.15)}$$

- Les courants d'entrées :

Les courants d'entrées sont définit par :

$$\begin{cases} I_{d1} = F_{11} * F_{12} * I_a + F_{11} * F_{21} * I_b + F_{31} * F_{31} * I_c \\ I_{d2} = F_{13} * F_{14} * I_a + F_{23} * F_{24} * I_b + F_{33} * F_{34} * I_c \\ I_0 = F_{12} * F_{13} * I_a + F_{21} * F_{23} * I_b + F_{31} * F_{33} * I_c \end{cases} \quad \text{(II.16)}$$

- **Stratégies de commande :**

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaire (Vk1, Vk2)

$$\begin{cases} V_{ref\,f} \geq U_{f1} \Rightarrow V_{k1} = U \\ V_{reff} < U_{f1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} et \begin{cases} V_{reff} \geq U_k \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ V_{ref}f < U_{f2} \Rightarrow V_{k2} = -Uc \end{cases}$$

Etape 2 : Détermination du signal Vks et les Ordres de commande Bks des interrupteurs

$$\begin{cases} V_{km} = Uc \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 1 \\ V_{km} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1; B_{k2} = 0 \\ V_{km} = -Uc \Rightarrow B_{k1} = 0; B_{k2} = 0 \end{cases}$$

$$Avec : V_{km} = V_{k1} + V_{k2}$$

II.11 Onduleur à cinq niveaux de tension de type NPC

II.11.1 Structure générale :

Chaque phase de l'onduleur triphasé NPC à cinq niveaux de tensions est composée de huit interrupteurs commandés qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant (il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle) et de six diodes de maintien connectées tout au long du bus continu. L'onduleur est alimenté par une source continue E, que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension E/4 [**14**]. La structure triphasée de l'onduleur NPC à cinq niveaux de tensions est présentée sur la Fig.II.2

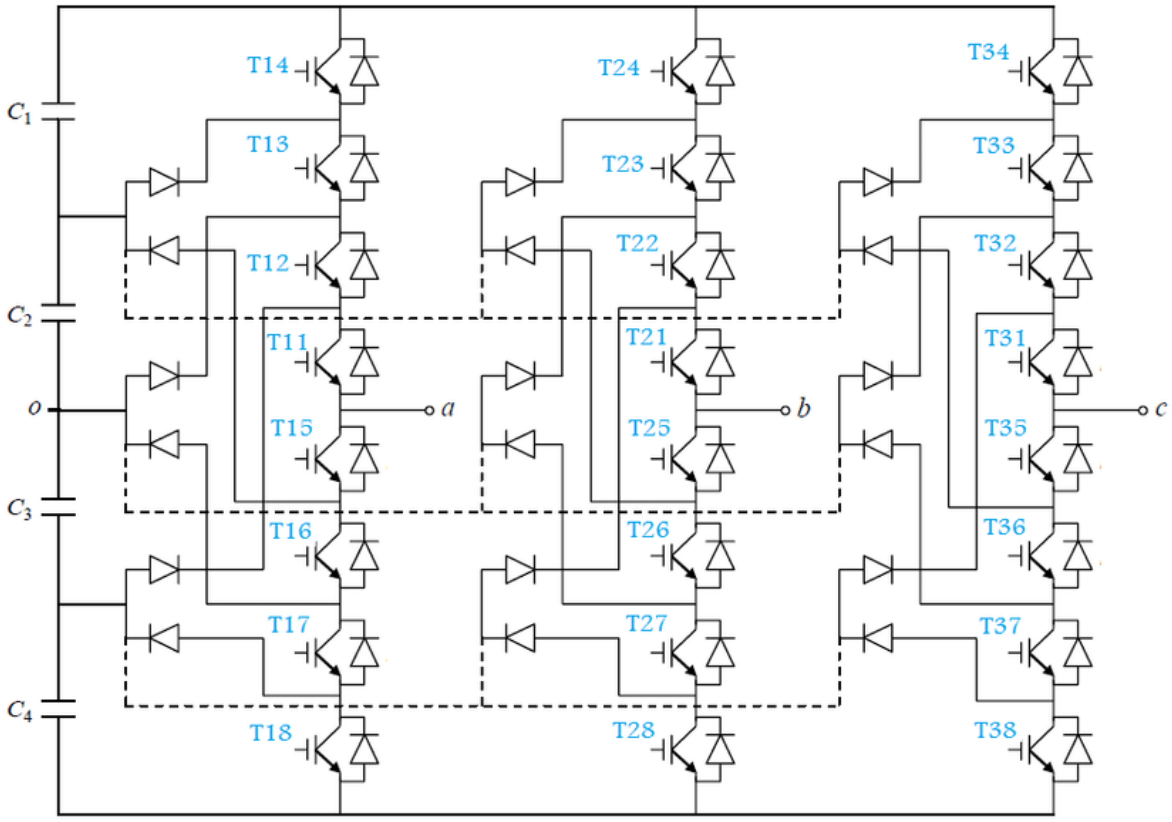


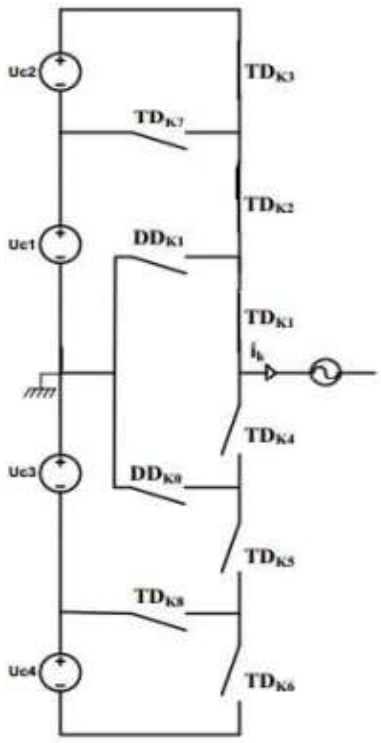
Figure II-17 Schéma d'un onduleur cinq niveaux de type NPC

II.11.2 Les différentes configurations de l'onduleur NPC à cinq niveaux [15]

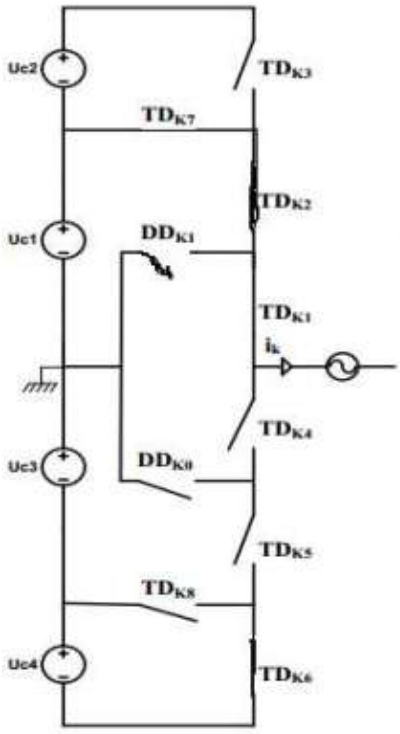
L'analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC montre qu'il existe sept configurations possibles. Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans la table II.2, (avec M origine des potentiels et V_k le potentiel du nœud K du bras K)

Configuration	S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	S_{5x}	S_{6x}	S7x	S8x	Grandeurs Electriques V_k
L_6	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	-2UC
L_5	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	ON	OFF	-UC
L_4	ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	0
L_3	OFF	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	ON	0
L_2	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	Uc
L_1	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	2UC	

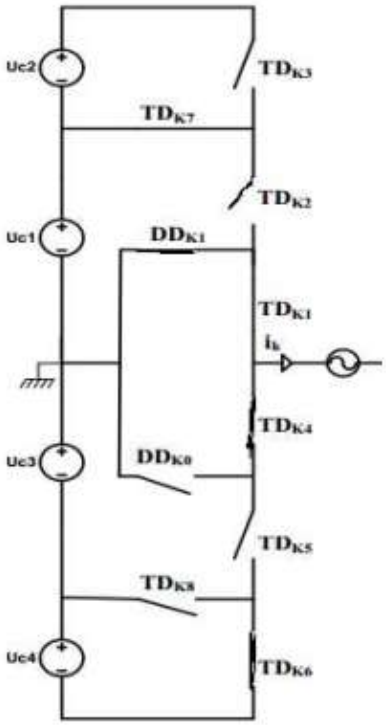
Table II-2 Configuration possible de l'onduleur à cinq niveaux



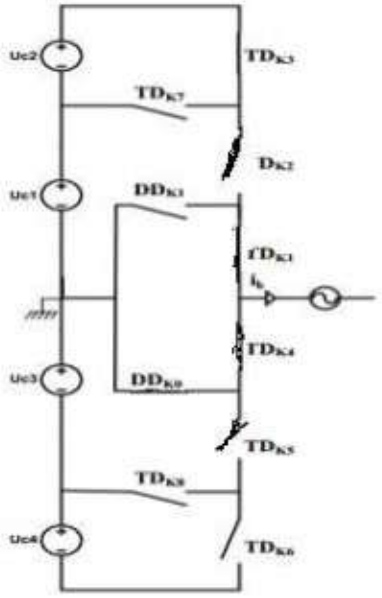
Première configuration {11100000}



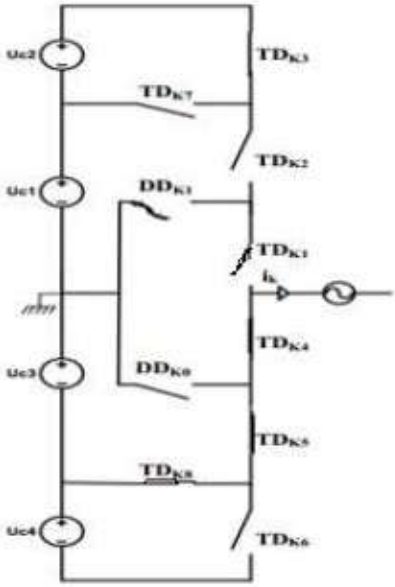
Deuxième configuration {11000110}



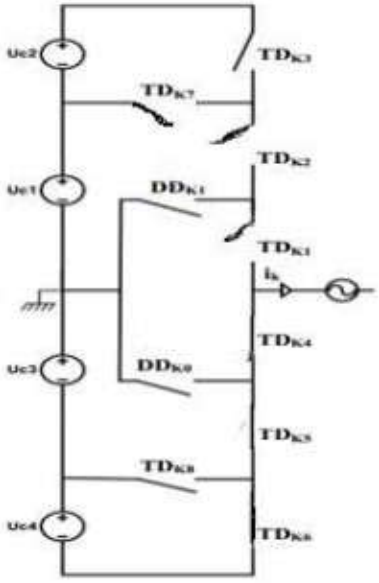
Troisième configuration {10010110}



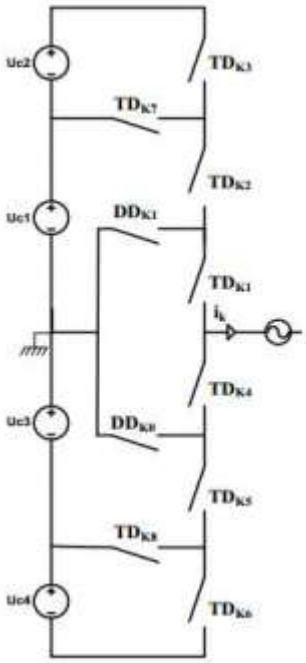
Quatrième configuration {10110000}



Cinquième configuration {00111001}



Sixième configuration {00011100}



Septième configuration {00000000}

Figure II-18 Les sept configurations possibles d'un bras de l'onduleur

II.11.3 Commande complémentaire des interrupteurs

La commande complémentaire de l'onduleur à cinq niveaux :

$$\begin{cases} F_{K4}=1 \\ F_{K5}=1 \\ F_{K6}=1 \end{cases} \quad \begin{cases} F_{K1}=0 \\ F_{K2}=0 \\ F_{K3}=0 \end{cases} \tag{II.17}$$

II.11.4 Relation entre les fonctions de connexion

Les relations entre les fonctions de connexion sont donné par :

$$\begin{cases} F_{K4}=1-F_{K2} \\ F_{K5}=1-F_{K1} \\ F_{K6}=1-F_{K3} \end{cases} \tag{II.18}$$

Fonction de connexion de demi-bras

La fonction de demi-bras est donné par F_{Km}^{b} :

$$\begin{cases} F_{K1}^{b}=F_{K3}.F_{K2}.F_{K1} \\ F_{K2}^{b}=F_{K4}.F_{K5}.F_{K6} \end{cases} \tag{II.19}$$

Avec : m le niveau haut ou bas de bras de l'onduleur : $\begin{cases} m=1\ niveaux\ haut \\ m=0\ niveaux\ bas \end{cases}$

K le numéro de bras (1, 2, 3), et b: demi bras

II.11.5 Les relations des interrupteurs parallèles de bras K

$$\begin{cases} F_{K7}=F_{K1}*F_{2}*(1-F_{K3}) \\ F_{K8}=F_{K4}*F_{K5}*(1-F_{K6}) \end{cases} \tag{II.20}$$

II.11.6 Fonction de connexion

Les points des nœuds A, B, C de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu O et en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs.

Les tensions s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{AO}=F_{11}F_{12}(1-F_{13})U_{C1}+F_{11}F_{12}F_{13}(U_{C1}+U_{C2})-F_{14}F_{15}(1-F_{16})U_{C3}-F_{14}F_{15}F_{16}(U_{C3}+U_{C4}) \\ V_{BO}=F_{21}F_{22}(1-F_{13})U_{C1}+F_{21}F_{22}F_{23}(U_{C1}+U_{C2})-F_{24}F_{25}(1-F_{16})U_{C3}-F_{24}F_{25}F_{26}(U_{C3}+U_{C4}) \\ V_{CO}=F_{31}F_{32}(1-F_{33})U_{C1}+F_{31}F_{32}F_{33}(U_{C1}+U_{C2})-F_{34}F_{35}(1-F_{36})U_{C3}-F_{34}F_{35}F_{36}(U_{C3}+U_{C4}) \end{cases}$$

Les fonctions de connexion de demi-bras sont :

$$\begin{cases} F_{11}^{b}=F_{13}.F_{12}.F_{11} \\ F_{10}^{b}=F_{14}.F_{15}.F_{16} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^{b}=F_{23}.F_{22}.F_{21} \\ F_{20}^{b}=F_{24}.F_{25}.F_{26} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{k1}^{b}=F_{33}.F_{32}.F_{31} \\ F_{k2}^{b}=F_{34}.F_{35}.F_{36} \end{cases} \tag{II.21}$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs en parallèles sont :

$$\begin{cases} F_{17}=F_{11}*F_{12}*(1-F_{13}) \\ F_{18}=F_{14}*F_{15}*(1-F_{16}) \end{cases} \quad \begin{cases} F_{27}=F_{21}*F_{22}*(1-F_{23}) \\ F_{28}=F_{24}*F_{25}*(1-F_{26}) \end{cases} \quad \begin{cases} F_{37}=F_{31}*F_{32}*(1-F_{33}) \\ F_{38}=F_{34}*F_{35}*(1-F_{36}) \end{cases} \tag{II.22}$$

En remplaçant dans les fonctions de connexion, on obtient :

$$\begin{cases} V_{A0}=F_{17}U_{C1}+F_{11}^{b}(U_{C1}+U_{C2})-F_{18}U_{C3}-F_{10}^{b}(U_{C3}+U_{c4}) \\ V_{B0}=F_{127}U_{C1}+F_{21}^{b}(U_{C1}+U_{C2})-F_{28}U_{C3}-F_{20}^{b}(U_{C3}+U_{c4}) \\ V_{C0}=F_{37}U_{C1}+F_{31}^{b}(U_{C1}+U_{C2})-F_{38}U_{C3}-F_{30}^{b}(U_{C3}+U_{c4}) \end{cases} \tag{II.23}$$

$$\begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^{b} \\ F_{27} + F_{21}^{b} \\ F_{37} + F_{31}^{b} \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix} U_{C2} - \begin{bmatrix} F_{18} + F_{10}^{b} \\ F_{28} + F_{20}^{b} \\ F_{38} + F_{30}^{b} \end{bmatrix} U_{C3} - \begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix} U_{C4} \quad \text{(II.24)}$$

Avec $U_C = U_{C1} = U_{C2} = U_{C3} = U_{C4} = \frac{E}{4}$

Puis on déduit le système suivant :

$$\begin{bmatrix} V_{Ao} \\ V_{Bo} \\ V_{Co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^{b} - F_{18} + F_{10}^{b} \\ F_{27} + F_{21}^{b} - F_{28} + F_{20}^{b} \\ F_{37} + F_{31}^{b} - F_{38} + F_{30}^{b} \end{bmatrix} \quad \text{(II.25)}$$

On définitV_{NO} ,:

$$V_{NO} = \frac{1}{3}(V_{AO} + V_{BO} + V_{CO}) \quad \text{(II.26)}$$

Les équations des mailles du système source - onduleur - charge donnent :

$$V_{Ao} + V_{Bo} + V_{Co} = V_A + V_B + V_C \quad \text{(II.27)}$$

Les tensions simples de la machine seront :

$$\begin{cases} V_A = V_{17}U_{c1} + F_{11}^{b}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{18}U_{c3} - F_{10}^{b}(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_B = V_{127}U_{c1} + F_{21}^{b}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{28}U_{c3} - F_{20}^{b}(U_{c3} + U_{c4}) \\ V_C = V_{37}U_{c1} + F_{31}^{b}(U_{c1} + U_{c2}) - F_{38}U_{c3} - F_{30}^{b}(U_{c3} + U_{c4}) \end{cases} \quad \text{(II.28)}$$

et d'après les équations (II.24) et (II.28), on nous obtenons les tensions suivantes sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^{b} \\ F_{17} + F_{11}^{b} \\ F_{17} + F_{11}^{b} \end{bmatrix} U_{c1} + \begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{17} + F_{10}^{b} \\ F_{17} + F_{10}^{b} \\ F_{17} + F_{10}^{b} \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b} \\ F_{20}^{b} \\ F_{30}^{b} \end{bmatrix} U_{CU4} \right\} \quad \text{(II.29)}$$

Avec $U_{C1} = U_{C2} = U_{C1} = U_{C3} = U_{C4}$ la relation devient :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{17} + 2F_{11}^{b} - F_{17} - 2F_{10}^{b} \\ F_{17} + 2F_{11}^{b} - F_{17} - 2F_{10}^{b} \\ F_{17} + 2F_{11}^{b} - F_{17} - 2F_{10}^{b} \end{bmatrix} U_C \quad \text{(II.30)}$$

Les tensions composées :

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} \\ V_{BC} = V_{BO} - V_{CO} \; avec \\ V_{CA} = V_{CO} - V_{AO} \end{cases} \quad \begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad \text{(II.31)}$$

On obtient :

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{17} + F_{11}^{b} \\ F_{17} + F_{11}^{b} \\ F_{17} + F_{11}^{b} \end{bmatrix} U_{C1} + \begin{bmatrix} F_{11}^{b} \\ F_{21}^{b} \\ F_{31}^{b} \end{bmatrix} U_{c2} - \begin{bmatrix} F_{17} + F_{10}^{b} \\ F_{17} + F_{10}^{b} \\ F_{17} + F_{10}^{b} \end{bmatrix} U_{c3} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b} \\ F_{20}^{b} \\ F_{30}^{b} \end{bmatrix} U_{CU4} \right\} \quad \text{(II.32)}$$

On définit les courants d'entrées par :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{17}i_1 + F_{27}i_2 + F_{37}i_3 \\ i_{d2} = F_{11}^{b}i_1 + F_{21}^{b}i_2 + F_{31}^{b}i_3 \\ i_{d3} = F_{18}i_1 + F_{28}i_2 + F_{38}i_3 \\ i_{d4} = F_{10}^{b}i_1 + F_{20}^{b}i_2 + F_{30}^{b}i_3 \end{cases} \quad \text{(II.33)}$$

Le courant id*0* est lié aux courants d'entrée et aux courants de la charge par la relation [25] :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2} - i_{d3} - i_{d4} \quad \text{(II.34)}$$

D'où le courant i_{d0} :

$$i_{d0} = (i_1 + i_2 + i_3) - (F_{17} + F_{18} + F_{11}^{b} + F_{10}^{b})i_1 - (F_{27} + F_{28} + F_{21}^{b} + F_{20}^{b})i_2 - (F_{37} + F_{38} + F_{31}^{b} + F_{30}^{b})i_3 \quad \text{(II.35)}$$

II.12 Stratégie de commande de l'onduleur à Cinq niveaux

On a plusieurs commandes à appliquer sur l'onduleur qui sont :

- Commande par hystérésis.
- La commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).
- La modulation MLI vectorielle.

Dans notre mémoire on va s'intéresser des stratégies suivantes :
La commande par modulation à largeur d'impulsion (MLI) et Commande par hystérésis.

II.12.1 Principe de la commande triangulo-sinusoidale à une porteuse (MLI)

Le principe de cette méthode consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de tension sinusoïdale.

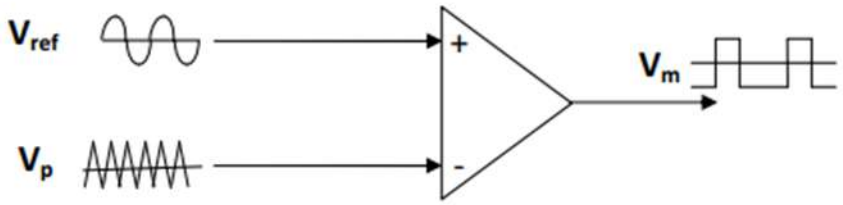


Figure II-19 Principe de la modulation MLI type sinus-triangle

Les instants des impulsions de commande des interrupteurs sont déterminés par l'intersection du signal de la tension de référence appelée « modulatrice » avec un signal triangulaire de haute fréquence appelé « porteuse ». Les caractéristiques de la méthode sont :
Indice de modulation m [**16**]:

$$m = \frac{f_p}{f}$$

Taux de modulation r :

$$r = \frac{V_m}{2U_{pm}}$$

L'algorithme de cette stratégie pour un bras K peut se résumer en deux étapes [**17**]:
Etape 1 : détermination des signaux V_k.

$$\begin{aligned} &\left|V_{ref\,k}\right| \le V_p \quad \Rightarrow \quad V_k = 0 \\ &\left|V_{ref\,k}\right| > V_p \; et \; (V_{ref} > 0) \Rightarrow V_k = U_c / 2 \\ &\left|V_{ref\,k}\right| > V_p \; et \; (Vref < 0) \Rightarrow V_k = -U_c / 2 \end{aligned} \qquad \text{(II.36)}$$

Etape 2 : Détermination des signaux de commandes des intercepteurs :

$$\begin{aligned} &Vk = 0 \;\Rightarrow\; Gk1 = 1,\; Gk2 = 0,\; Gk3 = 1,\; Gk4 = 0 \\ &Vk = E_c / 2 \;\Rightarrow\; Gk1 = 1,\; Gk2 = 1,\; Gk3 = 0,\; Gk4 = 0 \\ &Vk = -E_c / 2 \;\Rightarrow\; Gk1 = 0,\; Gk2 = 0,\; Gk3 = 1,\; Gk4 = 1 \end{aligned} \qquad (II.37)$$

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir une symétrie t triphasé équilibrée direct ou inverse, sont données par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} &Vref_1 = Vm.\sin(\omega t - \varphi) \\ &Vref_2 = Vm.\sin(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ &Vref_3 = Vm.\sin(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \qquad \text{(II.38)}$$

II.12.2 Principe de la commande MLI à hystérésis :

Ce type de modulation nous permet de contrôler la machine par le biais des courants. La technique de contrôle du courant la plus simple consiste à maintenir les courants générés par la charge (MAS) dans une bande ΔI enveloppant les courants de références. Chaque violation de cette bande donne un ordre de violation [**18**].En effet, les instants de commutions se déterminent par contre réaction. La tension de sortie passe de 1 à -1 dès que l'écart dépasse un seuil ΔI /2 et passe de -1 à 1 lorsque l'écart devient inférieur à ΔI/2.

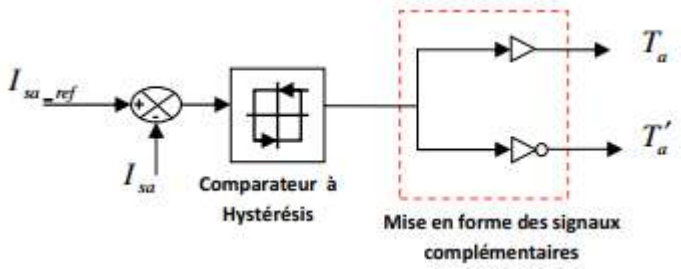


Figure II-20 Schéma de principe de la modulation MLI par Hystérésis

Par conséquent, les équations du contrôle par hystérésis peuvent être écrites sous la forme [**19**]:

$$S_i^{k+1}=\begin{cases} 1 & Si\ I_{sa} \le (I_{sa_ref} - \frac{\Delta I}{2}) \\ 0 & Si\ I_{sa} \ge (I_{sa_{ref}} - \frac{\Delta I}{2}) \\ S_i^k & Si(I_{sa_{ref}} - \frac{\Delta I}{2}) \le I_{sa} \le (I_{sa_{ref}} + \frac{\Delta I}{2}) \end{cases} \quad \text{(II.39)}$$

Avec, ΔI la largeur de la bande d'hystérésis, S_i^{k+1} et S_i^k les états actuels et précédents de l'interrupteur de la phase i, Isa et I sa_ref le courant réel et sa valeur de référence de la phase i et i =a, b ,c le rang de la phase.

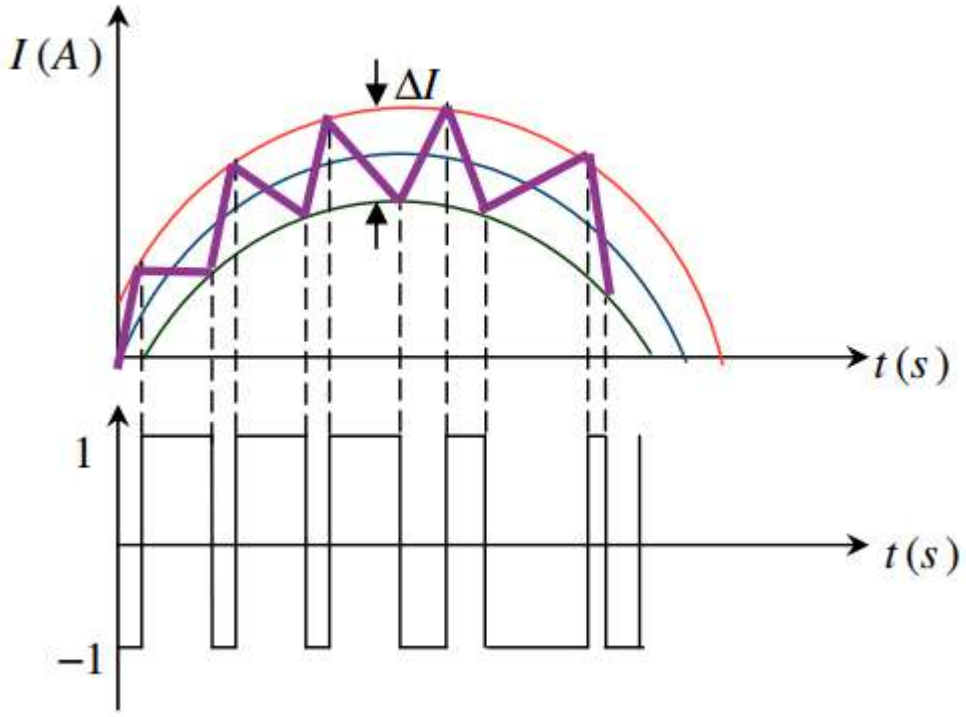


Figure II-21 Signal à hystérésis d'une phase

L'algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte est présenté sur la figure (II.8):

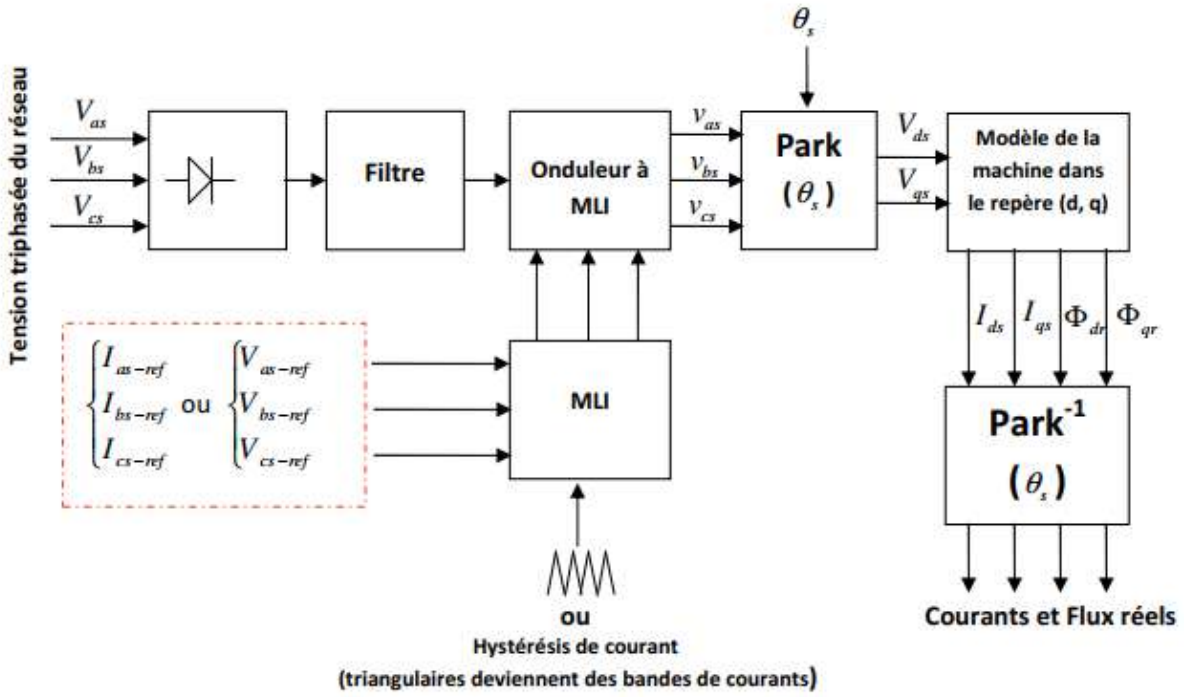


Figure II-22 Algorithme de simulation de la machine-onduleur en boucle ouverte

II.13 Simulation du modèle machine-onduleur

Au modèle d'état de la machine on associe l'ensemble redresseur, filtre et onduleur MLI, ce qui représente une structure commandable de la machine asynchrone. Les trois commandes MLI des transistors de l'onduleur triphasé sont présentées dans la figure (II.9), et les trois sorties de l'onduleur correspondantes sont présentés par la figure (II.10).

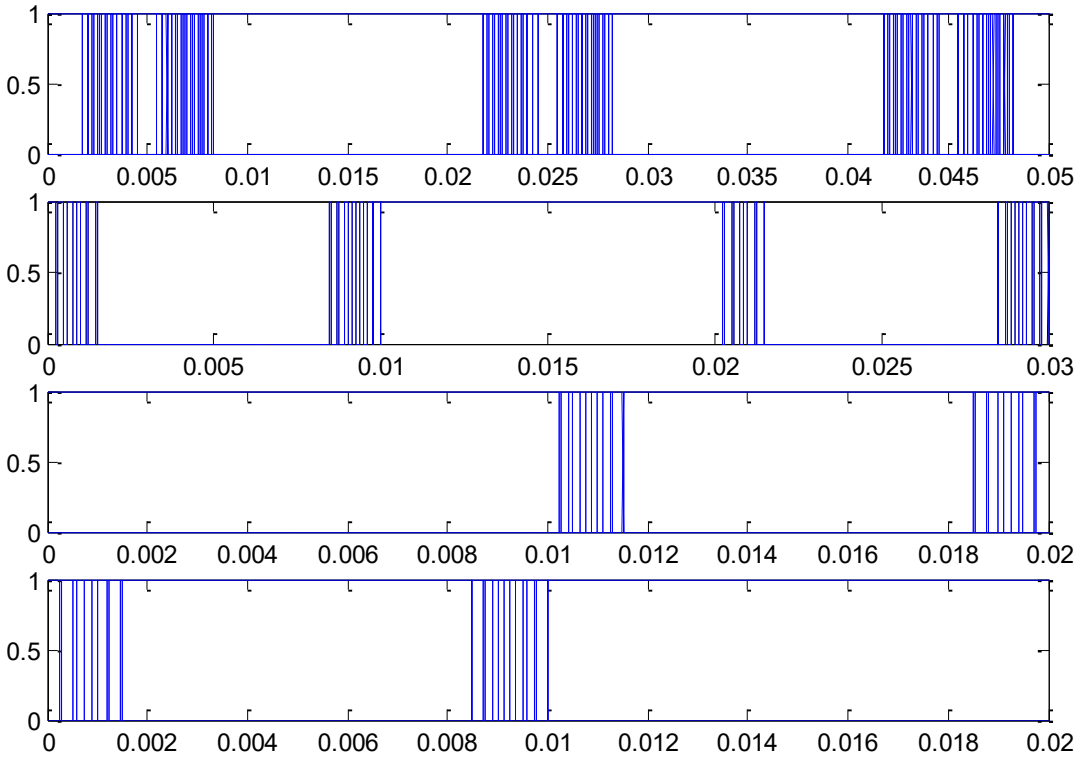


Figure II-23 Commande MLI de la phase a

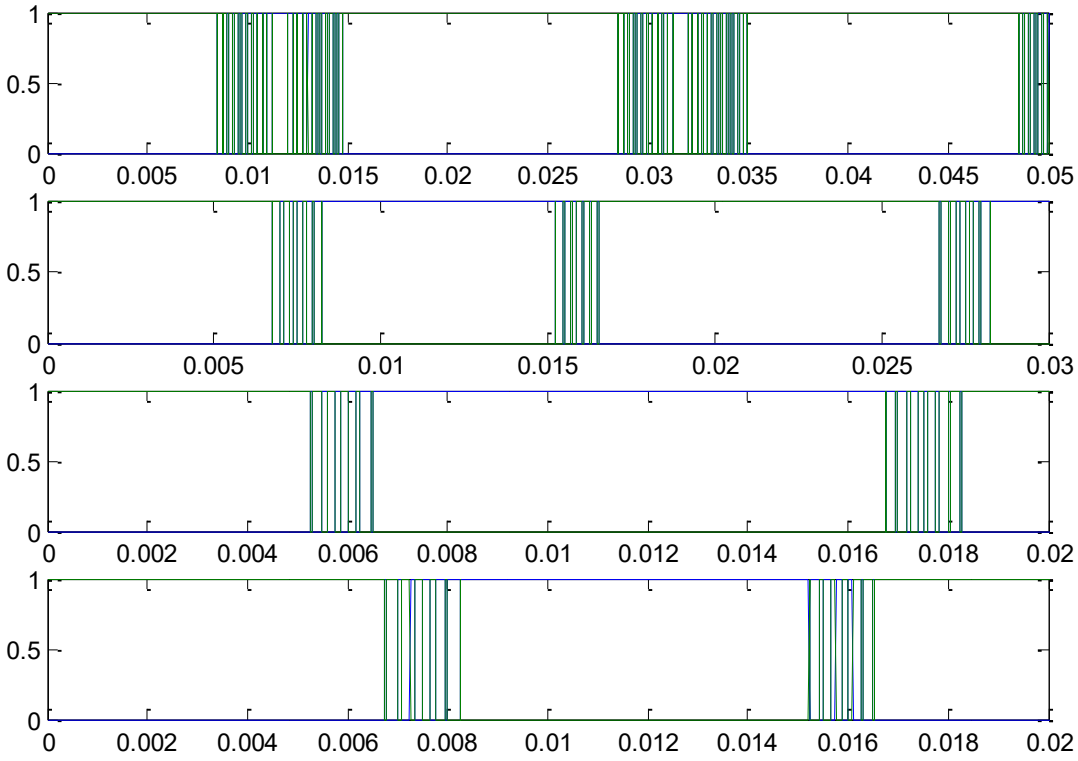


Figure II-25 Commande MLI de la phase b

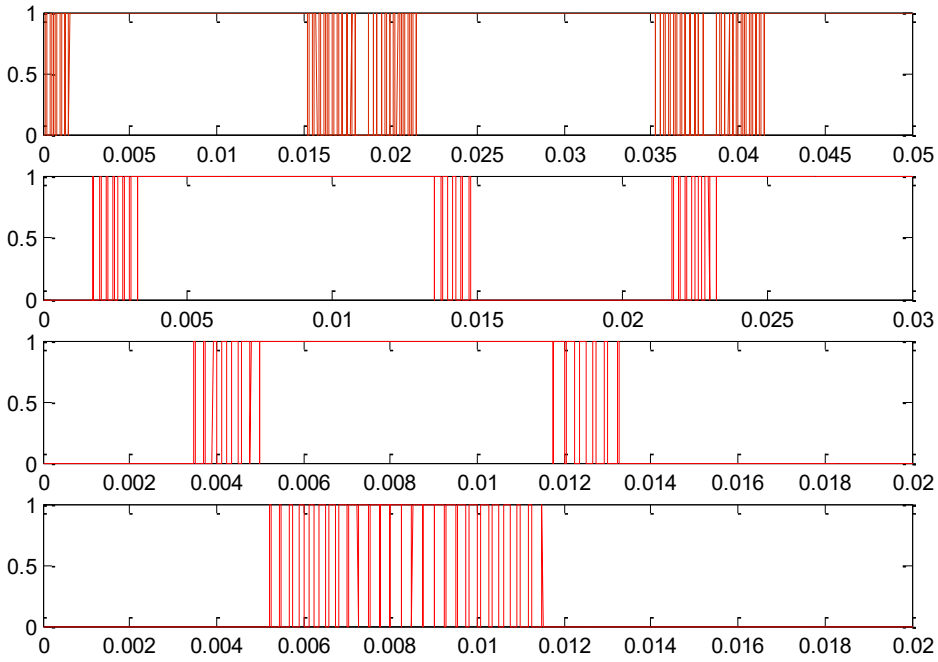


Figure II-24 Commande MLI de la phase c

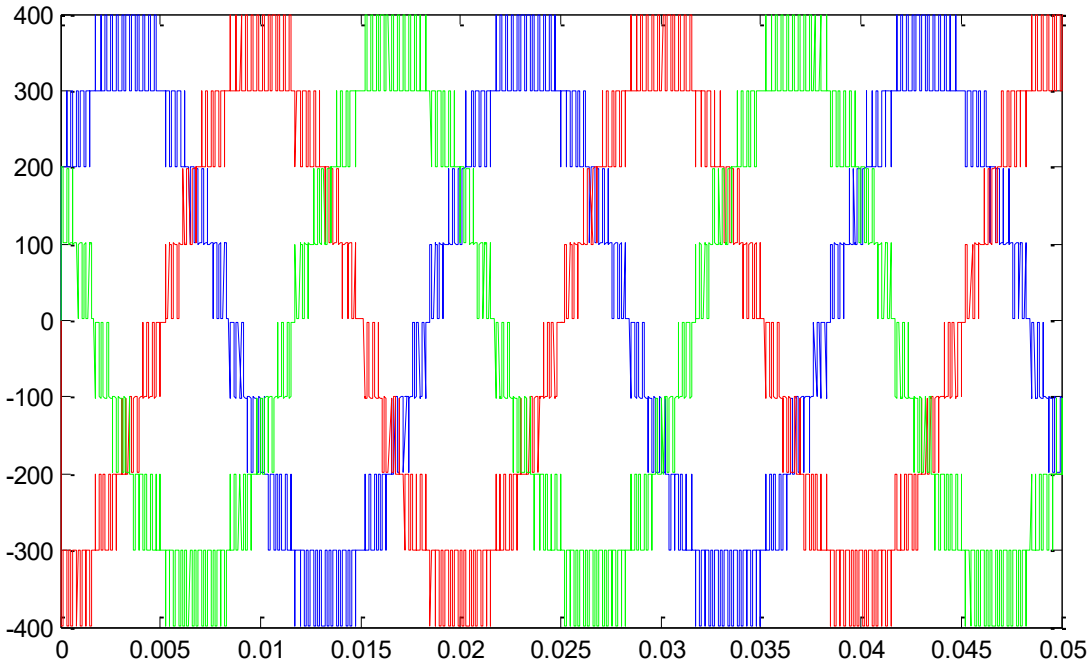


Figure II-26 Tension triphasée générée par l'onduleur MLI

Les figures (II.13 – II.24) représentent respectivement la vitesse, le couple électromagnétique, le flux Fr, le courant dans l'axe q Iqs, le courant dans l'axe d Ids et le courant statorique à vide et avec l'application d'un couple de charge égale à 10N.m à l'instant t= 1.5.

- ✓ Fonctionnement à vide Cr=0N.m

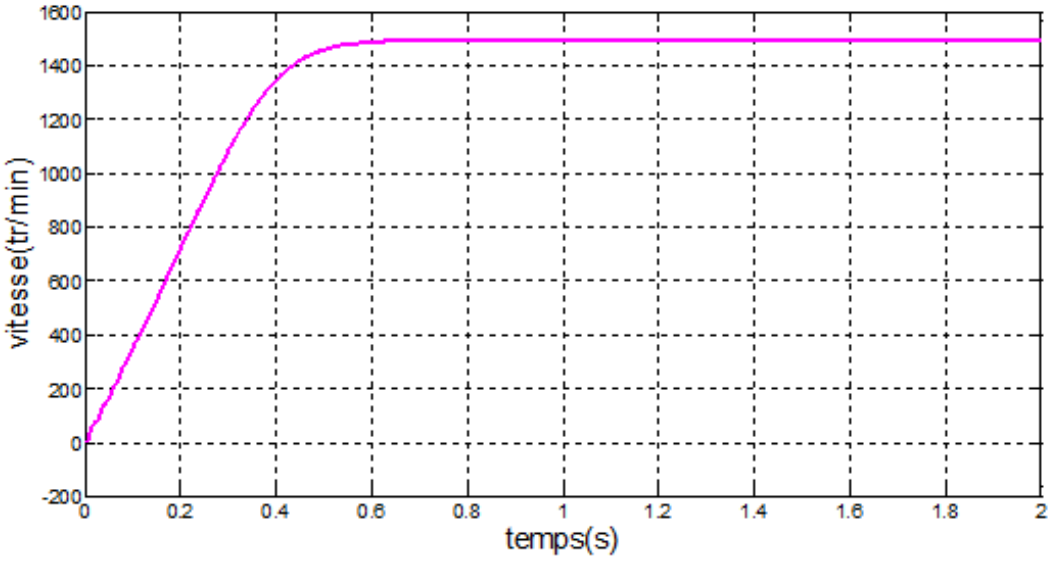


Figure II-27 Vitesse de la MAS à vide

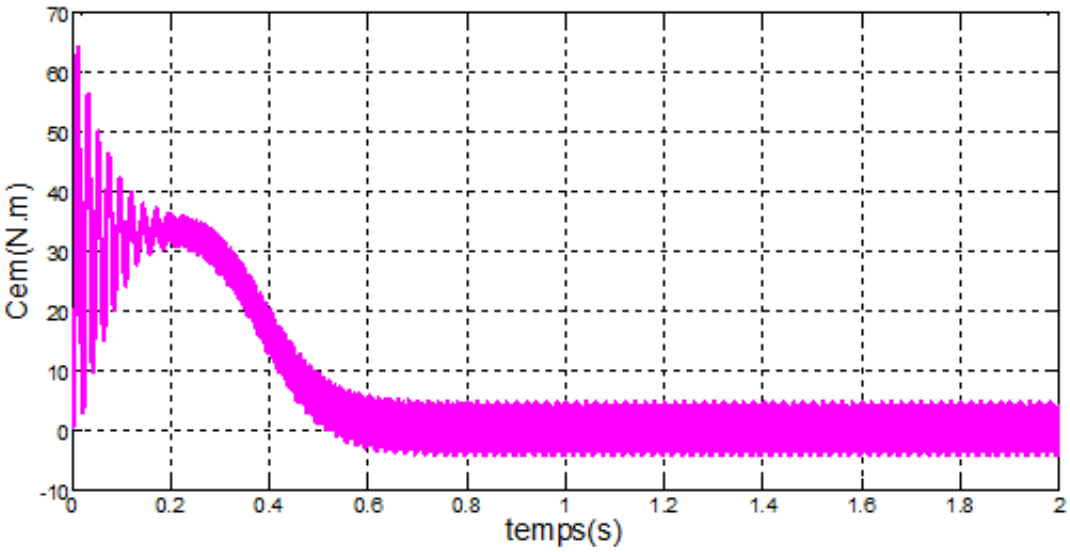


Figure II-28 Couple électromagnétique de la MAS à vide

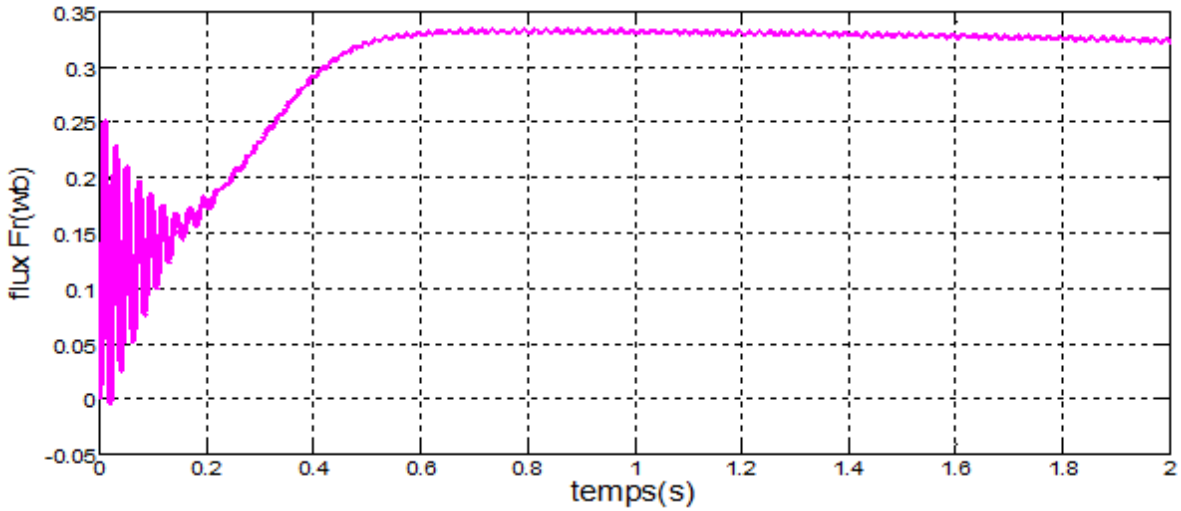


Figure II-29 Flux rotorique Fr de la MAS à vide

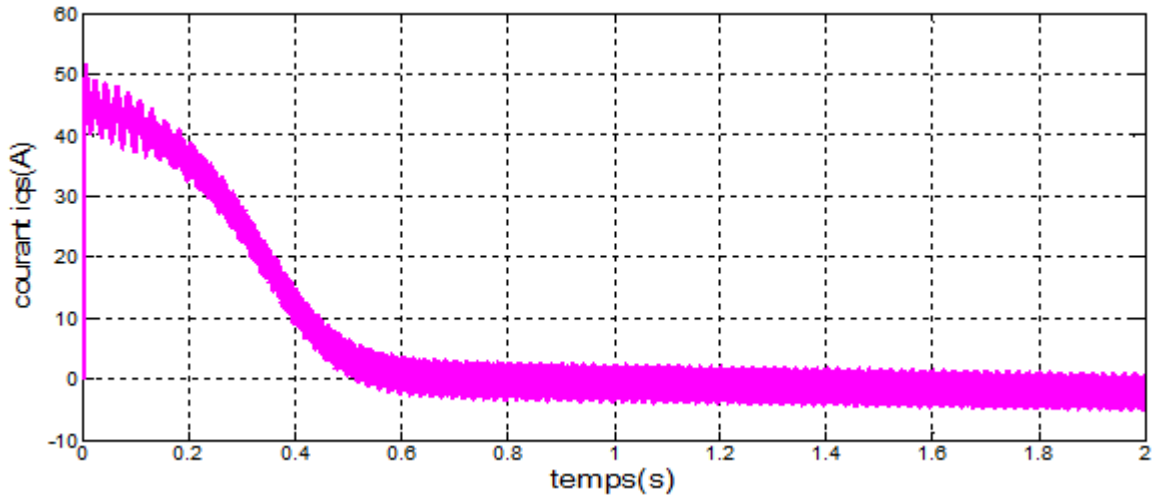


Figure II-30 Courant Iqs de la MAS à vide

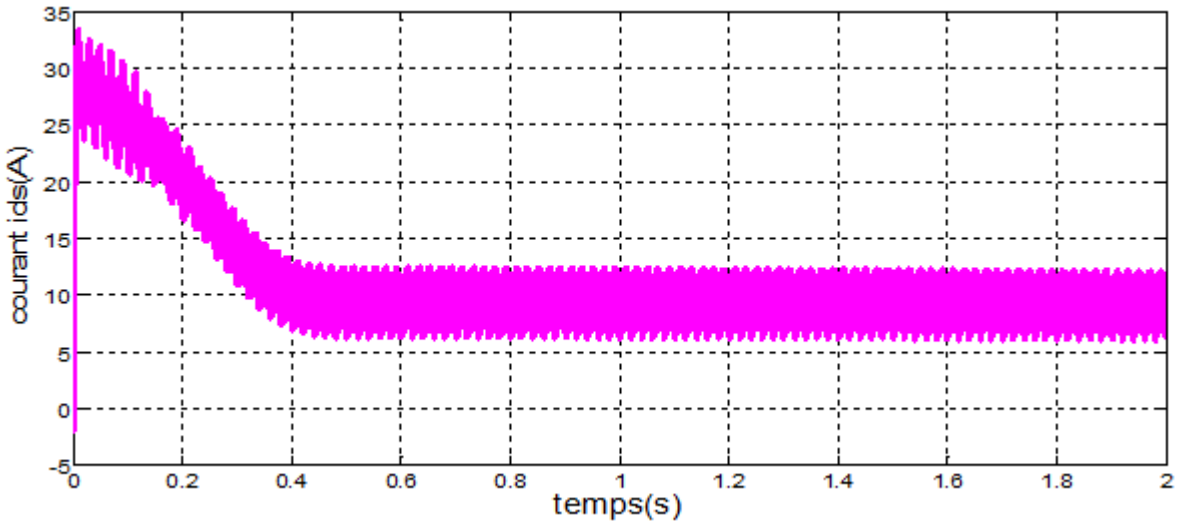


Figure II-31 Courant Ids de la MAS à vide

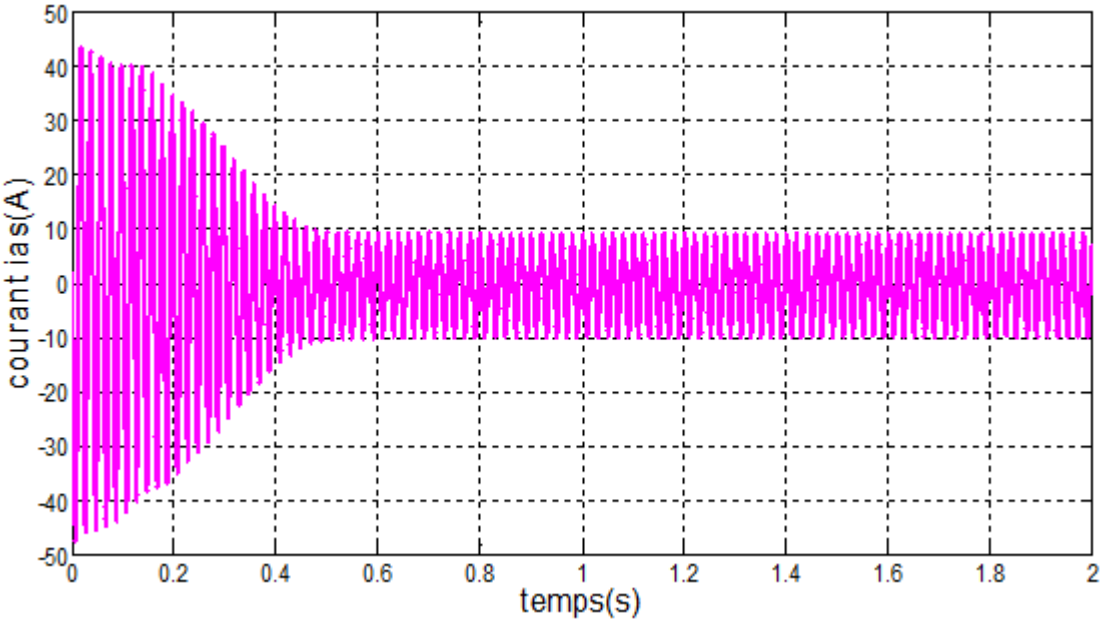


Figure II-32 Courant de phase statorique de la MAS à vide.

✓ Fonctionnement en charge Cr=10N.m

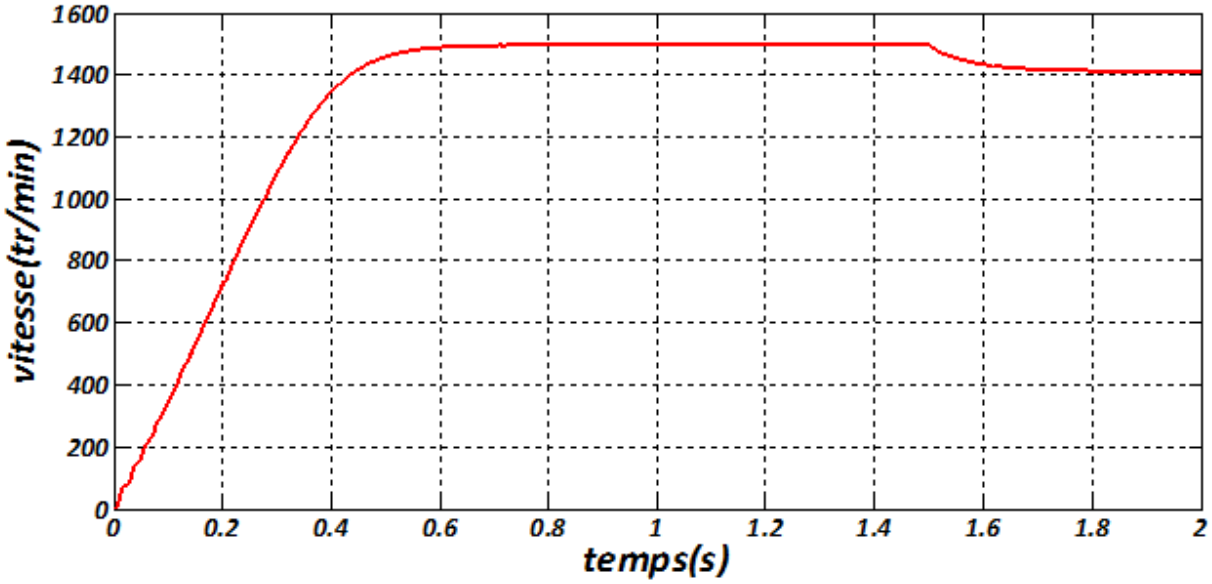


Figure II-33 Vitesse de la MAS en charge

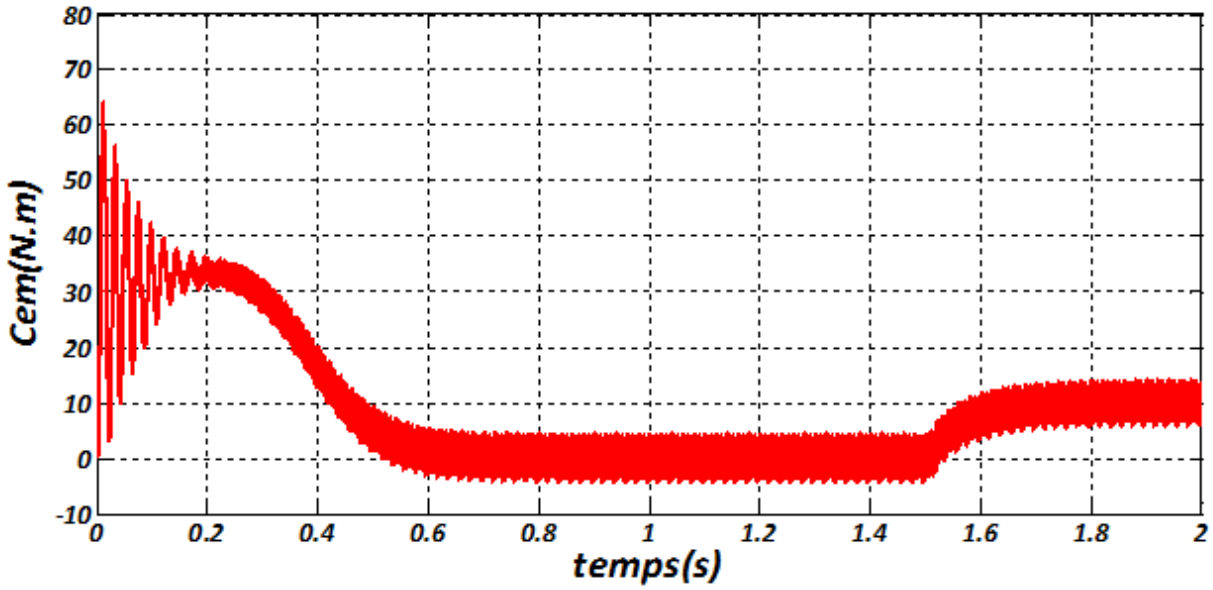


Figure II-34 Couple électromagnétique de la MAS en charge

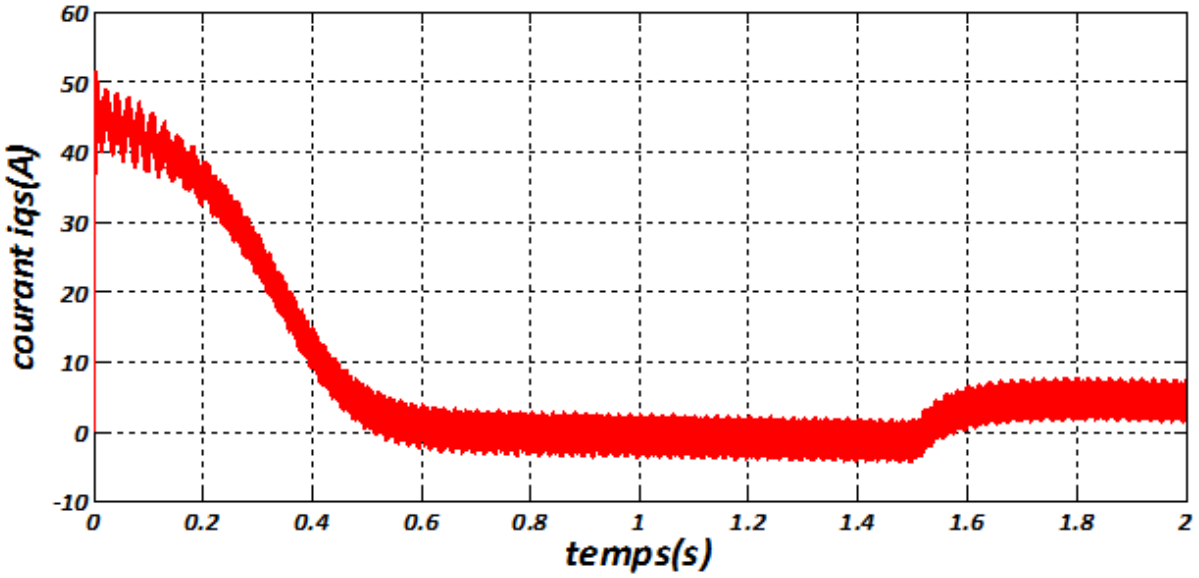


Figure II-35 Courant Iqs de la MAS en charge

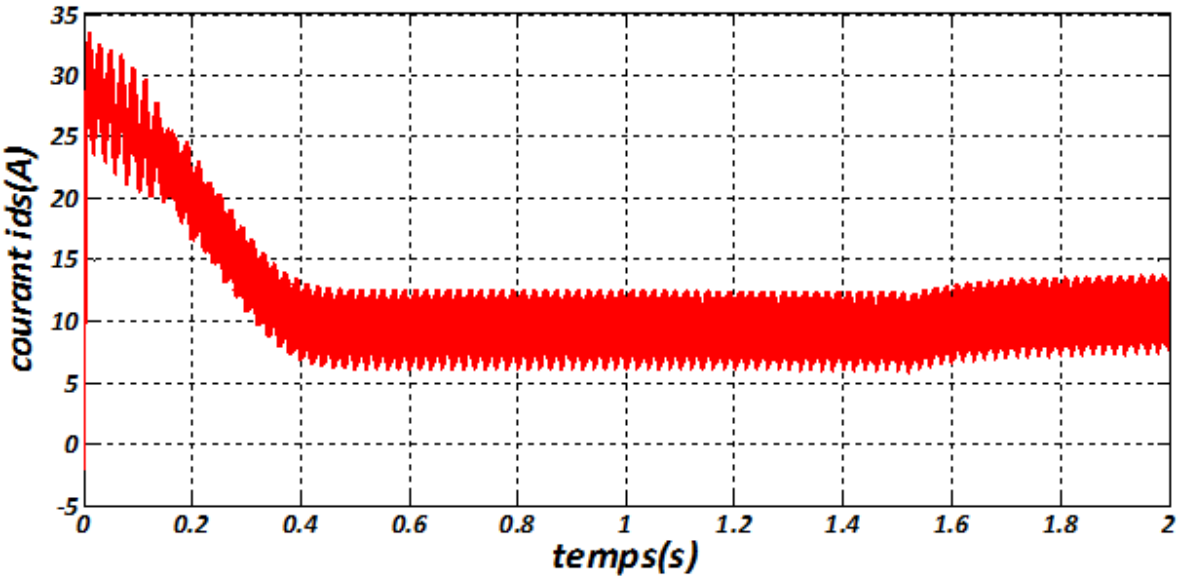


Figure II-36 Courant Ids de la MAS en charge

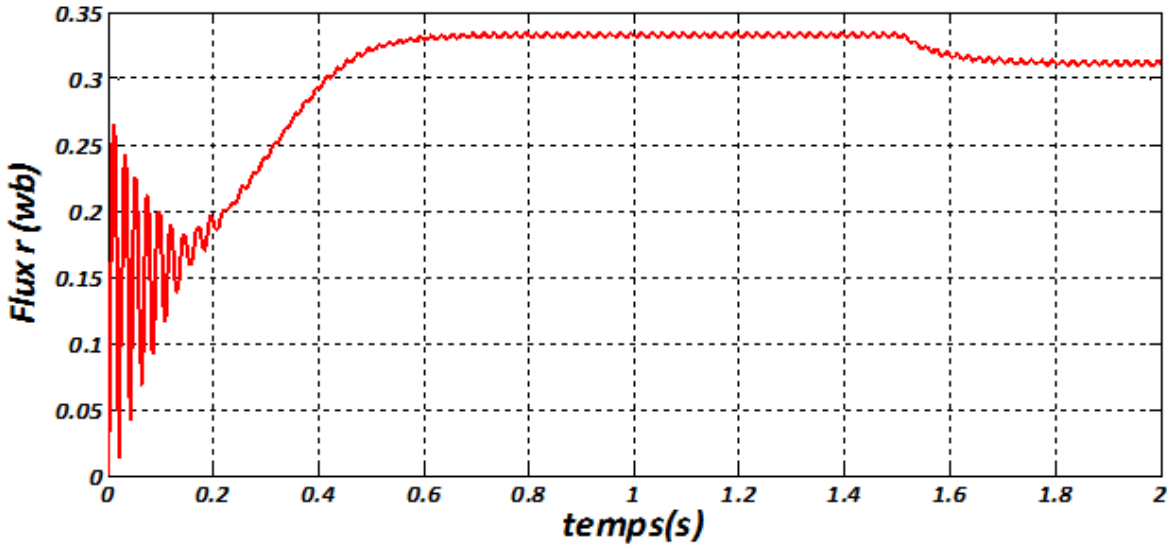


Figure II-37 Flux rotorique Fr de la MAS en charge

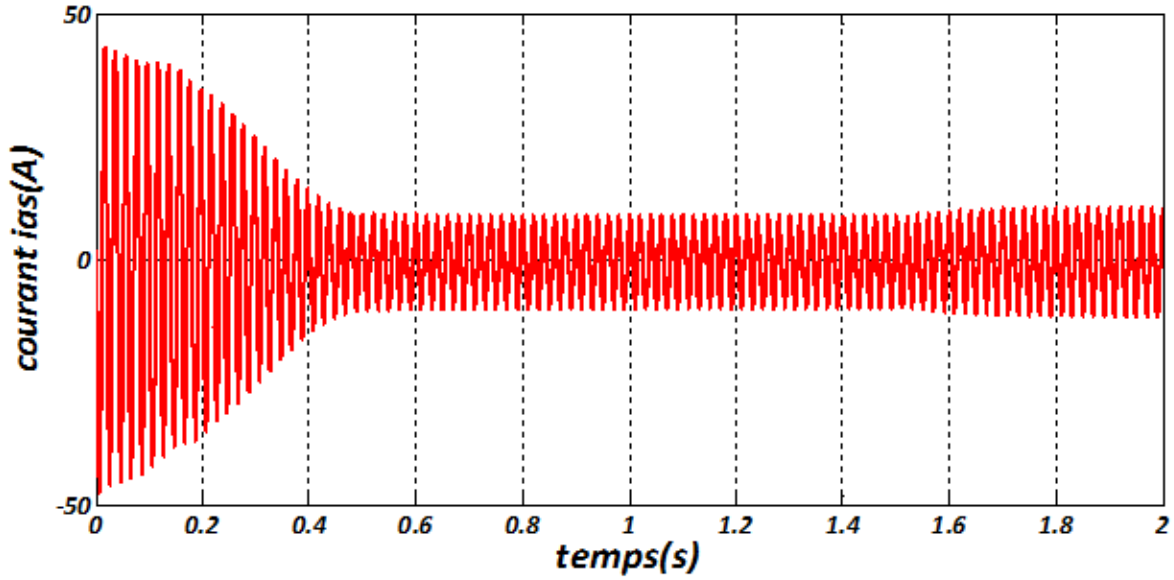


Figure II-38 Courant de phase statorique de la MAS en charge

I.6.1 Interprétations des résultats :

Les figures précédentes (Fig.II.11-Fig II.22) montrent les résultats de simulation de l'association la machine-onduleur de tension. On remarque que:

- Une augmentation du temps de réponse au démarrage pour la caractéristique de vitesse,
- Des oscillations du couple électromagnétique en régime permanant à cause de l'utilisation de l'onduleur à MLI qui se traduit par des harmoniques,
- Des oscillations observables sur les allures du flux statorique et du courant statorique à cause d'utilisation du convertisseur statique.

II.14 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à cinq niveaux à structure NPC. Nous avons présenté un modèle pour l'onduleur ainsi que sa commande et les matrices de transferts en utilisant les fonctions de connexions.

Les résultats obtenus de cette analyse sont :

- ✓ L'onduleur à cinq niveaux est la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou bien la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux.
- ✓ L'utilisation des fonctions de commutations, de connexion des interrupteurs et des demi-bras permet l'extrapolation des relations donnant les différentes tensions.

Chapitre III

Commande direct du couple de la MAS

III.1 Introduction

Au cours de ces dernières décennies, l'avancement technologique dans le domaine de l'électronique de puissance et les progrès de l'informatique industrielle, permettent de développer des stratégies de commande avancées pour les machines électriques. Afin de positionner notre étude dans le domaine de la commande DTC, un état de l'art de la commande DTC est présenté en regroupant l'ensemble des publications qu'on a choisi pour aborder notre étude.

III.2 Commande Directe de Couple

La Commande DTC a été proposée par Takahashi au milieu des années 80. Comparée à la commande vectorielle, la commande DTC est moins sensible aux variations paramétriques de la machine et permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple. Le principe de cette commande est de contrôler directement le couple et le flux statorique de la machine. Dans ce cadre, deux comparateurs à hystérésis sont utilisés et qui permettent de comparer les valeurs estimées avec celles de références, ensuite on commande directement les états de l'onduleur à travers une table de sélection prédéfinie. La stratégie de la Commande DTC de la machine asynchrone est illustrée par la figure [III.1]

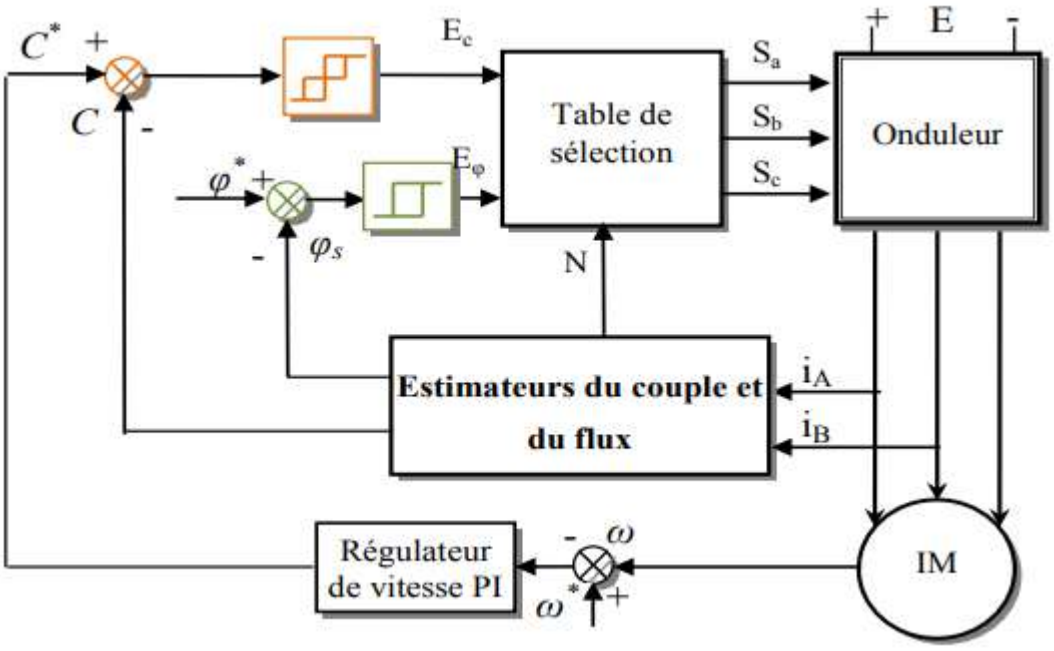


Figure III-1Stratégie de Commande Directe de Couple

Les principaux éléments constitutifs de la structure de commande DTC avec asservissement de vitesse sont les suivants :

- Deux estimateurs du couple et du flux statorique basés sur le modèle lié au stator,
- Une table de sélection du vecteur tension désirée du stator, établie en concordance avec les erreurs du flux et du couple engendrées,

- Deux comparateurs à hystérésis l'un à deux niveaux destiné pour le contrôle du flux, l'autre à trois niveaux consacré au contrôle du couple électromagnétique,
- Un régulateur de vitesse

III.2.1 Le principe du contrôle direct du couple

Le principe est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables contrôlées sont :
le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par les régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcule élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs. [**20**]
Cette méthode de commande a pour avantages [**21**]:

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d-q).
- Il n'existe pas de bloc de calcule de modulation de 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.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- Il n'est pas nécessaire de connaitre avec une grande précision l'angle de position rotorique car seul information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénients :

- L'existence de problème à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimateurs de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constant (utilisation des régulateurs à hystérésis).cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes par commutation, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent excite des résonances mécaniques.

III.3 Contrôle du vecteur flux statorique :

Le flux statorique dans un repère lié au stator (α, β) est donné par l'équation suivante :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \qquad (III.01)$$

Sur un intervalle période de contrôle [0, Te], correspondant à une période d'échantillonnage Te, l'expression (III.1) peut s'écrire comme suit :

$$\varphi_s = \varphi_{s0} + V_s T_e - \int_0^t R_s i_s dt \qquad (III.02)$$

Où :

Φ_{s0} est le vecteur flux à t=0

Pour simplifier, on considère le terme $R_s i_s$ comme négligeable par rapport à la tension Vs, ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée.

A partir de l'équation (III.01) on trouve

$$\frac{d\phi}{dt} = V_s \qquad (III.03)$$

Donc :

$$\Delta\varphi_s = \varphi_s - \varphi_{s0} = V_s T_e \qquad (III.04)$$

On constate que sur l'intervalle de temps [0, Te], l'extrémité du vecteur φ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par Vs (Figure III.2) :

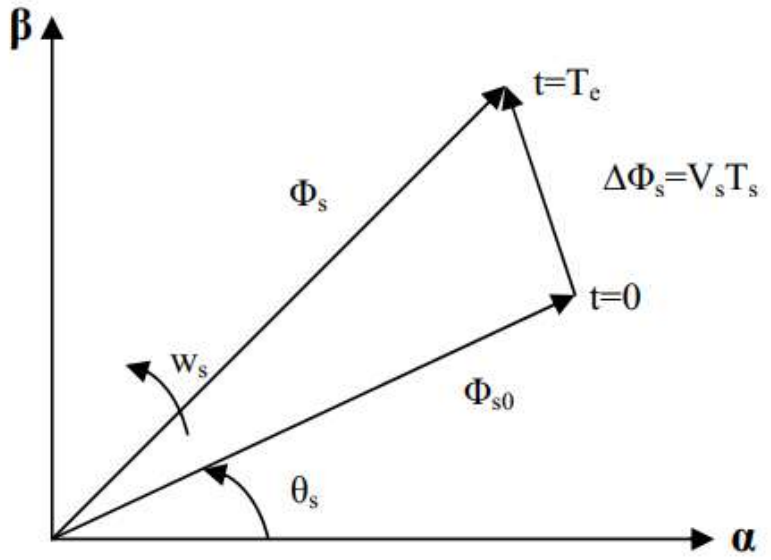


Figure III-2 Evolution du flux statorique dans le plan (α, β).

En choisissant une séquence correcte du vecteur Vs, sur des intervalles de temps successifs de durée Te, on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur φs une trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un modèle du flux φs pratiquement constant. Pour cela, il suffit de faire suivre l'extrémité de φs sur une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s [**22**].

Lorsque le vecteur tension Vs est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité du flux φs est donnée par $\frac{d\varphi s}{dx}$, correspondant pratiquement au Vs.

Sur la figure III.3 on représente trois directions possibles de vecteur flux φs. Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité est son amplitude conserve sa valeur

Par contre, dans le cas où Vs est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux φ s , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure III.3

De même, on relève que la "vitesse" de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul.

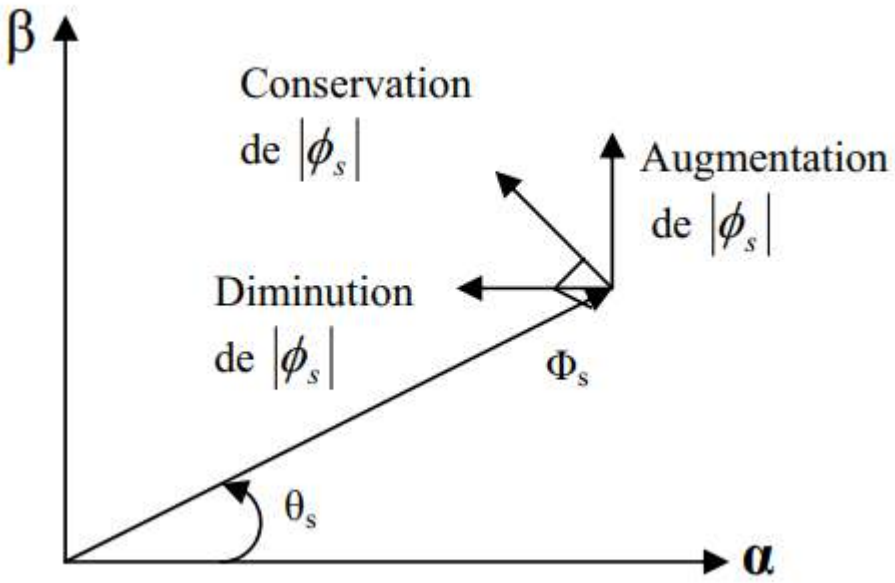


Figure III-3 Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension Vs

III.4 Contrôle du couple électromagnétique:

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor.

Où : θsr est l'angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

D'après l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator On peut écrire une relation entre les flux statorique et rotorique comme suit :

$$\frac{d\varphi_r}{dt}+\left(\frac{1}{\sigma.Tr}-jW_m\right).\phi_r=\frac{M}{\sigma.Tr.L_s}\varphi_s \qquad (III.05)$$

Dans cette relation on constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à σTr.

En supposant que par son réglage, l'amplitude de φs est maintenue limite dans la bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence, l'amplitude de φr sera aussi approximativement constante, lorsque

le flux est établi dans la machine. L'équation (III.05) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'ongle θsr.

III.5 Modèle d'état de la machine dans le référentiel liée au stator (α, β) (Concordia)

Pour obtenir le modèle de la machine asynchrone dans le référentiel liée au stator (α, β) on va passer par la transformation de Concordia :

$$\begin{aligned} V_{s\alpha} &= R_s I_{s\alpha} + \frac{d}{dt}\phi_{s\alpha} \\ V_{s\beta} &= R_s I_{s\beta} + \frac{d}{dt}\phi_{s\beta} \\ V_{r\alpha} = 0 &= R_r I_{s\alpha} + \frac{d}{dt}\phi_{r\alpha} + w_r \phi_{r\beta} \\ V_{r\beta} = 0 &= R_r I_{s\beta} + \frac{d}{dt}\phi_{r\beta} - w_r \phi_{\alpha} \end{aligned} \qquad (III.06)$$

III.6 Description de la structure de contrôle :

III.6.1 Sélection du vecteur de tension Vs

Le vecteur de tension V_s est délivré par un onduleur de tension triphasé, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté en théorie par trois grandeurs booléennes de commande

- Sj =1 : interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.
- Sj=0: interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Ainsi, le vecteur de tension V_s peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \frac{2}{3} U_c \left[S_a + S_b e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \qquad (III.07)$$

Les combinaisons des trois grandeurs ($S_a\ S_b\ S_c$) = (1 1 1) ou (0 0 0), comme le montre la figure (III-4) [**23**]

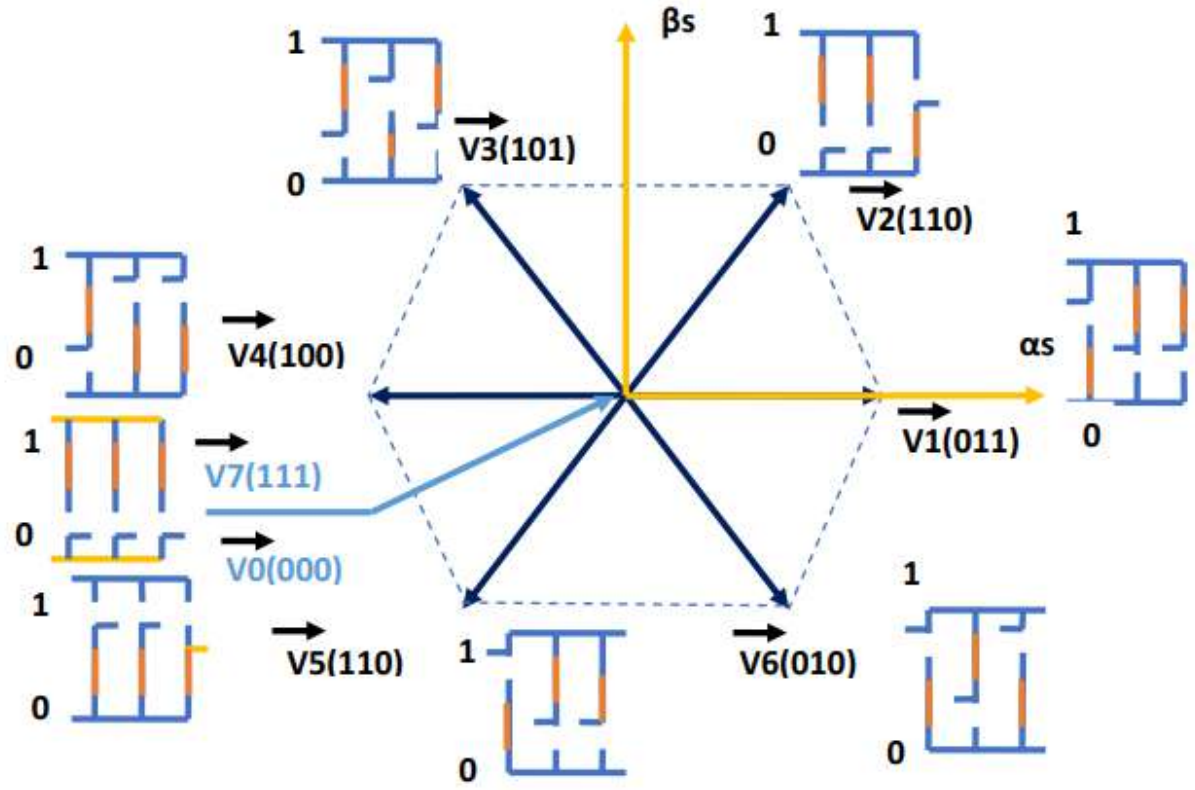


Figure III-4 Elaboration des vecteurs à partir de l'onduleur de tension.

Une sélection appropriée du vecteur tension Vs par (Sa, Sb, Sc) permet de déplacer vecteur flux φs de manière à maintenir son amplitude constante. Le choix de Vs dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique φs, du sens de rotation de φs, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple **[**24**]** .

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de φ s dans le référentiel (S) en le décomposant en six zones N=i, avec i = [1,6], déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) comme indiqué sur la figure III.5

Lorsque le vecteur flux φs se trouve dans une zone numérotée N=i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension.

Il s'agit des vecteurs Vi+1, Vi+2, Vi+4, Vi+5 représentés sur la figure III.4. Sur toute la zone N=i parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension Vs sélectionné reste le même, soit:

- Si Vi+1 (pour i ≤ 5 sinon Vi-5) est sélectionné alors φ s croit et Ce croît.
- Si Vi+5 (pour i ≤ 1 sinon Vi-1) est sélectionné alors φ s croit et Ce décroît.
- Si Vi+2 (pour i ≤ 4 sinon Vi-4) est sélectionné alors φ s décroît et Ce croît.
- Si Vi+4 (pour i ≤ 2 sinon Vi-2) est sélectionné alors φ s décroît et Ce décroît.

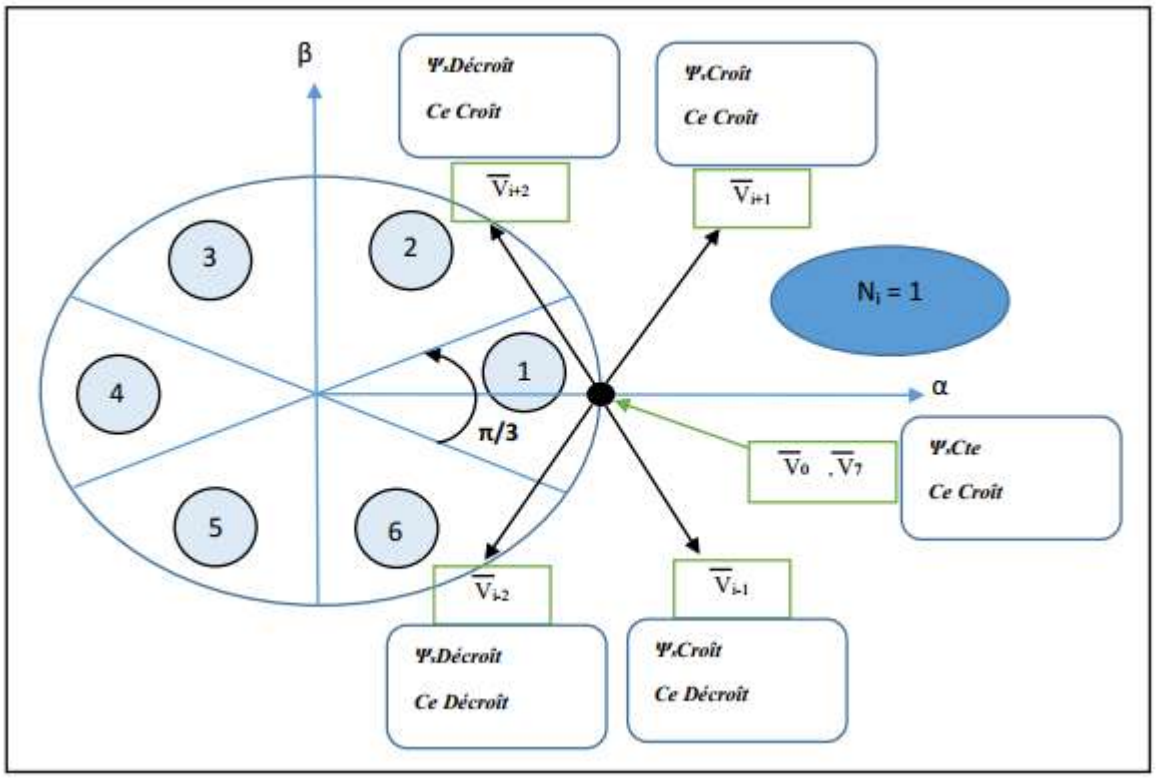


Figure III-5 Sélection du vecteur de tension selon la zone N=i.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position N=i, les deux vecteurs $\overline{V}i$ et $\overline{V}i+3$ ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux sur une zone N=i, un bras de l'onduleur ne commute jamais et permet ainsi de diminuer la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs du convertisseur

III.7 Les Estimateurs :

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes (alfa beta), a été largement utilisé pour la DTC. En raison de sa simplicité cette structure présente des limitations importantes. Le principal inconvénient est le fonctionnement à basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance Rs au cours du fonctionnement.

III.7.1 L'estimateur du flux statorique :

La commande DTC se base sur une estimation du couple de la machine, aussi sur que une estimation du flux statorique de la machine, le flux statorique est donc donné par :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s)dt \qquad (III.08)$$

On obtient les composantes α, β du vecteur : $\varphi_s : \varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta}$ avec :

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha})dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta})dt \end{cases} \qquad (III.09)$$

Les composant ($I_S\alpha$,$I_S\beta$) du vecteur courant sont obtenus par l'application de la transformation de Concordia aux courant mesurés
Isa et Isc soit :

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{s\alpha}\varphi_{s\alpha} \\ I_{s\beta} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}}(I_{sb} - I_{sc}\right] \end{cases} \qquad (III.10)$$

On écrit le module du flux statorique et sa phase comme :

$$|\varphi_s| = \sqrt{{\varphi_{s\alpha}}^2 + {\varphi_{s\beta}}^2} \qquad (III.11)$$

$$\varphi_s = arctg\frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \qquad (III.12)$$

III.7.2 L'estimateur du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\varphi_{s\alpha}\varphi_{s\beta}$ et les grandeurs calculées du courant Isα ,Isβ [**25**]

$$C_{em} = \frac{3}{2}P(\varphi_{s\alpha} I_{s\alpha} - \varphi_{s\beta} I_{s\beta}) \qquad (III.13)$$

III.8 Elaboration du vecteur de commande :

III.8.1 Elaboration des correcteurs de flux [26] :

Lorsque le flux se trouve dans la zone i, V_{i+1} et V_{i-1} sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, V_{i+2} et V_{i-2} sont choisis pour diminuer l'amplitude du flux.
Ce qui montre que le choix du vecteur de tension dépend du signe de l'erreur du flux et indépendant de l'amplitude de l'erreur. Ceci explique que la sortie du correcteur du flux peut être une variable booléenne :
$\Delta\varphi = 1$: Lorsque l'erreur du flux est positif.

$\Delta\varphi = 0$: Lorsque l'erreur du flux est négatif.

Pour éviter les commutations inutiles lorsque l'erreur de flux est très petite, on ajoute une bande d'hystérésis autour de zéro. En effet, avec ce type de correcteur on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux dans une zone de correction circulaire. L'erreur est calculée à partir de l'équation $\varepsilon = \varphi_{sref} - \varphi_s$ cette erreur doit être maintenue l'intérieur de la bande d'hystérésis $\Delta\emptyset$ du correcteur $\left|\varphi_{sref} - \varphi_s\right| \le \Delta\varphi_s$ figure III.6

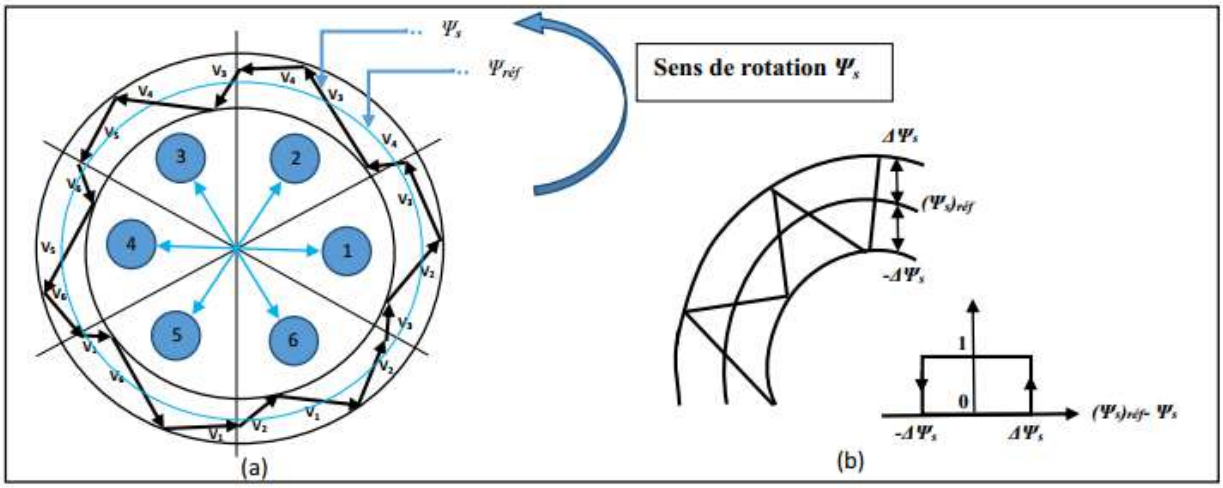


Figure III-6 a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux, (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III.8.2 Elaboration du correcteur de couple :

Le correcteur de couple à pur le but de maintenir le couple dans des limites accessibles définies comme suit :

$$\left|C_{eref} - C_e\right| \le \Delta C_e \qquad (III.14)$$

Avec :

C_{eref} : Le couple de référence.

ΔC_e : La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant le couple peut être positif ou négatif selon la rotation de la machine, cela il faut un correcteur à deux ou à trois niveaux

III.8.2.1 Contrôleur de couple à deux niveaux:

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux. Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vecteurs de tensions V+1 et V+2 et les vecteurs nuls ne peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs de tensions nuls.

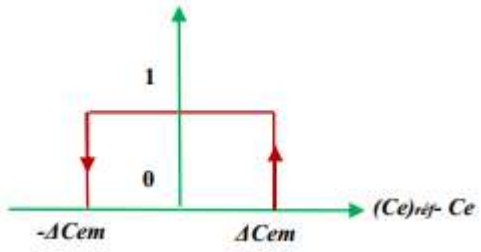


Figure III-7 Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III.8.2.2 Contrôleur de couple à trois niveaux:

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans deux sens de rotation, soit pur un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note Ccpl figure (III-8) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (Ccpl=1) pour un consigne positive, et (Ccpl=-1) pour une cosigne négative, ou doit être diminuée (Ccpl=0). En effet, pour diminuer la valeur de couple, on applique les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique [**27**]

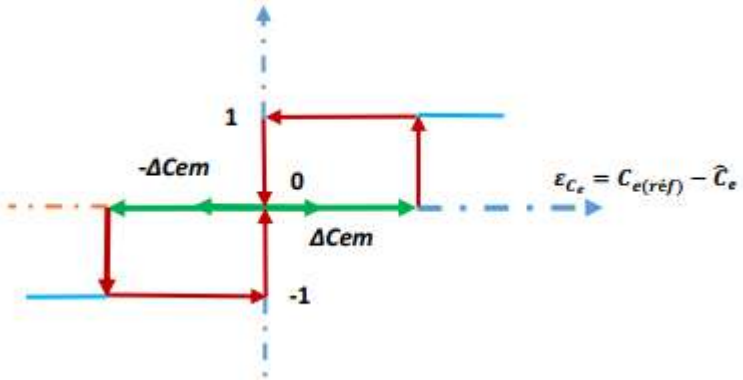


Figure III-8 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

III.9 Elaboration de la table de commutation de la DTC 5-niveaux :

Le choix de commutations imposées à l'onduleur dépend de la position angulaire du flux et des valeurs du flux et du couple par rapport à leurs consignes respectives. Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôle du couple et des performances dynamiques visées en termes de poursuite des références du flux et du couple et des ondulations sur le courant. Dans notre cas, la table de stratégies de commutation est illustrée dans le tableau III.1

N		1	2	3	4	5	6	Comparateur	
Cflx=1	Ccpl=1	V2(110)	V3(010)	V4(011)	V5(001)	V6(101)	V1(100)	2 niveaux	3 niveaux
	Ccpl= 0	V7(111)	V0(000)	V7(111)	V0(000)	V7(111)	V0(000)		
	Ccpl= -1	V6(101)	V1(100)	V2(110)	V3(010)	V4(011)	V5(001)		
Clfx=0	Ccpl= 1	V3(010)	V4(011)	V5(001)	V6(101)	V1(100)	V2(110)	2 niveaux	3 Niveaux
	Ccpl= 0	V0(000)	V7(111)	V0(000)	V7(111)	V0(000)	V7(111)		
	Ccpl= -1	V5(001)	V6(101)	V1(100)	V2(110)	V3(010)	V4(011)		

Table III-1 Table de commutation

En sélectionnant l'un des deux vecteurs nuls V_0 V_7, la rotation du flux Øs est arrêtée et entraîne une décroissance du coulpe Cem. On choisit alternativement V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation sur l'onduleur

III.9.1 Sélection du vecteur tension VS

D'après les expressions des tensions simples de la sortie de l'onduleur établit précédemment, et en utilisant la forme vectorielle des tension on peut écrire :

$$\overline{V_s} = v_{sa} + j.v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}}\left[VA + VB.e^{j\frac{2\pi}{3}} + VC.e^{j\frac{4\pi}{3}}\right] \quad \text{(II.15)}$$

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan (α-β). Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la figure III.9. Par combinaison des huit interrupteurs d'un bras, on peut imposer à la phase, cinq niveaux de tension différents.
Donc le nombre de vecteurs tensions disponibles en sortie de l'onduleur à cinq niveaux est
53^3 =125, distribués sur quatre hexagones concentriques

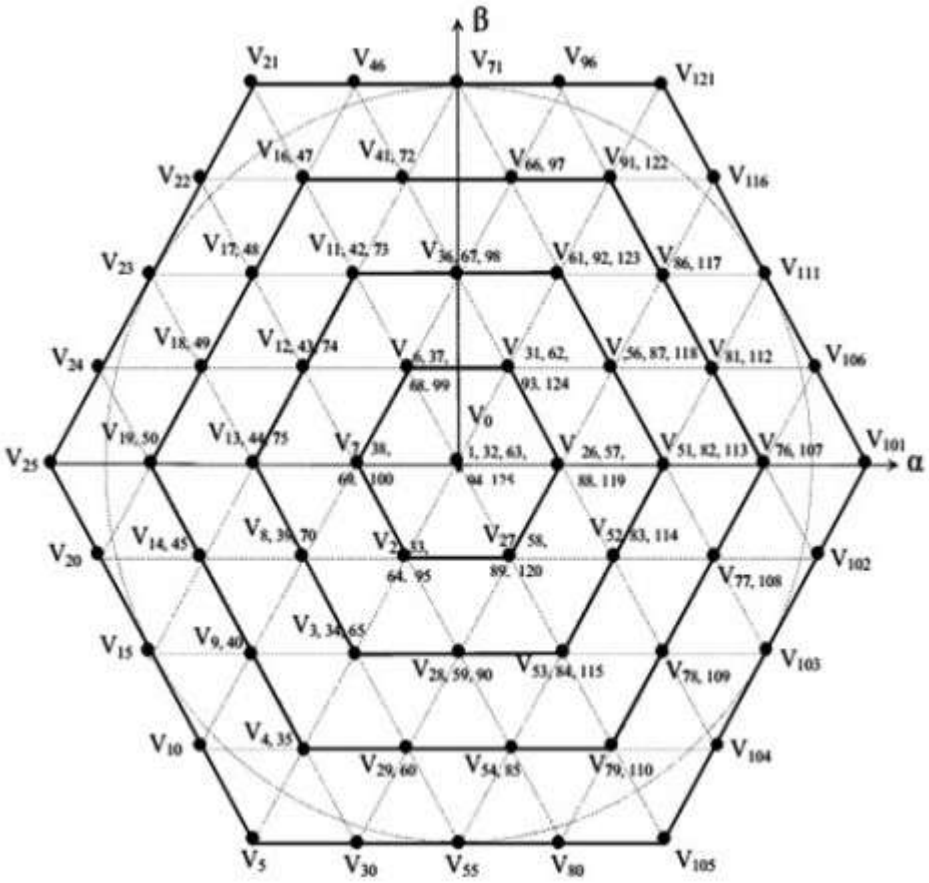


Figure III-9 Diagramme de vecteur de tension de l'onduleur à 5-niveaux

Il y a 125 états de commutations pour l'onduleur (5^3). Selon ces états, on aura 61 vecteurs tension Vs différents en module. La représentation de ces vecteurs, figure III.10, montre qu'ils sont classés en cinq groupes selon leurs modules [**28**]

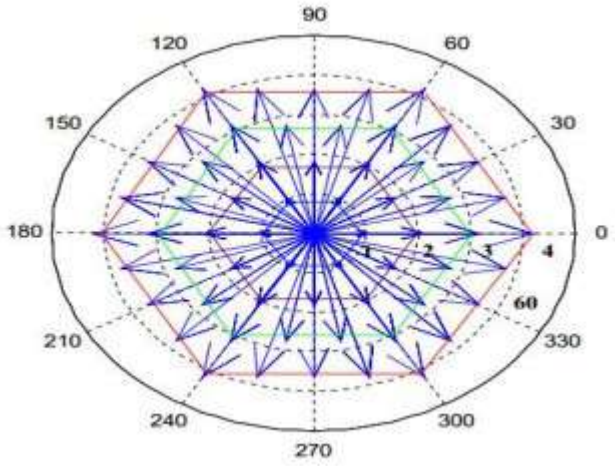


Figure III-10 Topographie des 61 vecteurs générés par un onduleur à 5-niveaux

Groupe de vecteur	Vecteur de tension Vs (Va, Vb, Vc)
Vecteurs tension Nuls	V0 [(2, 2,2) (1,1,1) (0,0,0) (-1,-1,-1) (-2,-2,-2)]
Vecteurs tension du premier hexagone	V2 [(-2,-2,-1) (-1,-1,0) (0, 0,1) (1, 1,2)] ; V6 [(-2,-1,-2) (-1,0,-1) (0,1,0) (1,2,1)] ; V7 [(-2,-1,-1) (-1,0,0) (0,1,1) (1,2,2)] ; V26 [(-1,-2,-2) (0,-1,-1) (1,0,0) (2,1,1)] ; V27 [(-1,-2,-1) (0,-1,0) (1,0,1) (2,1,2)] ; V31 [(-1,-1,-2) (0,0,-1) (1,1,0) (2,2,1)]
Vecteurs tension du deuxième hexagone	V51 [(0,-2,-2) (1,-1,-1) (2,0,0) V56 [(0,-1,-2) (1,0,-1) (2,1,0)] V61 [(0,0,-2) (1,1,-1) (2,2,0)] ; V36 [(-1,0,-2) (0,1,-1) (1,2,0)] V11 [(-2,0,-2) (-1,1,-1) (0,2,0)],V12 [(-2,0,-1) (-1,1,0) (0,2,1)] V13 [(-2,0,0) (-1,1,1) (0,2,2)] ; V8 [(-2,-1,0) (-1,0,1) (0,1,2)] ; V3 [(-2,-2,0) (-1,-1,1) (0,0,2)] ; V28 [(-1,-2,0) (0,-1,1) (1,0,2)] V53 [(0,-2,0) (1,-1,1) (2,0,2)] ; V52 [(0,-2,1) (1,-1,0) (2,0,1)]
Vecteurs tension du troisième hexagone	V76 [(1,-2,-2) (2,-1,-1)] ; V81 [(1,-1,-2) (2,0,-1)] ; V86 [(1,0,-2) (2,1,-1)] ; V91 [(1,1,-2) (2,2,-1)] ; V66 [(0,1,-2) (1,2,-1)] ; V41 [(-1,1,-2) (0,2,-1)] ; V16 [(-2,1,-2) (-1,2,-1)] ; V17 [(-2,1,-1) (-1,2,0)] ; V18 [(-2,1,0) (-1,2,1)] ; V19 [(-2,1,1) (-1,2,2)] ; V14 [(-2,0,1) (-1,1,2)] ; V9 [(-2,-1,1) (-1,0,2)] ; V4 [(-2,-2,1) (-1,-1,2)] ; V29 [(-1,-2,1) (0,-1,2)] ; V54 [(0,-2,1) (1,-1,2)] ; V79 [(1,-2,1) (2,-1,2)] ; V78 [(1,-2,0) (2,-1,1)] ; V77 [(1,-2,-1) (2,-1,0)].
Vecteurs tension du quatrième hexagone	V101(-2,-2,-2) ; V106(-2,-1,-2) ; V111(-2,0,-2) ; V116(2,1,-2) ; V121(2,2,-2) ; V96(1,2,-2) ; V71(0,2,-2) ; V46(-1,2,-2) ; V21(-2,2,-2) ; V22(-2,2,-1) ; V23(-2,2,0) ; V24(-2,2,1) ; V25(-2,2,2) ; V20(-2,1,2) ; V15(-2,0,2) ; V10(-2,-1,2) ; V5(-2,-2,2) ; V30(-1,-2,2) ; V55(0,-2,2) ; V80(1,-2,2) ; V105(2,-2,2) ; V104(2,-1,1) ; V103(2,-2,0) ; V102(2,-2,-1).

Table III-2 Les quatre groupes des vecteurs tensions de l'onduleur à 5-Niveaux

III.9.2 Elaboration de nouvelle stratégie de la table de commutation [29] :

Ce regroupement de vecteur de tension, de première, deuxième, troisième et quatrième hexagone doivent diviser l'intervalle de la vitesse et limitée pour les quatre zone.

a) premier hexagone (Ω< Ωnom/4) :

L'utilisation les vecteurs de tension de premier hexagone permette de réduire le courant de démarrage de la machine.

b) deuxième hexagone (Ωnom/4<Ω< Ωnom/2) :

Pour la réalisation de Contrôle Direct de couple de la machine en utilise les vecteur de tension de deuxième hexagone.

c) troisième hexagone (Ωnom/2<Ω< 3Ωnom/4) :

Les vecteurs de tension de troisième hexagone sont utilisés pour l'augmentation du couple.et ainsi que les vecteur de tension de deuxième pour diminuer du couple.

d) quatrième hexagone (3Ωnom/4<Ω) :

Les vecteurs de quatrième hexagone sont appliqués pour l'augmentation de couple, et les vecteurs de tension pour diminuer.

Présentation les quatre tables de commutations :

Cflx	Cce	Secteur											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	V31	V36	V6	V12	V7	V8	V2	V28	V27	V52	V26	V56
	0	V32	V1	V1	V32	V32	V1	V1	V32	V32	V1	V1	V32
	-1	V27	V52	V26	V56	V31	V36	V6	V12	V7	V8	V2	V28
0	1	V6	V12	V7	V8	V2	V28	V27	V52	V26	V56	V31	V36
	0	V1	V32	V32	V1	V1	V32	V32	V1	V1	V32	V32	V1
	-1	V2	V28	V27	V52	V26	V56	V31	V36	V6	V12	V7	V8

Table III-3 Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur

A cinq niveaux

Cflx	Cce	Secteur											
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	V61	V36	V11	V12	V13	V8	V3	V28	V53	V52	V51	V56
	0	V63	V32	V1	V32	V63	V32	V1	V32	V63	V32	V1	V32
	-1	V53	V52	V51	V56	V61	V36	V11	V12	V13	V8	V3	V28
0	1	V11	V12	V13	V8	V3	V28	V53	V52	V51	V56	V61	V36
	0	V1	V32	V63	V32	V1	V32	V63	V32	V1	V32	V63	V32
	-1	V3	v28	V53	V52	V51	V56	V61	V36	V11	V12	V13	V8

Table III-5 Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinque niveaux

Cflx	Cce												
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1	1	V91	V41	V16	V18	V19	V9	V4	V54	V79	V77	V76	V86
	0	V94	V32	V1	V63	V94	V32	V1	V63	V94	V32	V1	V63
	-1	V53	V52	V51	V56	V61	V36	V11	V12	V13	V8	V3	V28
0	1	V16	V18	V19	V9	V4	V54	V79	V77	V76	V86	V91	V41
	0	V1	V94	V94	V1	V1	V94	V94	V1	V1	V94	V94	V1
	-1	V3	V28	V53	V52	V51	V56	V61	V36	V11	V12	V13	V8

Table III-4 Table de commutation utilisée dans la DTC d'une MAS alimentée par un onduleur à cinque niveaux

III.10 Structure générale du contrôle direct du couple (DTC) :

La structure complète de la commande, est représentée sur la figure III.10 suivante :

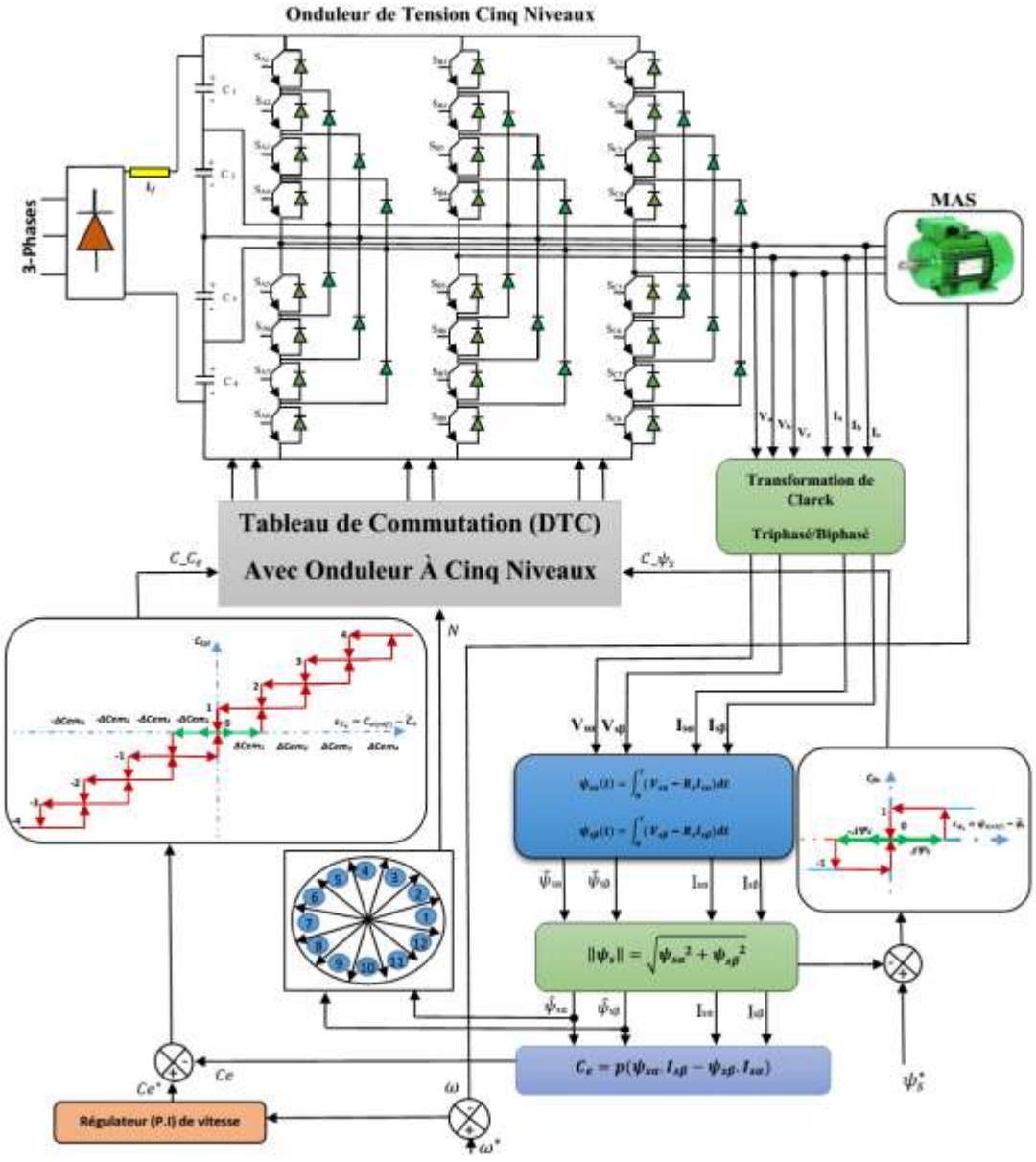


Figure III-11 Structure globale DTC avec onduleur à cinq niveaux.

III.11 Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Pour le réglage de la grandeur mécanique on a utilisé le régulateur Intégral-Proportionnel (PI), il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). L'équation dans le régime temporel de ce correcteur est donnée par :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau \quad \text{(III.16)}$$

La fonction de transfert correspondante est donnée par :

$$C(S) - = Kp + \frac{Ki}{S} = Kp(1 + \frac{1}{\tau_i S}) \quad (III.17)$$

$$\tau i = \frac{Kp}{Ki} \quad (III.18)$$

Où s est l'opérateur dérivée de LAPLACE.

Le schéma suivant représente la structure du correcteur de type (PI) :

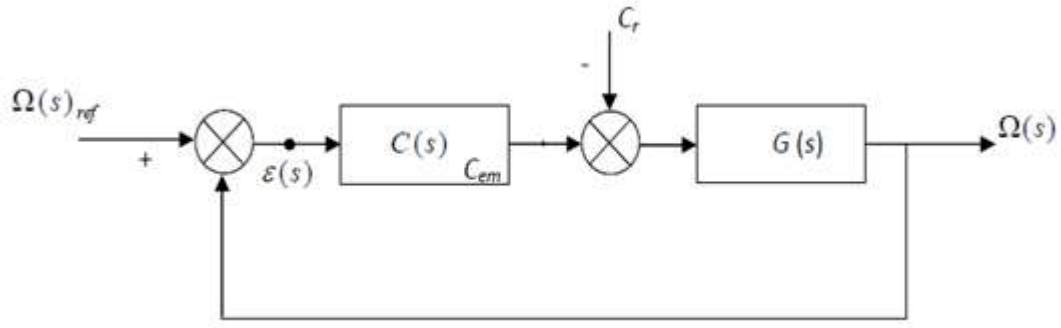


Figure III-12 Régulation de vitesse avec correcteur PI

C(s) est donnée par l'expression (III.17), La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par:

$$H(s) = \frac{C(s)G(s)}{1 + C(s)G(s)} \quad (III.19)$$

Avec :

$$G(s) = \frac{1}{JS + f} \quad (III.20)$$

En remplaçant les équations (III.17) et (III.19) dans l'équation (III.20) avec Cr= 0, on obtient :

$$H(s) = \frac{\left(\frac{K_p}{K_i}\right)S + 1}{\frac{J}{K_i}S^2 + \left(\frac{K_p + f}{K_i}\right)S + 1} \quad (III.21)$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients Kp et Ki, dans ce cas on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert d'un système du deuxième ordre en boucle fermée est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{1}{1 + \frac{2\varepsilon}{w_n}S + \frac{1}{w_n^2}S^2} \quad (III.22)$$

Par analogie entre les expressions (II.20) et (II.21) on trouve:

$$\begin{cases} Kp = 2J\varepsilon w_n - f \\ Ki = \dfrac{Jwn^2}{Kp} \end{cases} \qquad (III.23)$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et wn pour déterminer les coefficients **Kp** et **Ki**

III.12 Résultats de simulation

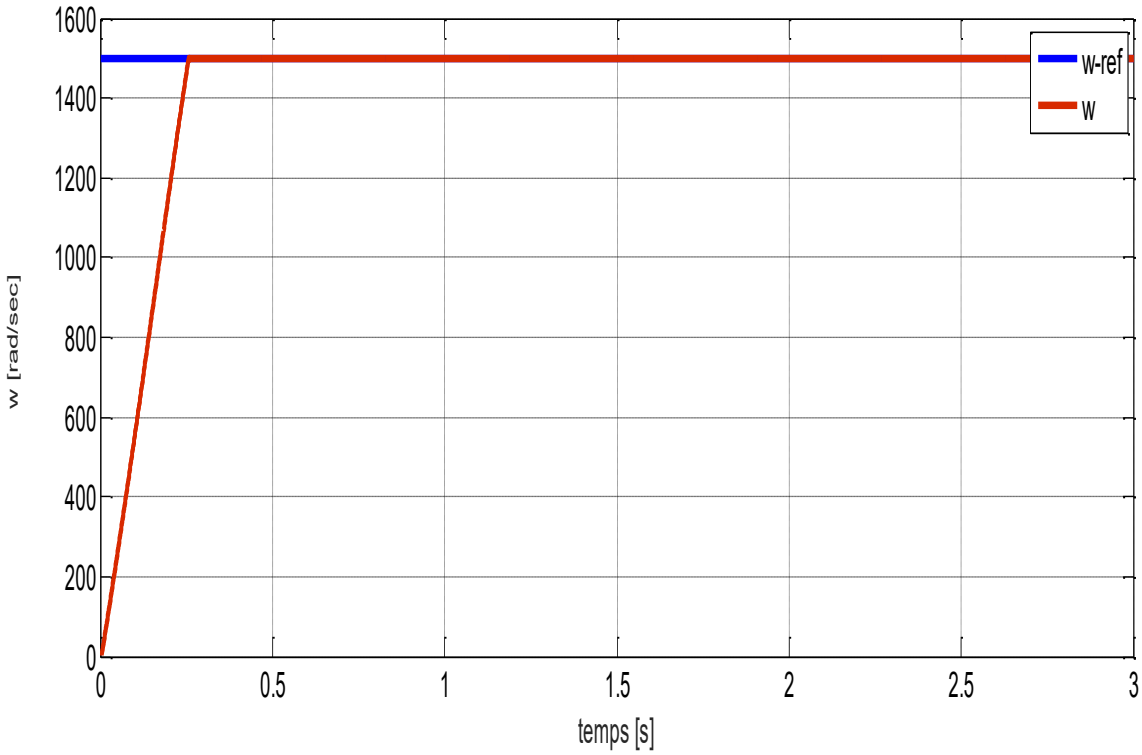


Figure III-13 Vitesse de la Mas (Rad/s)

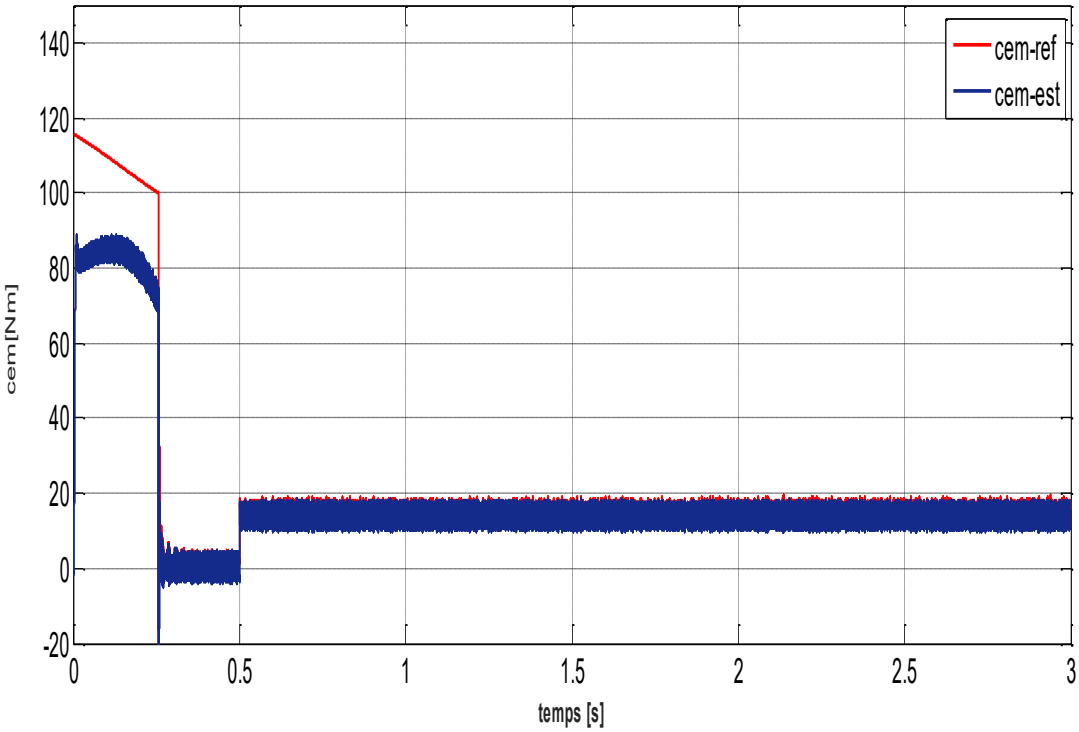


Figure III-14 Couple électromagnétique de la Mas

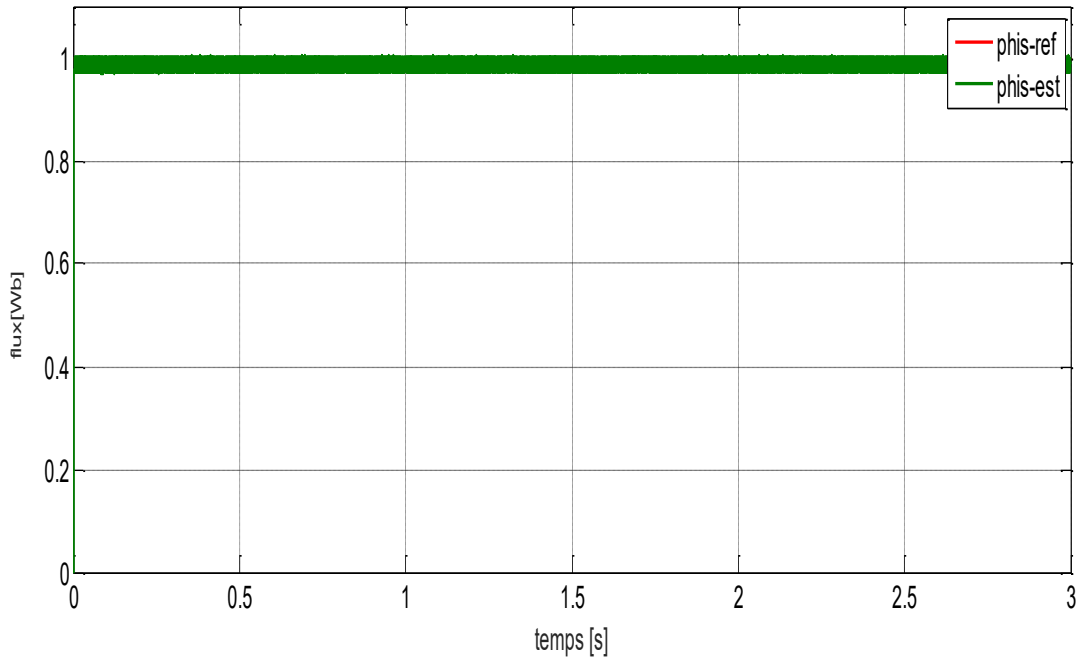


Figure III-15 Flux statorique de la MAS

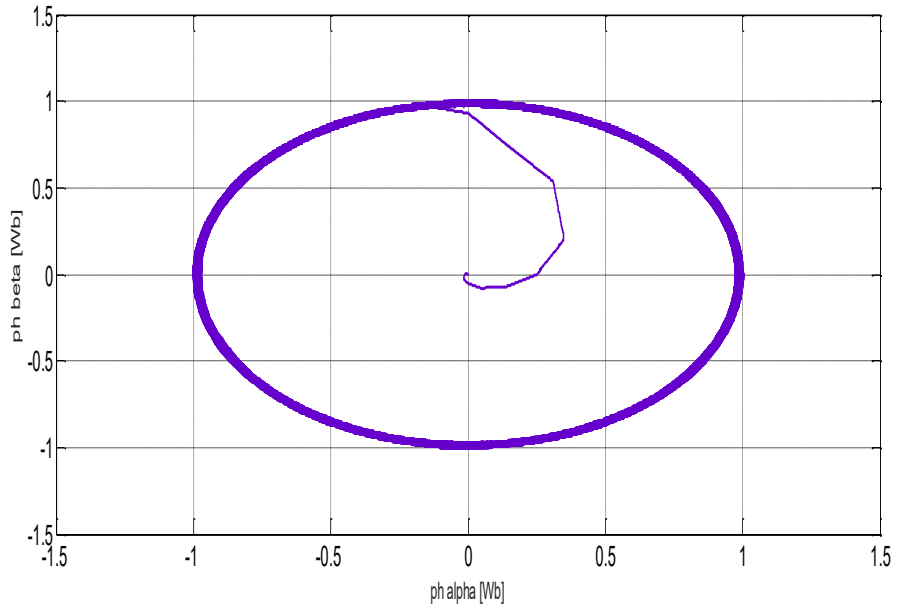


Figure III-16 Flux dans le plan Alpha-beta

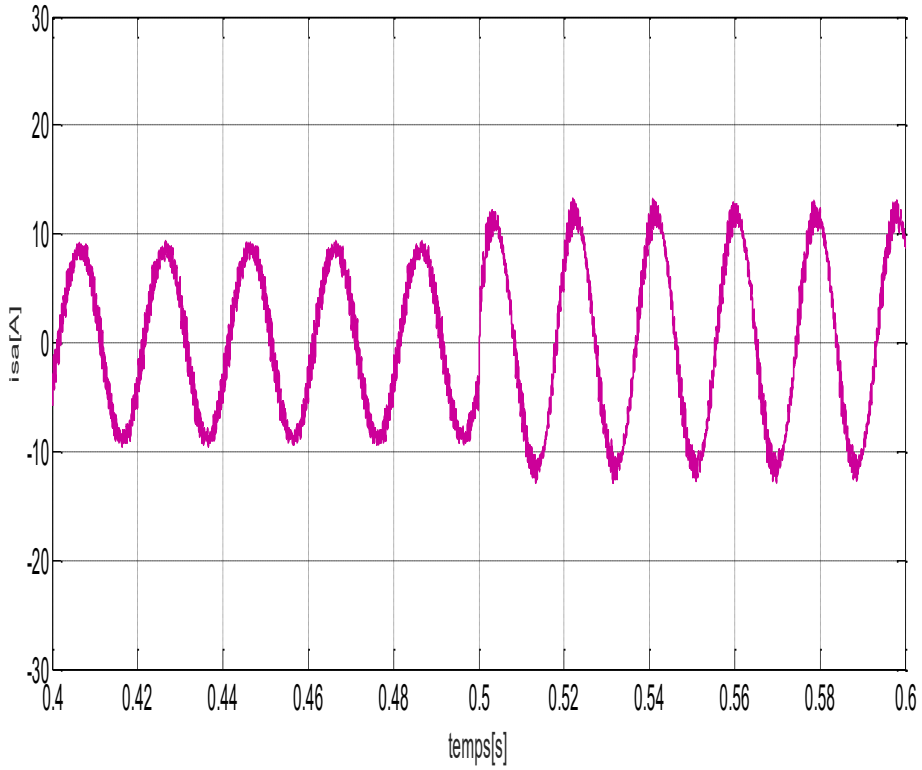


Figure III-17 Courant de sortie de première phase

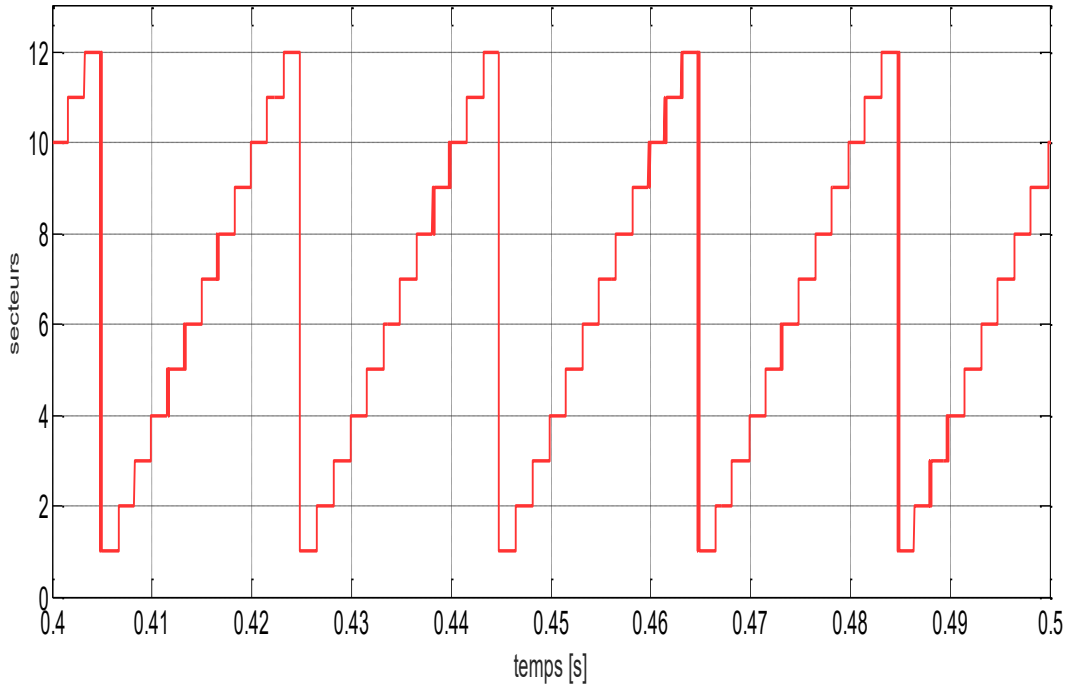


Figure III-18 Secteur de la DTC

III.12.1 Interprétations des résultats :

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à la MAS alimenté par un onduleur de tension triphasé, nous avons simulé l'ensemble sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. On remarque que :

- La vitesse suit sa référence.
- IL a un découplage entre le couple et le flux.

III.13 Conclusion

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande (DTC) en passant par le principe du contrôle direct du couple de la machine asynchrone. Cette étude est validée par une simulation en SIMULINK dans un environnement MATLAB. La simulation montre que la commande directe de couple offre un découplage entre le couple et le flux et que les performances de l'association commande DTC-MAS sont satisfaisantes.

Chapitre IV

Commandes logiques floue type-2- de la MAS

IV.1 Introduction

Le concept des ensembles flous de type-2 a été introduit par Zadeh [**30**]. comme extension du concept des ensembles flous ordinaires dits ensembles flous type-1. Un ensemble flou type-2 est caractérisé par une fonction d'appartenance, c.-à-d. la valeur d'appartenance de chaque élément de l'ensemble est un nombre flou dans l'intervalle [0,1]. Les ensembles flous type-2 peuvent être utilisés dans des situations où l'incertitude est présente (par exemple l'incertitude sur la forme des fonctions d'appartenance) . L'avantage principal de la logique floue type-2 par rapport à la logique floue type-1 est sa capacité de prendre en compte les incertitudes linguistiques et numériques. Si pour une certaine variable linguistique x, un opérateur OP1 a proposé 3 fonctions d'appartenance gaussiennes, un autre opérateur OP2 propose par exemple à son tour 5 fonctions d'appartenance de type triangulaires, alors on remarque que nous avons une incertitude dans la forme et dans le nombre des fonctions d'appartenance proposées. Cette problématique ne peut être résolue par la logique floue type-1. Pour remédier à ce problème, la logique floue type-2 a été proposée dans la littérature. Ce chapitre sera divisé en quatre parties. Dans la première partie nous allons présenter les principes de base et le fondement théorique de la théorie de la logique floue type-2. Dans la deuxième partie nous proposons d'effectuer une commande simple à base de logique floue type-2. Le régulateur flou type-2 sera présenté dans la troisième partie et enfin dans la quatrième partie en donne une comparaison entre toutes les méthodes déjà présentées

IV.2 Notions et terminologies

IV.2.1 Ensemble flou type-2

Dans un univers de discours X, un ensemble flou type-2, noté Ã, est décrit par une fonction d'appartenance type-2 $\mu_{\tilde{A}(x,u)}$ tel que x ∈ X et μ ∈ $J_x \subseteq [0,1]$. Il peut être représenté comme suit : $\tilde{A} = \{(x,u), 0 \leq \mu\tilde{A}(x,u) \leq 1 | \forall x \in X, \forall u \in Jx \subseteq [0,1]\}$ $(IV.1)$

avec

x∈ X : dite variable primaire.

u ∈ Jx: dite variable secondaire.

L'équation (IV.1) montre que la fonction d'appartenance type-2 μÃ (x, u) est une fonction tridimensionnelle. Il est possible d'exprimer également l'ensemble type-2 Ã sous la forme suivante :

L'intégrale double signifie l'union de toutes les valeurs sur x et u.

IV.2.2 Représentation d'une fonction d'appartenance type-2

Une représentation graphique bidimensionnelle d'une fonction d'appartenance type-2 est montrée sur la figure (IV.1). Il s'agit de multiples représentations d'une fonction d'appartenance triangulaire type-1 proposées par différents experts. L'exemple suppose qu'il y a N triangles de même sommet et avec différentes bases. Chaque point d'intersection μ_i(i=1,..,N) de x' avec les fonctions

d'appartenance est assigné à un poids ω_i relatif au degré d'expertise de chaque expert. De tels poids sont les possibilités liées à chaque triangle à cette valeur de x' [**31**]

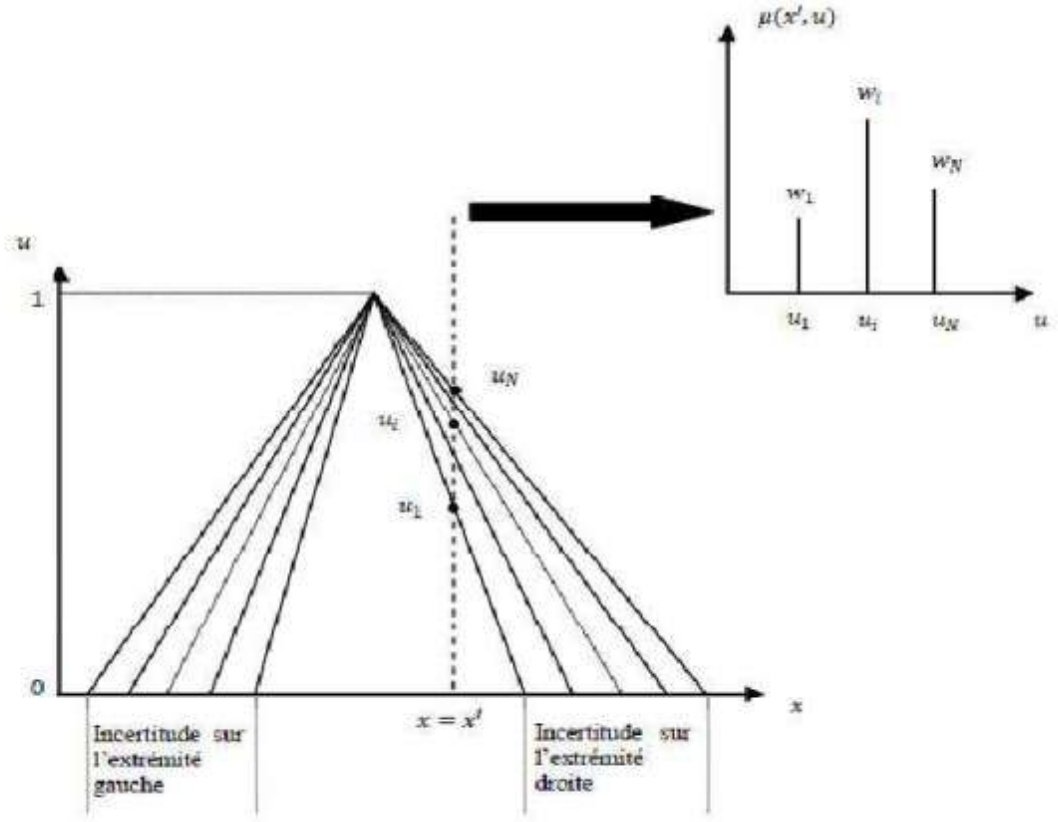


Figure IV-1 Fonction d'appartenance triangulaire avec une base à extrémités incertaines

La figure (IV.2) est une représentation tridimensionnelle de la fonction d'appartenance type-2. Dans ce cas x et u sont considérés comme discrets.

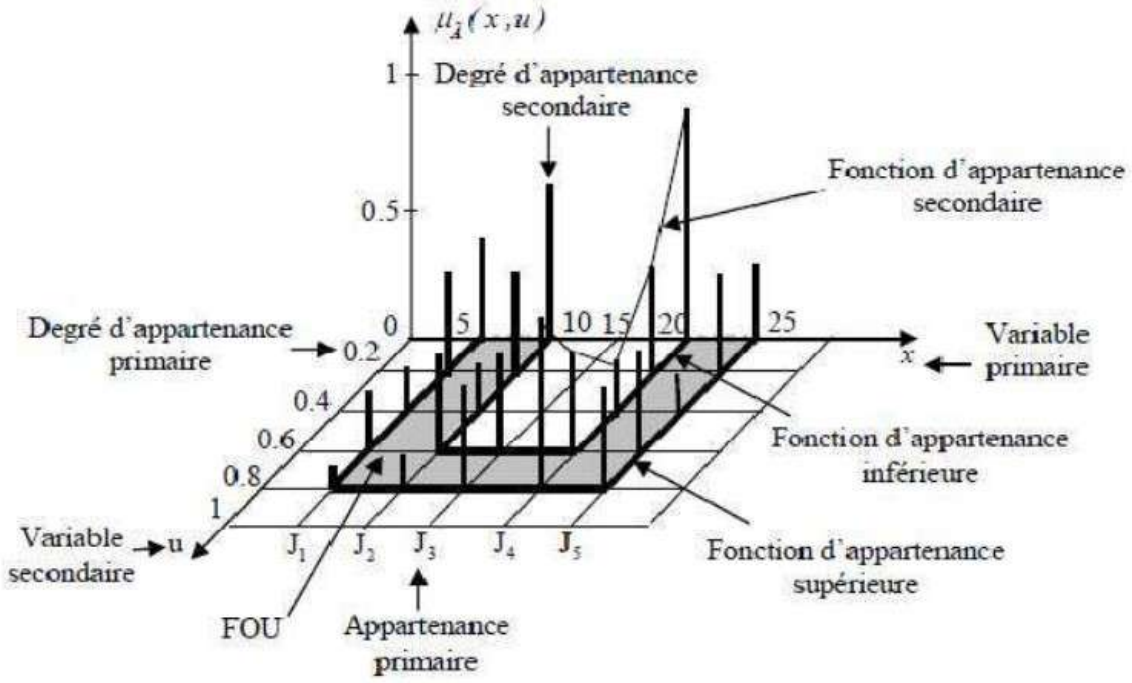


Figure IV-2 Fonction d'appartenance type-2

IV.2.3 Coupe verticale

A chaque valeur de x, notée x'=x, le plan dont les axes sont u et μ (x',u) est appelé coupe (tranche) verticale (vertical slice) de μ(x,u) . La fonction d'appartenance type-2représentée par la figure (IV.2) possède cinq coupes verticales. La coupe verticale correspond à x =20 est montrée sur la figure (IV.3).

Ou bien sous la forme :

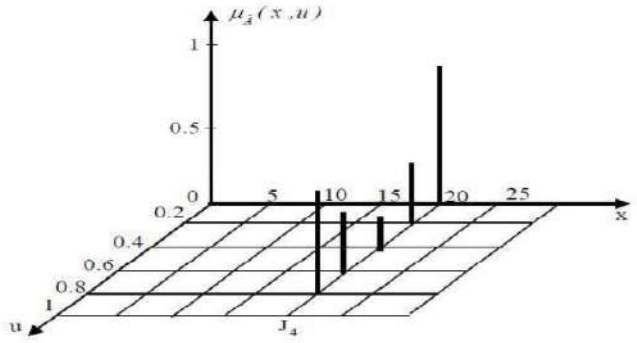


Figure IV-3 Coupe verticale d'une fonction d'appartenance type-2

IV.2.4 Fonction d'appartenance secondaire

Une fonction d'appartenance secondaire est une coupe verticale de $\mu\tilde{A}$ (x, u). Elle représente un ensemble secondaire de type-1. Pour tout $x' \in X \, et \, \forall u \in Jx' \subseteq [0,1] et \, 0 \le f_{x'} u \le 1$ la fonction d'appartenance secondaire est donnée par [36] :

$$\mu_{\tilde{A}}(x',u) = \mu_{\tilde{A}}(x') = \int u \in J_x f_{x'}(u) / u \, avec \, J_{x'} \subseteq [0,1] et \, 0 \le f_{x'} u \le 1 \qquad (IV.3)$$

Puisque $\forall$ x' ; x' $\in$ X ; nous pouvons omettre donc le prime dans $\mu_{\tilde{A}}(x')$ et adopter la notation $\mu_{\tilde{A}}(x)$ pour la fonction d'appartenance secondaire, qui est une fonction d'appartenance flou type-1.

On peut interpréter un ensemble flou type-2, en se basant sur le concept des ensembles secondaires comme étant l'union de tous les ensembles secondaires, comme suit :

$$\tilde{A} = \{(x, \mu\tilde{A}(x)) \mid \forall x \in X \} \qquad (IV.4)$$

Ou bien sous la forme :

$$\tilde{A} = \int x \in X \mu_{\tilde{A}}(x) / x = \int x \in X \left[\int u \in J_x f_x(u) / u \right] / x \, avec \, J_x \subseteq [0,1] \qquad (IV.5)$$

Dans le cas où X et Jx sont discrets, l'équation (IV.5) devient :

$$\tilde{A} = \sum xi \in X \mu_{\tilde{A}}(xi) / xi = \sum xi \in X \left[\sum_{u_i \in Jx} f_x(u_i) / u \right] / x_i \; avec \, J_x \subseteq [0,1] \quad (IV.6)$$

Le nom attribué à la fonction d'appartenance type-2 est associé à celui qui décrit la forme de la fonction d'appartenance secondaire

IV.2.5 Appartenance primaire

L'appartenance primaire de x dans Ã, noté Jx , est le domaine de la fonction d'appartenance secondaire. Jx est défini tel que : $\forall x \in X, J_x \subseteq [0,1]$.

IV.2.6 Degré d'appartenance secondaire

Le degré d'appartenance secondaire de x dans Ã, noté f x (u) , est l'amplitude de la fonction d'appartenance secondaire.

IV.2.7 Empreinte d'incertitude

L'empreinte d'incertitude (Footprint Of Uncertainty), notée FOU, est une région bornée qui reflète la présence des incertitudes dans les appartenances primaires d'un ensemble flou type-2.

Le FOU d'un ensemble flou type-2 Ã est l'union de toutes les appartenances primaires :

$$FOU\left(\tilde{A}\right) = \mathrm{U}_{x \in X} J_x \qquad (IV.7)$$

L'empreinte d'incertitude permet de dépeindre graphiquement les ensembles flous type- 2 dans un espace bidirectionnel. De cette manière, le FOU vient de surmonter la difficulté liée à la nature tridimensionnelle des fonctions d'appartenance type-2 qui les rend difficiles à représenter.

IV.2.8 Fonctions d'appartenance supérieure et inférieure

Les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure sont deux fonctions d'appartenance primaires de type-1. Elles représentent les frontières supérieure et inférieure de la région FOU d'un ensemble flou type-2

En désignant par $\overline{U}_{\tilde{A}}(x)$ et $\underline{U}_{\tilde{A}}(x)$ les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure respectivement, il vient :

$$\overline{U}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X \qquad (IV.8)$$

$$\underline{U}_{\tilde{A}}(x) = \overline{FOU(\tilde{A})} \quad \forall x \in X$$

IV.2.9 Fonction d'appartenance principale

Une fonction d'appartenance principale d'un ensemble flou type-2, $\mu_{\tilde{A}}^{prin}(\mathrm{x})$ notée, est définie comme étant l'union de tous les points qui satisfaits la condition suivante :

$$\mu_{\tilde{A}}^{prin}(\mathrm{x}) = \int_{x \in X} u / x, \forall x \in J_x \subseteq [0,1], f_x(u) = 1 \qquad (IV.9)$$

IV.2.10 Ensemble encastré type-2

En supposant que la variable primaire x est discrétisée en N valeurs x1,x2,….xn , et chaque appartenance primaire J_{xi} (i =1,...,N) est discrétisée en M i valeurs ui_1 ,ui_2 ,...,u_iM_i .Chaque ensemble encastré type-2 (type-2 embedded set) d'un ensemble flou type-2 contient un élément u_{ik} (k =1,...,M i) de chaque J_{xi} (i =1 ,...,N) possédant un degré d'appartenance secondaire fxi (uik) . Le j^{eme} ensemble encastré, noté par $\tilde{A}^j_e$est donné par :

$$\tilde{A}_e^j = \left\{ (x_i, u_i^j, f(u_i^j)), u_i^j \in J_{xi} = \{u_{ik}, k = 1,..., M_i\} \subseteq [0,1], i = 1,..., N \right\} \qquad (IV.10)$$

L'ensemble $\tilde{A}_e^j$ peut être exprimé aussi par [36] :

$$\tilde{A}_e^j = \sum_i^N = 1 \left[f_{xi}(u_i^j) / u_i^j \right] / xi, u_i^j \in J_{xi} = \{u_{ik}, k = 1,..., Mi\} \subseteq [0,1] \qquad (IV.11)$$

L'ensemble flou type-2 Ã peut être considéré comme étant l'union de tous ses ensembles encastrés type-2.

$$\tilde{A} = \sum_j^n = 1 \tilde{A}_e^j \quad avec\ n = \prod_{i=1}^n Mi \qquad (IV.12)$$

La figure (IV.4) représente l'un des 1250 ensembles encastrés type-2 de la fonction d'appartenance type-2 de la figure IV.2. Cependant, il faut noter que pour un ensemble flou type-2 continu il y a une infinité d'ensembles encastrés type-2. Dans ce cas, le concept d'ensemble encastré n'est pas très utile [**32**]

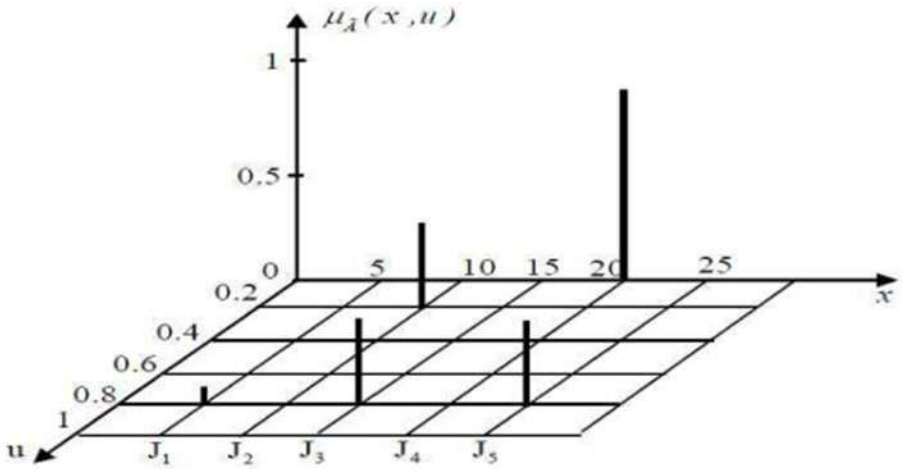


Figure IV-4 Représentation tridimensionnelle d'un ensemble encastré type-2

IV.3 Système flou type-2 général

Un système flou peut être considéré comme type-2 si l'un de ses ensembles flous du prémisse ou de la conséquence est de type-2. La structure générale d'un système flou type-2 (type-2 fuzzy system : T2FS) est représentée par la figure(IV.5)

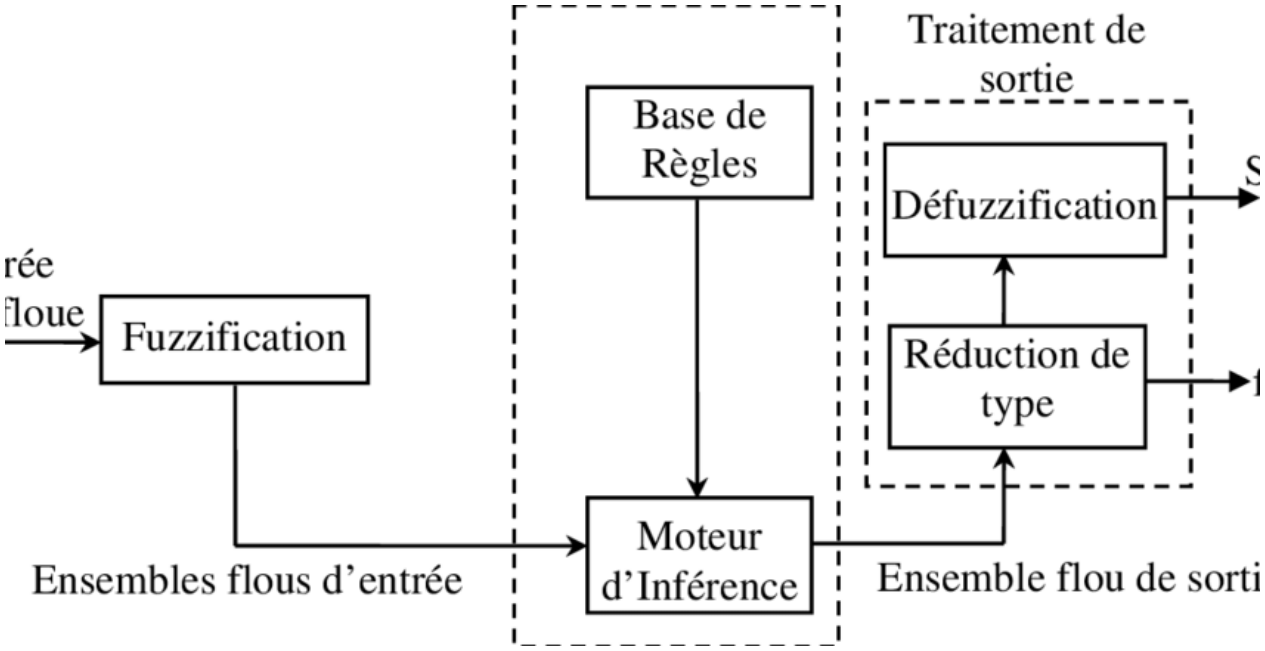


Figure IV-5 Structure d'un système flou type-2

Cette structure est similaire à celle du système flou type-1. Cependant, leurs différences résident dans :

- Le type des fonctions d'appartenance utilisées ;
- La procédure de défuzzification adoptée. Dans un T2FS, un bloc de réduction de type est indispensable pour convertir l'ensemble flou type-2 de la sortie à un ensemble flou type-1.

IV.4 Système flou type-2 intervalle

IV.4.1 Ensemble flou type-2 intervalle

Dans un ensemble flou type-2 intervalle Ã toutes les appartenances secondaires sont égale à 1, ce qui reflète, l'uniformité des incertitudes dans les appartenances primaires.

Un ensemble flou type-1 intervalle peut être représenté par les extrémités à droite et à gauche de son intervalle de définition. Les deux extrémités sont associées aux fonctions d'appartenance supérieure et inférieure qui délimitent la région FOU comme le montre la figure (IV.6)

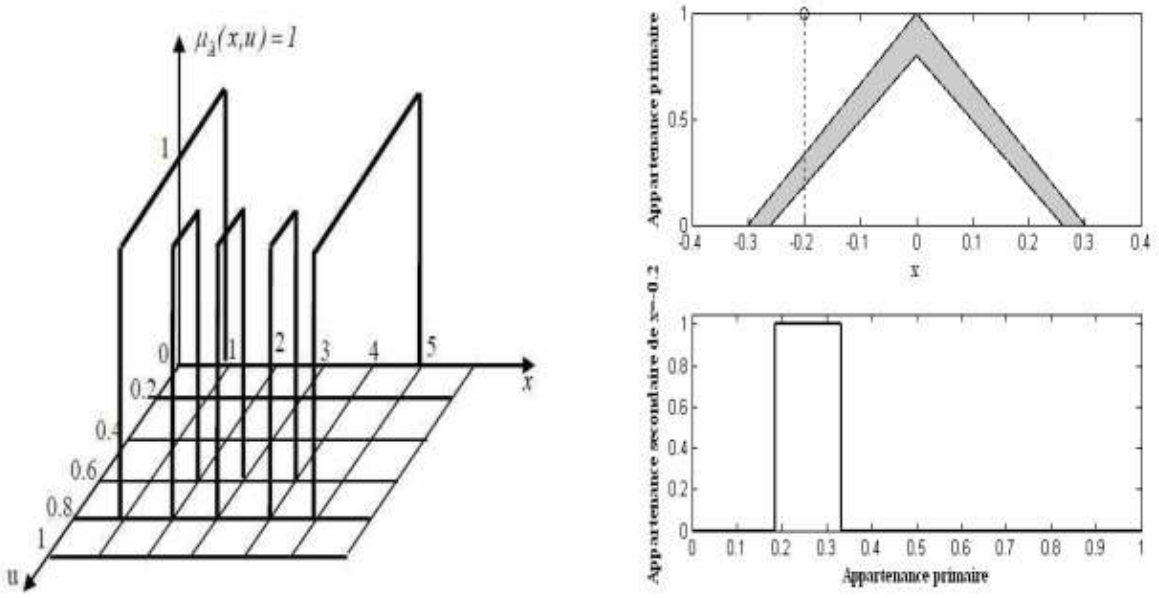


Figure IV-6 Ensembles flou stype-2 intervalle

IV.4.2 Opérations MEET et JOIN

-L'opération MEET sous la T-norme produit ou minimum entre n ensembles flous type-1 intervalles $A_1,..,A_n$ ayant comme domaines $[l_1 V...V l_n, r1V...V rn]$ $[l_1,r_1],..,[l_n,r_n]$ respectivement, où $[l_1,r_n]\subseteq[0,1], i=1,..,n$, est un ensemble intervalle sur le domaine $[l_{1*}...*l_n, r_{1*}...*r_n]$ tel que :

$$\bigcap_{i=1}^{n} A_i = \int W \in [l_1 * ... * l_n, r_1 * ... * r_n] \; 1/W \qquad (IV.29)$$

Où * dénote la T-norme choisie

L'opération JOIN entre n ensembles type-1 intervalle est un ensemble intervalle sur le domaine $[l_1 V ... V l_n, r1 V ... V rn]$ tel que :

$$\bigcap_{i=1}^{n} A_i = \int W \in [l_1 V ... V l_n, r_1 V ... V r_n] \; 1/W \qquad (IV.30)$$

Où V dénote l'opération max.

IV.4.3 Inférence

Dans un système flou type-2 intervalle utilisant la T-norm produit ou minimum, l'ensemble d'activation de la prémisse de la l^{eme} règle $\bigcap_{i=1}^{p} \mu_{\square F_i^l} = F^l(x_1,...,x_p)$ se réduit à un intervalle d'activation déterminé par ses deux points extrêmes $f^l(x_1,...,x_n) et \overline{f^l}(x1,...,xn)$ comme suit :

$$F^l(x1,...,xn) = \left[\underline{f^l}(x1,...,xn), \overline{f}^l(x1,...,xn) \right] \equiv \left[\underline{f^l}, \overline{f}^l \right] \qquad (IV.31)$$

Avec $\underline{f^l}, \overline{f}^l$ ont données par :

$$\underline{f^l} = \underline{\mu}_{\overline{F}_1}(x_1) * ... * \underline{\mu}_{\overline{F}_p^l}(x_p) \qquad (IV.32)$$

$$\overline{f}^l = \underline{\mu}_{\overline{F}_1^l}(x_1) * ... * \underline{\mu}_{\overline{F}_p^l}(x_p)$$

Où *c'est laT-norm choisie. $\mu_{\overline{B}^l}(y)$ de la l^{eme} règle activée R^l est un ensemble flou type-2 donné par :

$$\mu_{\overline{B}^l}(y) = \int_{B^l \left[\underline{f}^l * \underline{\mu} G^l(y), \overline{f}^l * \overline{\mu} G^l(y) \right]} 1/B^l \quad , y \in Y \qquad (IV.33)$$

Avec $\underline{\mu} G^l(y)$ et $\overline{\mu} G(y)$ représentent les fonctions d'appartenance supérieure et inférieure de l'ensemble $\mu_{\overline{B}^l}(y)$

IV.4.4 Centroide d'un ensemble flou type-2 intervalle

Le centroide C_A d'un ensemble flou type-2 intervalle A est défini comme étant la collection des centroides n_A des ensembles flou type-1 encastrés dans FOU (A). Le calcul de tous les centroides nduit à n_A nombres ayant un minimum n_l et un maximum n_r comme suit [**33**]:

$$c_l = \min_{\forall u_i \in \left[\underline{\mu_A}(xi), \overline{\mu}_A(xi)\right]} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \qquad (IV.35)$$

$$c_l = \max_{\forall u_i \in \left[\underline{\mu_A}(xi), \overline{\mu}_A(xi)\right]} \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \qquad (IV.36)$$

Tel que les x_i sont échantillonnés à N valeurs et ordonnés comme suit :

$$x_1 < x_2 < \cdots < x_n \qquad (IV.37)$$

Pour calculer u_1 *et* u_N, on doit procéder à l'optimisation de la moyenne pondérée suivante :

$$c(u_1,...,u_N) = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \qquad (IV.38)$$

La dérivation de C (u_1,…, u_N) par rapport u_K, nous donne :

$$\frac{\partial c(u_1,...,u_N)}{\partial u_k} = \frac{u_k - c(u_1,...,u_N)}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \qquad (IV.39)$$

Puisque, $\sum_{i=1}^{N} u_i > 0$ il est facile d'en déduire que :

$$\frac{\partial c(u_1,...,u_N)}{\partial u_k} = \begin{cases} = 0 \, si \, x_k = c(u_1,...,u_N) \\ > 0 \, si \, xk > c(u_1,...,u_N) \\ < 0 \, si \, xk < c(u_1,...,u_N) \end{cases} \qquad (IV.40)$$

Le fait d'annuler $\partial c / \partial_{uk}$ ne donne aucune information sur la valeur de u_k qui optimise c (u_1, …, u_N). En effet, si cette dérivée est nulle, il vient :

$$x_k = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i} \Rightarrow x_k = \frac{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N} x_i u_i}{\sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N} u_i} \qquad (IV.41)$$

L'équation (IV.41) montre que l'approche de calcul direct est incapable de déterminer u_k étant donné que l'expression (IV.41) ne contient pas le terme u_k. Cependant, l'équation (IV.40) nous donne la direction dans laquelle u_k doit changer pour augmenter ou diminuer c(u_1, … , u_N)

$$si \, xk > c(u_1,...,u_N) \, alors \, c(u_1,...,u_N) \, augmente(\dim inue) \, lorsque \, u \, augmente(\dim inue)$$
$$si \, xk < c(u_1,...,u_N) \, alors \, c(u_1,...,u_N) \, augmente(\dim inue) \, lorsque \, u \, \dim inue(augmente) \qquad (IV.42)$$

D'après les équations (IV.35) et (IV.36), la valeur maximale que peut atteindre u_k est $\overline{\mu_A}(x_k)$ alors que sa valeur minimale est de $\overline{\mu_A}(x_k)$. L'équation (IV.42) implique que $c(u_1,...,u_N)$ atteint sa valeur maximale c_r si :

$-u_k = \overline{\mu}_A(x_k) \forall k \; pour \; lequel \; xk > c(u_1,...,u_N)$

$-u_k = \underline{u}_A(x_k) \forall k \; pour \; lequel \; xk > c(u_1,...,u_N)$

Similairement, de l'équation (IV.42) on déduit que $c(u_1,...,u_N)$ atteint sa valeur minimale c^l si :

$-u_k = \overline{\mu}_A(x_k) \forall k \; pour \; lequel \; xk > c(u_1,...,u_N)$

$-u_k = \underline{u}_A(x_k) \forall k \; pour \; lequel \; xk > c(u_1,...,u_N)$

De plus, puisque $u_k \geq 0$, $\forall k$ la dérivée partielle $\partial c(u_1,...,u_N)/\partial u_k = u_k = /\sum_{i=1}^{N} u_k \geq 0$ Par conséquent, $c(u_1,...,u_N)$ ne diminue pas (n'augmente pas) avec l'augmentation (la diminution) de x_K.

D'après la discussion précédente, nous constatons que pour calculer $c_r(c^l)$, u_k commute une fois seulement entre $\overline{\mu}_A(x_k)$ et $\underline{u}_A(x_k)$ .L'algorithme proposé dans [**34**].localise le point de commutation et permet de calculer c_r et c^l La valeur maximal c_r peut être obtenue en utilisant la procédure itérative suivante :

Etape 1

- Initialiser u_i par : $u_i = \dfrac{\underline{\mu}_A(x_i) + \overline{\mu}_A(x_i)}{2}, i_l,...,N$.

- Calculer $c' = c(u_l,...,u_N) = \dfrac{\sum_{i=1}^{N} x_i u_i}{\sum_{i=1}^{N} u_i}$.

Etape 2

-Trouver $k(1 \leq k \leq N-1)$ tel que : $x_k < c' < x_{k+1}$

Etape 3

- Poser $u_i = \begin{cases} \underline{\mu}_A(x_i) \; pour \; i \leq k \\ \overline{\mu}_A(x_i) \; pour \; i > k \end{cases}$

-Calculer $c'' == \dfrac{\sum_{i=1}^{k} xi \underline{\mu}_A(x_i) + \sum_{i=k+1}^{N} x_i \overline{\mu}_A(x_i)}{\sum_{i=1}^{k} \underline{\mu}}$

Etape 4

Poser $c = c''$ arrêter et poser $cr = c''$ sinon aller à l'étape 5

Etape 5

Poser $cr = c''$ et aller à l'étape 2

La valeur de c^l peut être calculée par une procédure similaire tout en adoptant les changements suivants dans l'étape 3 :

- Poser $ui = \begin{cases} \overline{\mu}_A(x_i) \; pour \; i \leq k \\ \underline{\mu}_A(x_i) \; pour \; i < k \end{cases}$

$$-c'' = \frac{\sum_{i=1}^{k} x_i \overline{\mu}_A(x_i) + \sum_{i=k+1}^{N} xi \underline{\mu}_A(x_i)}{\sum_{i=1}^{k} \overline{\mu}_A(x_i) + \sum_{i=k+1}^{N} \underline{\mu}_A(x_i)}$$

IV.5 Régulateur par la logique flou :

Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à contre-réaction d'état, le régulateur par logique flou (RLF) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques. Dans cette section, nous allons présenter la procédure générale de la conception d'un régulateur par logique floue [**35**].
La configuration de base d'un régulateur flou logique RLF comporte quatre blocs principaux :

- ✓ fuzzification.
- ✓ Base de connaissance.
- ✓ Inférence.
- ✓ et défuzzification

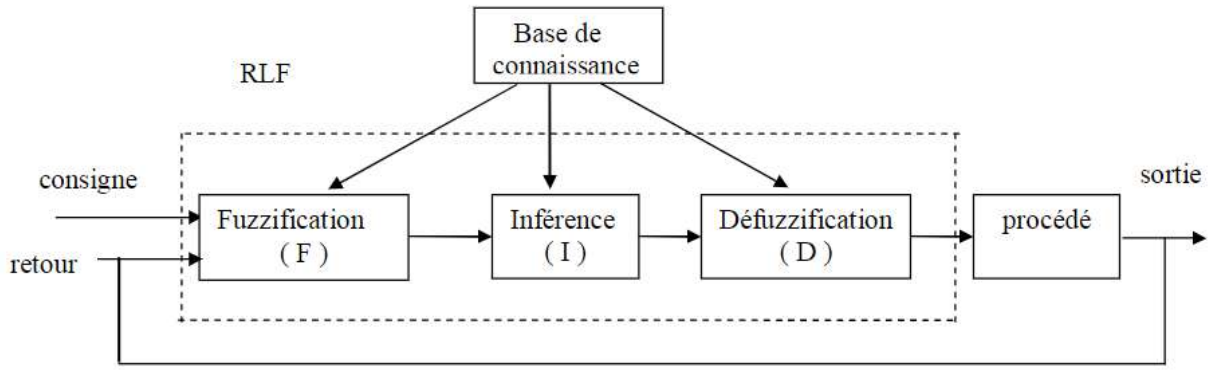


Figure IV-7 Configuration de base d'un régulateur par logique floue RLF

Les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suite

1) Le bloc fuzzification effectue les fonctions suivantes

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées;
- effectue une fonction de fuzzification qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.

2) Le bloc base de connaissance est composé de l'ensemble des renseignements que nous possédons sur le processus. Il permet de définir les fonctions d'appartenance et les règles du régulateur flou.

3) Le bloc inférence est le cœur du régulateur RLF,qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (inférer) les actions de commande floue l'aide de l'implication floue et des règles d'inférence.

4) Le bloc défuzzification effectue les fonctions suivantes:

- établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables de sortie;
- effectue une défuzzification qui fournit un signal de commande non-floue à partir du signal flou déduit.

IV.5.1 Fuzziffication

Etant donné que l'implémentation du régulateur flou se fait de manière digitale, il faut donc prévoir un convertisseur analogique/digital car le régulateur par logique flou utilise des grandeurs mesurés à l'aide d'organes de mesure de types analogiques. Les fonctions d'appartenances peuvent être symétriques, non symétriques et équidistantes et non équidistantes (figure IV.8). il faut éviter les chevauchements (figure IV.9) et les lacunes(figIV.9)) entre les fonctions d'appartenance de deux ensembles voisins. En effet cela provoque des zones de non intervention du régulateur (zones mortes), ce qui entraîne une instabilité de réglage [**36**].En général on introduit pour une variable linguistique trois, cinq ou sept ensembles flous représentés par des fonctions d'appartenances. Le choix du nombre d'ensembles dépend de la solution et de l'intervention du réglage désirée.

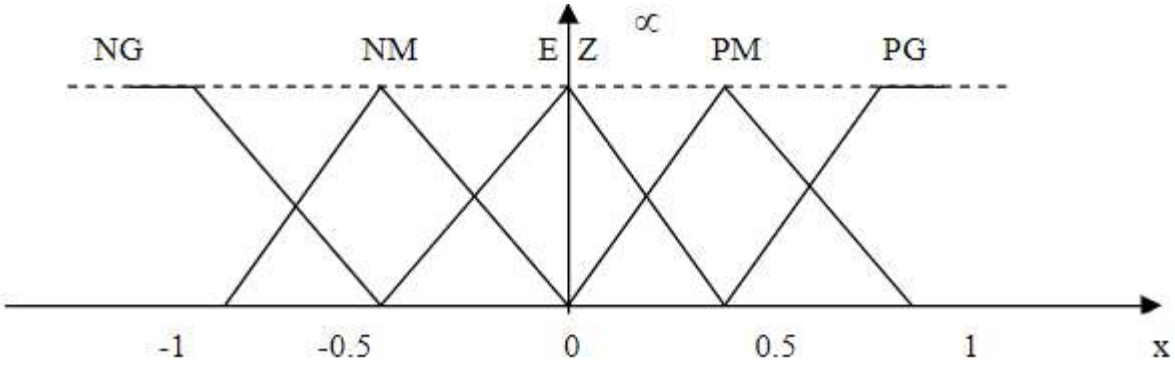


Figure IV-8 Fonctions d'appartenance symétriques et équidistantes

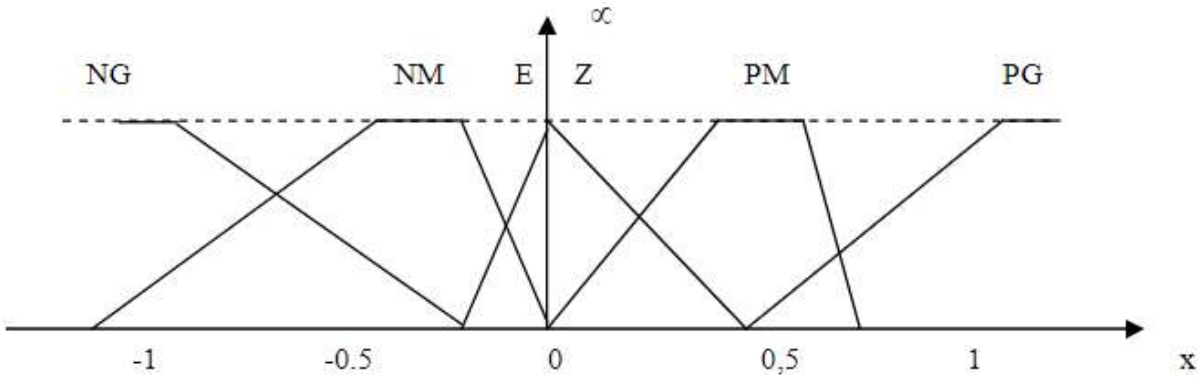


Figure IV-9Fonctions d'appartenance non symétriques et non équidistantes

IV.8 Différentes formes de fonctions d'appartenances

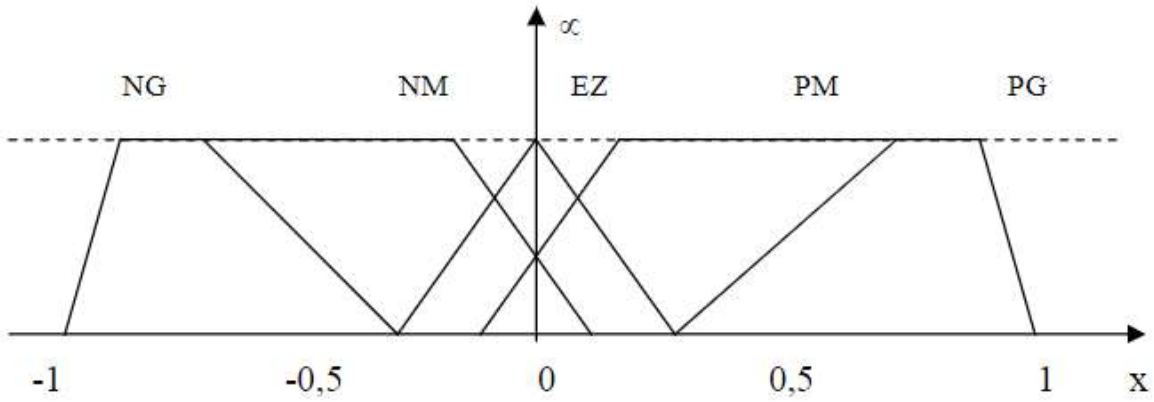


Figure IV-9 Formes avec chevauchement très important

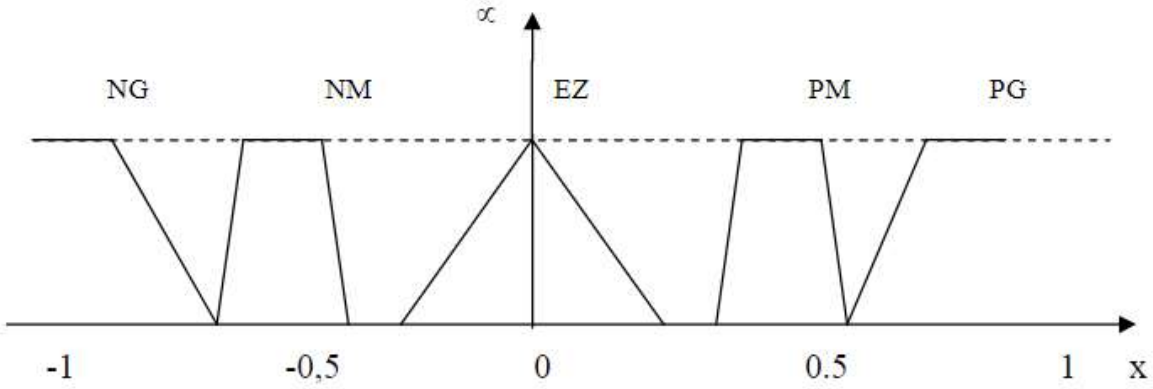


Figure IV-10 Formes avec lacunes (chevauchement insuffisant)

IV.5.2 Inférences (déductions floues)

Les inférences lient les grandeurs mesurées (transformées en variable linguistiques) à la variable de sortie exprimée également en variable linguistique.

Plusieurs possibilités existent pour la réalisation des opérateurs de la logique floue qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance. A partir de ces possibilités, on introduit la notion de méthodes d'inférences permettant un traitement numérique de ces inférences ; en général, on utilise l'une des méthodes suivantes [**37**]:

- Méthode d'inférence Max-Min (contrôleur de type Mamdani).

- Méthode d'inférence Max-Prod (contrôleur de type Larsen).
- Méthode d'inférence Somme-Prod (contrôleur de type Zadeh).

IV.5.3 Exemple de la méthode d'inférences Max-Min

Afin de mettre en évidence le traitement numérique des inférences, on fera appel à un cas de deux variables d'entrée x1 et x2 et une variable de sortie xr. Chacune est composée de trois ensembles NG (négatif grand), EZ (environ zéro) et PG (petit grand) et définie par des fonctions d'appartenances, comme le montre la (figure IV.10). Pour les variables d'entrées on suppose que les valeurs numériques sont x1= 0,44 et x2 = -0,6.
Dans cet exemple, l'inférence est compose de deux règles : xr : = si (x1 PG ET x2 EZ), ALORS xr : = EZ OU si (x1 EZ OU x2 NG), ALORS xr : =NG

La première condition (x1 PG ET x2 EZ) implique pour x1=0,44 un facteur d'appartenance μ_{R2} (x1 = 0,44) = 0,67 et pour x2 =-0.67 un facteur d'appartenance μ_{PG} (x2 =-0,67) = 0.33 .
La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs d'appartenance μ_{c1} à cause de l'opérateur ET. La fonction d'appartenance μ_{EZ} (xr) pour la variable de sortie est donc écrêtée à 0,33 et cela à cause de l'opérateur ALORS réalise par la formation du minimum. La fonction d'appartenance partielle pour μ_{R1} (xr) pour la variable de sortie xr est mise en évidence par un trait renforcé sur la (figure IV.10) .
La condition (x1 ET OU x2 NG) de la deuxième règle implique des facteurs d'appartenance μ_{EZ} (x1= 0,44) = 0,33 et μ_{NG} (x2 = -0,67) = 0,67. La fonction d'appartenance de la condition prend la valeur minimale de ces deux facteurs μ_{c2} = 0,67à cause de l'opérateur OU. De la même manière que la première condition, la fonction d'appartenance de la deuxième condition μ_{NG} (xr) de la variable de sortie est écrêtée à 0.67. La fonction d'appartenance partielle μ_{R2}(xr) est également mise en évidence par un trait renforcé sur la (figure IV.10). La fonction d'appartenance résultante $\mu_{Res}(x_r)$ s'obtient par la formation du maximum des deux fonctions d'appartenance partielles μ_{R1} (xr) et μ_{R2} (xr) Puisque ces deux fonctions sont liées par l'opérateur OU. Cette fonction est hachurée à la (figure IV.10).

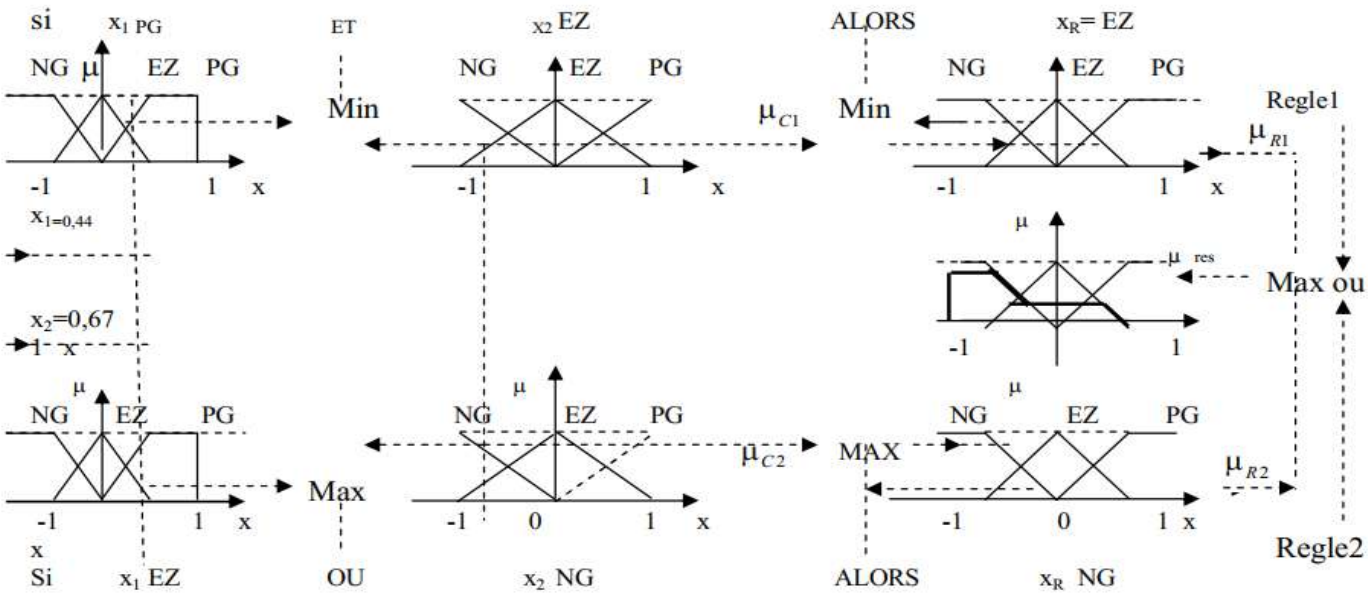


Figure IV-11 Méthodes d'inférences Max-Min pour deux variables d'entrée et deux règles

En général, on obtient la fonction d'appartenance partielle $\mu_{Ri}(x_r)$ de chaque règle par les relations suivantes :

- Pour la méthode d'inférence Max-prod et Somme-prod

$$\mu_{Ri}(x_r) = \mu_{ci}.\mu_{0i}(x_r) \qquad (IV.43)$$

- Pour la méthode d'inférence Max-Min

$$\mu_{Ri}(xr) = Min\left[\mu_{ci}, \mu_{0i}(x)\right] \qquad avec\, i = 0,1.....,m. \quad (IV.44)$$

La fonction d'appartenance résultante est donnée par les expressions suivantes :

-Pour la méthode d'inférence Max-prod et Max-min

$$\mu_{\text{Res}}(xr) = Max\left[\mu_{R1}(x_r), \mu_{R2}(x_r),..., \mu_{Rm}(x_r)\right] \qquad (IV.45)$$

- Pour la méthode d'inférence Somme-prod

$$\mu_{\text{Res}}(x_r) = \left[\mu_{R1}(x_r) + \mu_{R2}(x_r) + ... + \mu_{Rm}(x_r)\right]/m \qquad (IV.46)$$

IV.5.4 Defuzzification

La défuzzification définit la loi de commande du régulateur logique flou, elle réalise donc la conversion inverse de la fuzzification (conversion digitale/analogique).

Les méthodes de défuzzification les plus utilisées sont :

- Méthode par centre de gravité
- Méthode par valeur maximale
- Méthode par valeur moyenne des maxima.

IV.6 Application de la commande par logique floue type-2 sur la MAS

Les intérêts de l'application de la commande par logique floue à la machine asynchrone malgré qu'il soit possible de la modéliser par l'utilisation des équations d'état se résument comme suit :

- la machine asynchrone est un procédé fortement non linéaire. Un régulateur non linéaire peut donner de meilleures performances au système non linéaire à régler par rapport à celles d'un régulateur conventionnel. Le RLF est un régulateur non linéaire, nous pouvons alors l'employer afin d'obtenir un système de commande de haute performance;
- I 'implantation de la commande par logique floue est relativement plus facile que les autres méthodes modernes (commande adaptative classique, commande par réseau de neurones).

IV.6.1 ETUDE ET DESCRIPTION DU COMPORTEMENT DE LA MACHINE

La boucle de commande de vitesse de la machine asynchrone est illustrée selon la configuration générale suivante [**38**] :

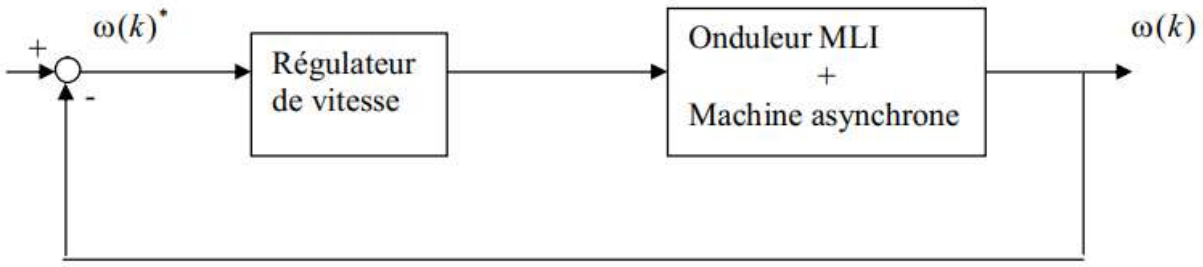


Figure IV-12 Configuration de la boucle de vitesse

Pour étudier le comportement de la machine avec asservissement de vitesse, il suffit d'observer la réponse du système en boucle fermée de vitesse à la suite d'un changement de la consigne ou de la charge.

La (figure IV.12) montre un exemple avec la réponse typique à un échelon de consigne, où on peut distinguer 4 régions : montée, dépassement, amortissement et région de régime permanent. Nous pouvons facilement déduire de cette réponse que ce sont l'erreur de vitesse e (entre la consigne et la réponse) et le changement (la dérivation) de l'erreur De qui peuvent 1e mieux la représenter.

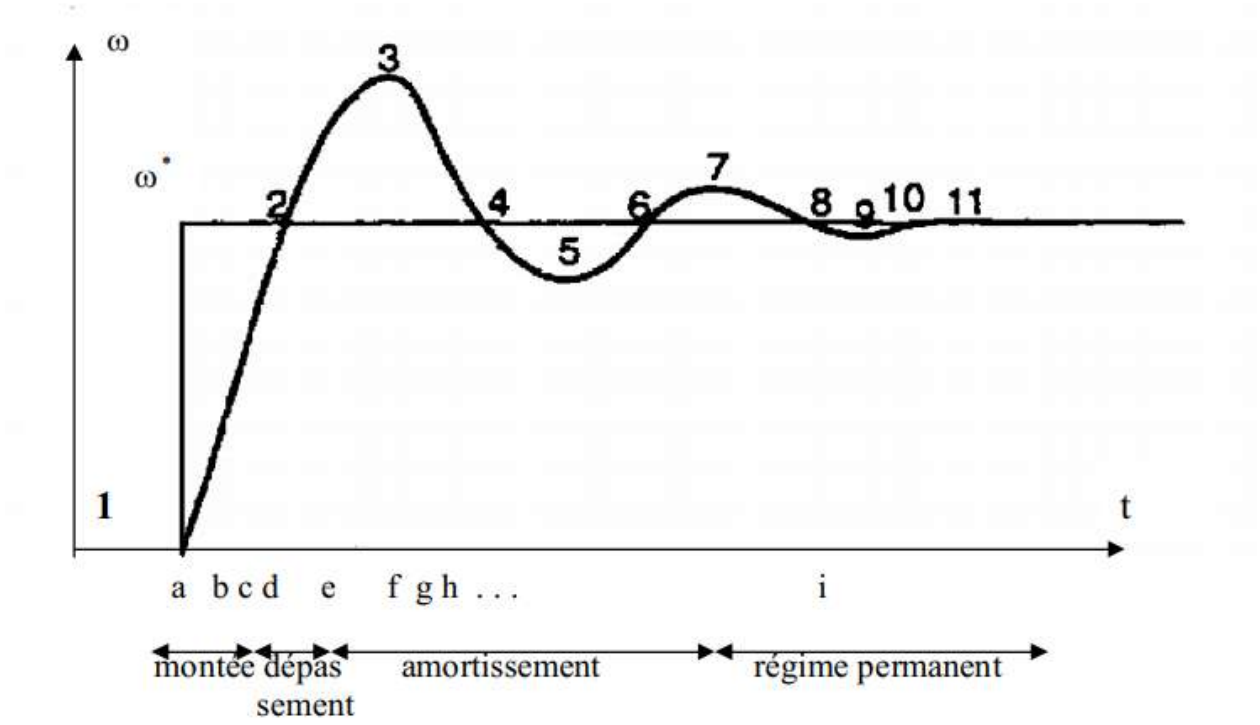


Figure IV-13 Etude de la réponse du système à un échelon de vitesse

La description du système à commander se présente comme suit :

- Au point a : l'erreur $e = \omega * - \omega$ est très grande et positive avec un changement d'erreur Δe négatif, il faut donc une correction très grande.
- Au point b : l'erreur e est positive avec Δe négatif, la vitesse ω se rapproche de la consigne ω* donc la correction est faible.
- Au point c : l'erreur e est nulle avec ω qui tend à s'éloigner de la consigne ω*, donc la commande est diminuée.
- Au point d : l'erreur e est négative et tend à devenir plus négative, il faut beaucoup diminuer la commande.

Au point e : l'erreur e est négatif et ne change pas, il faut donc une correction moyenne.

- Au point f : l'erreur e est négative et son changement est positif, comme la vitesse se rapproche de la consigne, la correction doit être faible.

-Au point g : l'erreur e est nulle, mais la vitesse tend à s'éloigner, il faut un peu augmenter le signal de commande.

- Au point h : l'erreur e est positif et tend à devenir plus positif, il faut assez augmenter le signal de commande.
- Au point i : l'erreur est nulle et ne change plus (régime permanent), le signal de commande doit être maintenu à sa valeur actuelle.

IV.6.2 DIFFERENTES METHODES POUR LA DETERMINATION DES REGLES

Pour la détermination des règles d'un régulateur flou, on utilise généralement deux méthodes :
La première est purement heuristique ou les règles sont déterminées à partir de la correction de l'écart entre la consigne et la sortie. Elle nécessite donc une connaissance qualitative du comportement du processus.
La seconde méthode détermine d'une manière systématique la structure linguistique et/ou les paramètres satisfaisants les objectifs et les contraintes de contrôle.
Une autre méthode a été introduite pour déterminer les règles en se basant sur la trajectoire du système en boucle fermé (figure IV.12).La procédure suivie pour la détermination des règles du régulateur flou est expliquée en considérant point par point le comportement du processus et l'action de commande à appliquer, on obtient la table de règles très connu de Mac-Vicar.
Sur la diagonale de la matrice d'inférence, la variation de la commande est représentée par l'ensemble EZ Le système à régler est donc dans un état transitoire qui nécessite une petite intervention pour atteindre le régime permanent.

e / Δe	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

Table IV-1 Trajectoire de phase du comportement décrit par la (figure IV.12)

IV.7 CHOIX DE LA STRUCTURE DU REGULATEUR PAR LA LOGIQUE FLOUE

Comme nous pouvons le constater à partir de l'analyse précédente, l'erreur de vitesse e et son changement Δe sont les grandeurs les plus significatives pour analyser le comportement de la machine. Elles sont alors choisies comme deux entrées du régulateur logique flou de vitesse.

Quant à la sortie, il est très commode de choisir l'incrément du signal de commande à appliquer au système à commander Δc. Nous pouvons établir la configuration de la boucle de vitesse pour la machine asynchrone à partir de la configuration générale (figureIV.15) de manière qu'elle comporte le régulateur logique flou à la place d'un régulateur conventionnel PI dans la structure de contrôle directe du couple tel qu'illustré à la (figure IV.13) suivante :

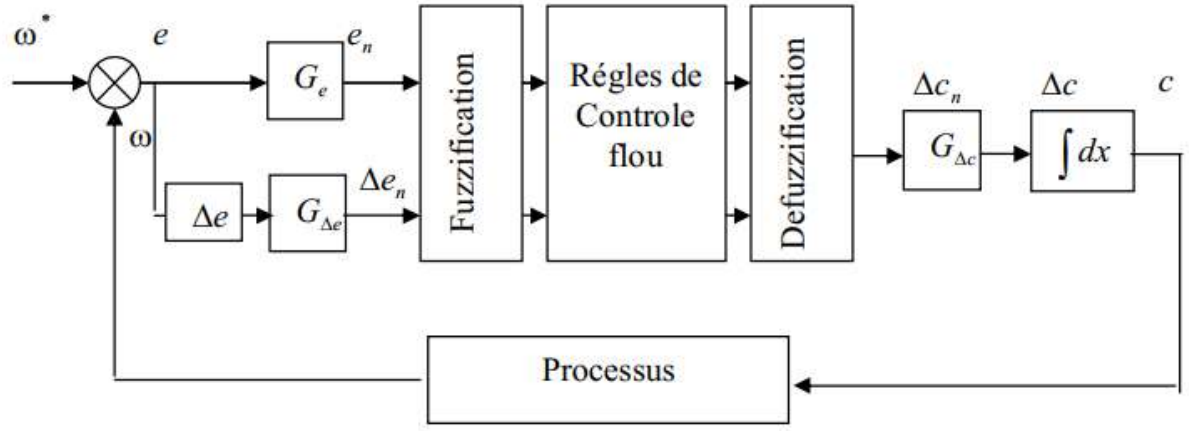


Table IV-2 Schéma bloc d'un régulateur flou

(La figure IV.13) présente le schéma de principe d'un régulateur flou proposé par Mamdani pour les systèmes mono- entrée / mono- sortie [**39**] .Ce régulateur est composé :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur.
- Des facteurs d'échelles (normalisation) associe à l'erreur Ge, a sa variation GΔe et à la variation de la commande GΔc .
- D'un bloc de defuzzification de l'erreur et de sa variation.
- De la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférences)
- D'un bloc de defuzzification utilise pour convertir la variation de la commande en une valeur numérique

IV.7.1 Facteurs d'échelles (normalisation)

Les variables représentant l'erreur, sa variation et la variation de la commande peuvent être normalisées comme suit :

$$e_n = \frac{e}{G_e} \qquad (IV.47)$$

$$\Delta e_n = \frac{\Delta e}{G_{\Delta e}} \qquad (IV.48)$$

$$\Delta c_n = \frac{\Delta c}{G_{\Delta c}} \qquad (IV.49)$$

Avec :

Ge, GΔe et GΔc sont des gains qui peuvent être constants ou variables. Le choix adéquat de ces derniers permet de garantir la stabilité et d'améliorer les performances dynamiques et statiques ciblées par la commande

IV.7.2 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation c=f(e,Δe) par conséquence, l'activation de l'ensemble des règles de décision donne la variation de la commande Δc nécessaire, permettant l'ajustement d'une telle commande c. La forme la plus générale de cette commande est [**40**]:

$c_{k+1} = c_k + G_{k+1}\Delta c_{k+1}$

Ou

G_{k+1} : Gain associe à la commande.

c_{k+1} : En général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

Δc_{k+1}: Variation de la commande.

IV.8 APPLICATION DU REGULATEUR FLOU DE MAMDANI POUR LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE

On considère un ensemble de stratégies de contrôle reposant sur l'erreur entre une consigne prédéterminée de la vitesse et la sortie réelle du système qui est la vitesse de rotation de la machine d'une part et de la variation de cette erreur d'autre part. Les entrées du régulateur flou sont donc ;

- La vitesse de rotation de la machineω.

- La référence de la vitesse ω*.
- L'erreur à l'instant t1 égale à e1.
- L'erreur à l'instant t2 égale à e2.

IV.8.1 Choix des fonctions d'appartenance et des sous-ensembles flous

Le choix des formes trigonométriques des fonctions d'appartenances est représenté sur la (Figure IV.14). Afin de réaliser un réglage fin et précis nous avons choisi un nombre de sous-ensembles flous égal à 7 pour les variables e1 et Δc et pour la variable e2 un nombre égal à 3. Ces sous-ensembles sont symbolises de la manière suivant :

PG : Positif Grand

PM : Positif Moyen
PP : Positif petit
EZ : Egal Zéro
NG : Négatif Grand
NM : Négatif moyen
NP : Négatif petit

IV.8.2 Règles de décision de contrôle flou

Les règles de décision sont de la forme : si e est A ET Δe est B, ALORS Δc est C, cette base de règles de Mac vicar- whelan est répartie sous la forme d'une table de décision diagonale symétrique représentée au (tableau 2).

IV.8.3 Choix de la méthode d'inférence

Le choix de la méthode d'inférence dépend du comportement statique et dynamique du système à régler, de l'organe de commande et surtout des intérêts de réglage envisagés. On a adopté la méthode d'inférence Max-Min car elle présente l'avantage d'être facile à implémenter d'une part et donne de meilleurs résultats d'autre part

IV.8.4 Choix de la méthode de defuzzification

La méthode de defuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravité des hauteurs pondérés, notre choix est porte sur cette dernière du fait qu'elle est facile à implémenter et ne nécessite pas beaucoup de calcul.

Δe \ e / Δc	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
N	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	PG
EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
P	NG	NG	NM	NP	EZ	PP	PM

Table IV-3 Table de décision Mac Vicar

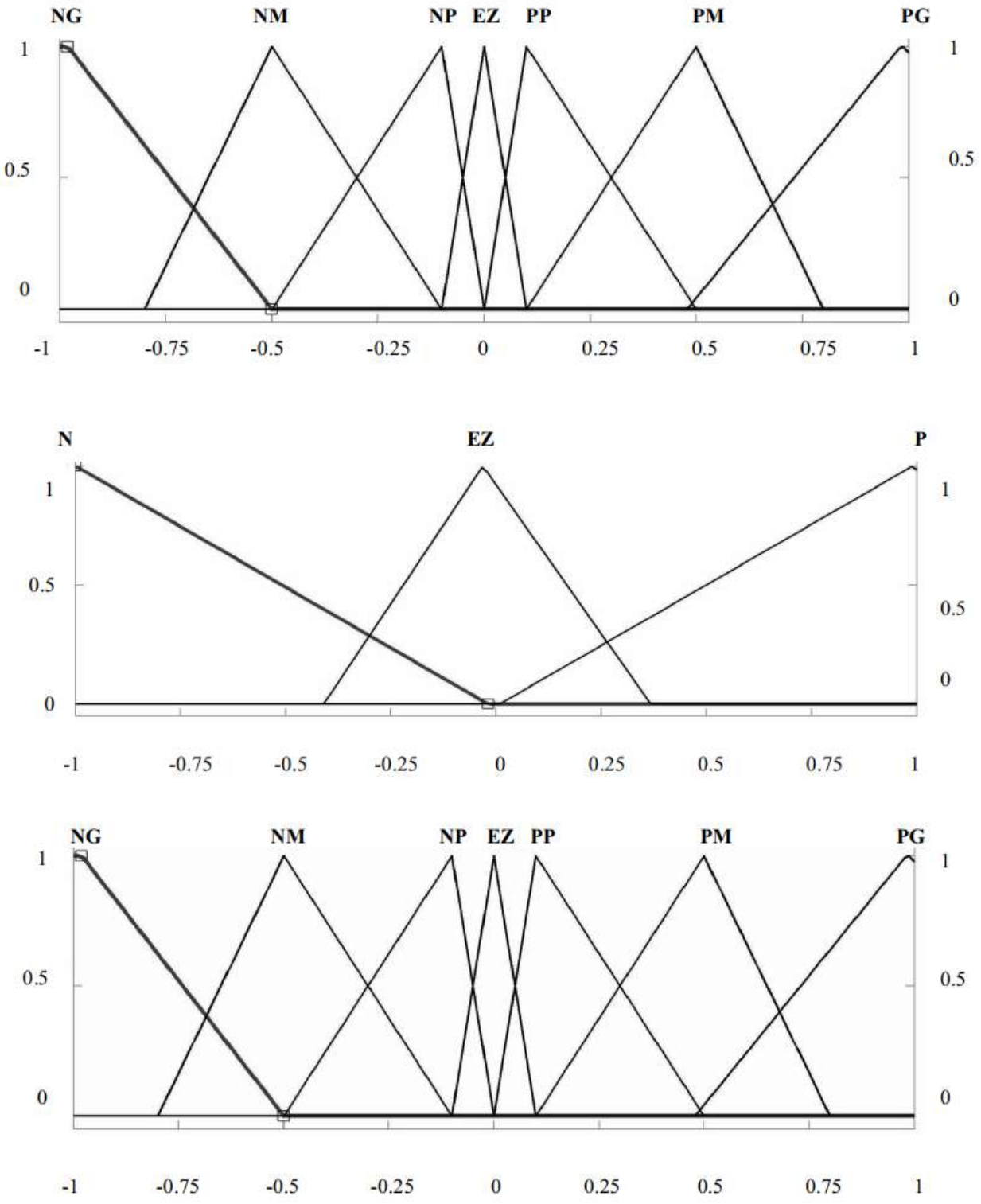


Figure IV-14 Répartition des sous-ensembles flous correspondant à e, Δe et Δc

IV.8.5 COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE AVEC DTC PAR UN RLF

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la régulation des entraînements électriques exige le choix des paramètres suivants [**41**]:
- Choix des variables linguistiques.
- Choix des fonctions d'appartenance.
- Choix de la méthode d'inférence.
- Choix de la stratégie de defuzzification.

Etant donné que l'objectif rechercher est d'avoir une commande plus robuste comparativement celle d'un PI classique, on a retenu pour le régulateur flou :
- Une structure proportionnelle- intégrale, donc le régulateur reçoit comme entrée l'erreur, et la variation de l'erreur de la vitesse de rotation de la machine asynchrone par apport à la référence.
- Une sortie représentant la variation du couple électromagnétique comme le montre-la (Figure IV.15) suivante :

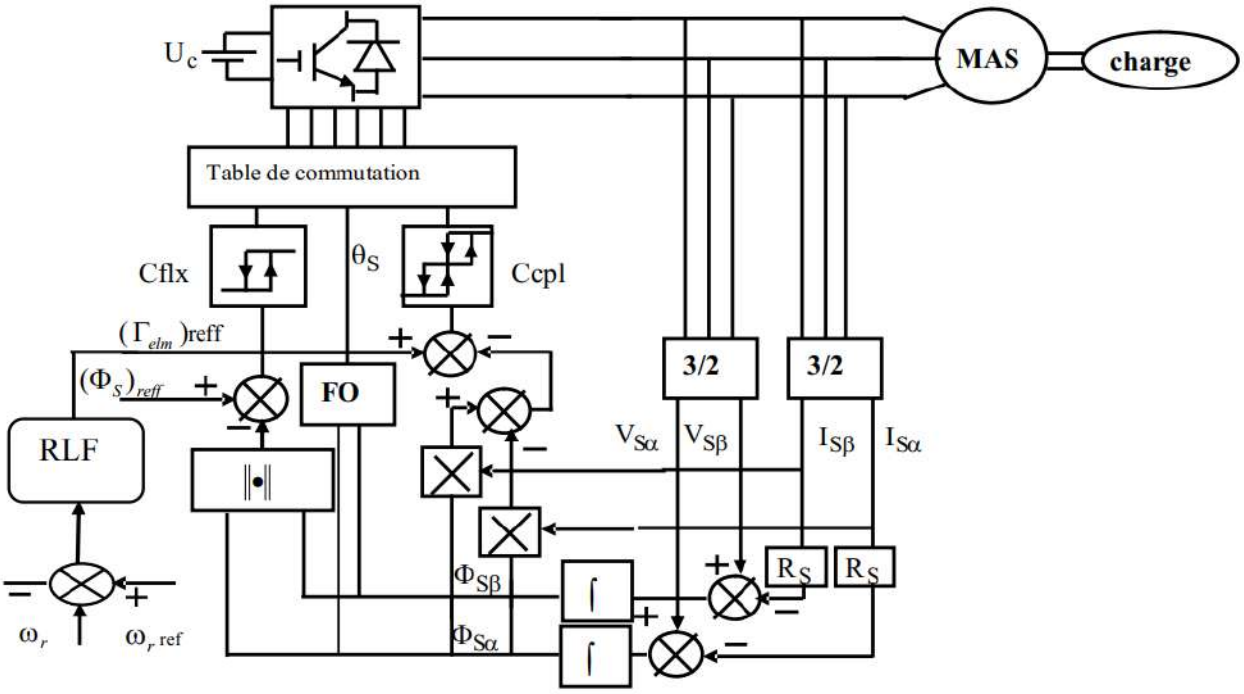


Figure IV-15 Structure de réglage par un RLF de la DTC de la machine asynchrone

IV.9 RESULTATS DE SIMULATION

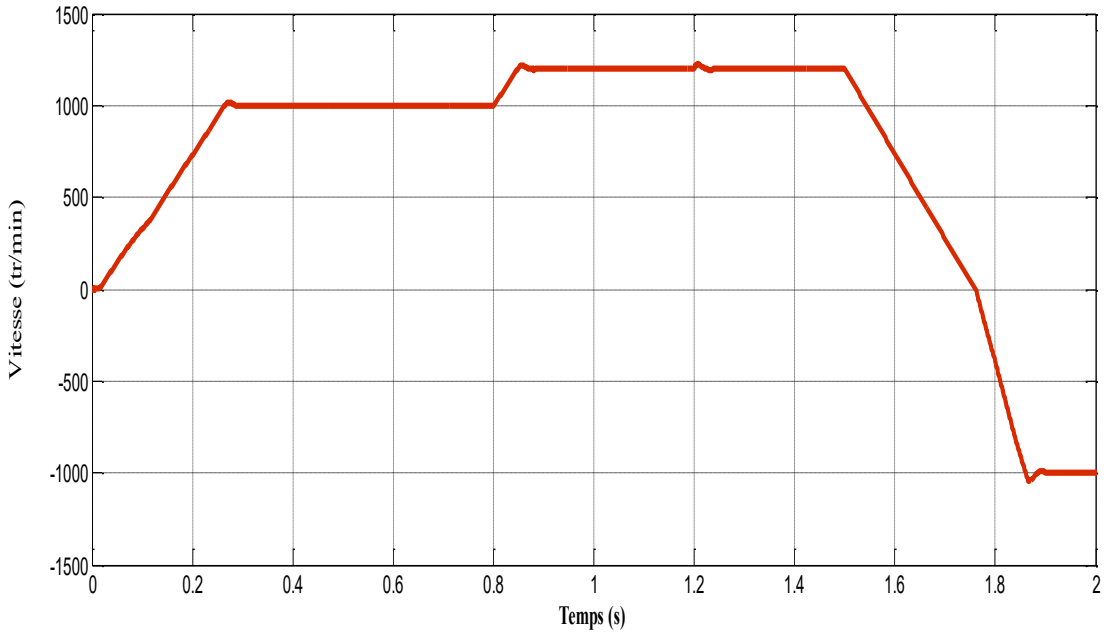


Figure IV-16 Vitesse de la MAS

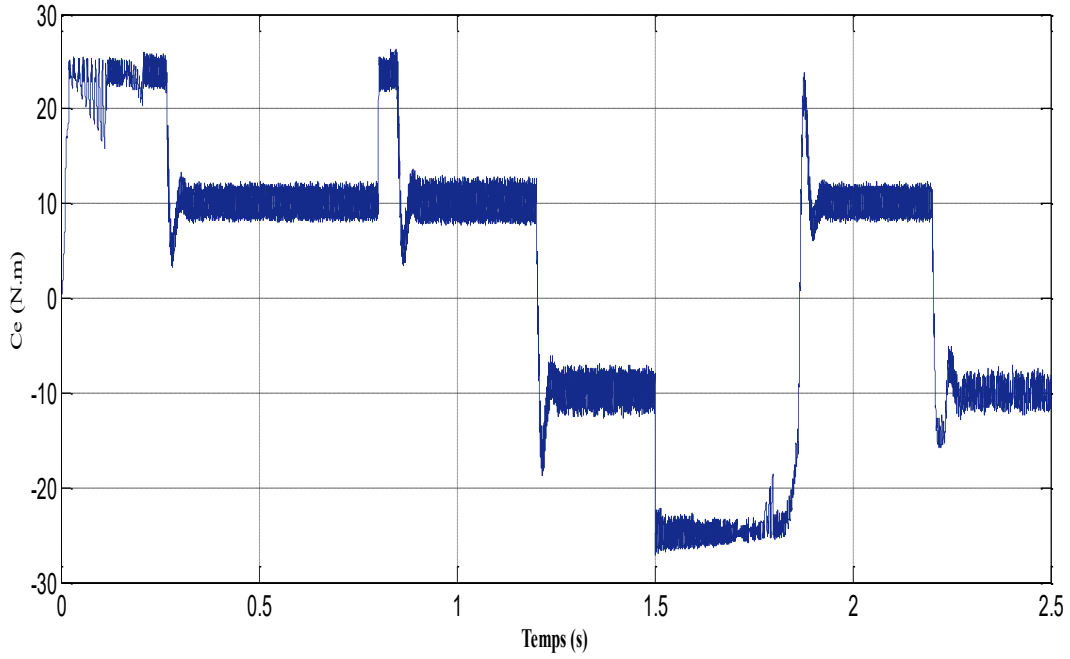


Figure IV-17 Le couple électromagnétique de MAS

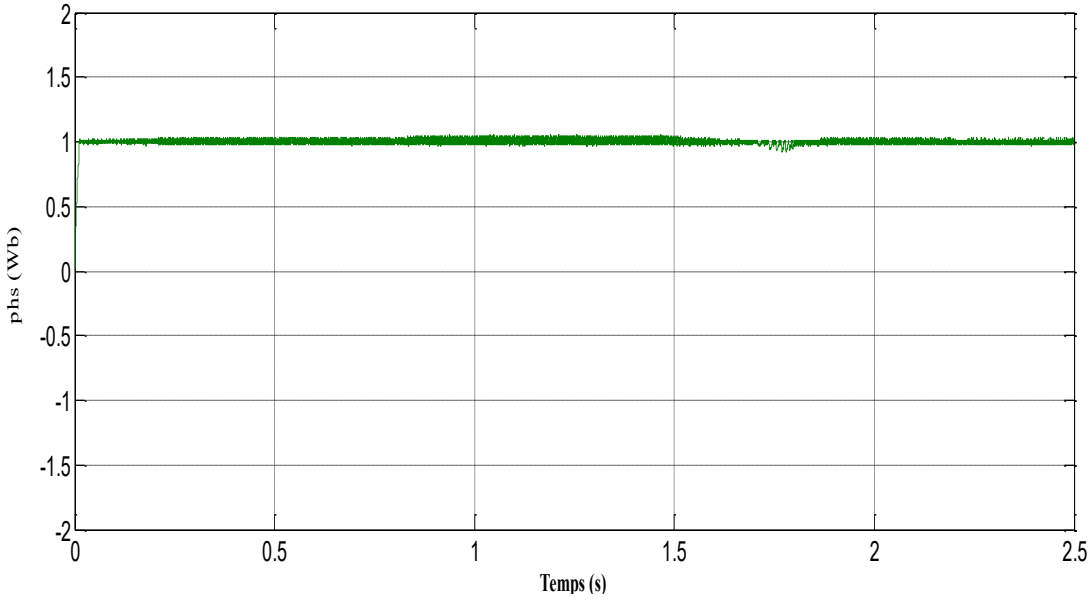


Figure IV-18 Le flux statorique de la MAS

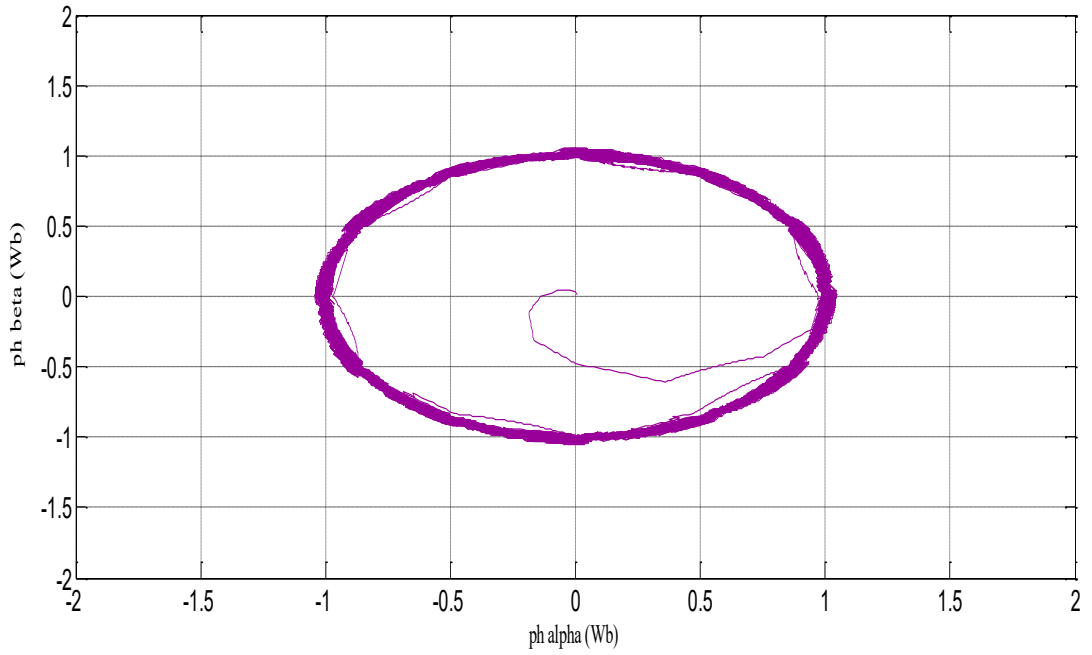


Figure IV-19 Le flux statorique dans le plan alpha-beta

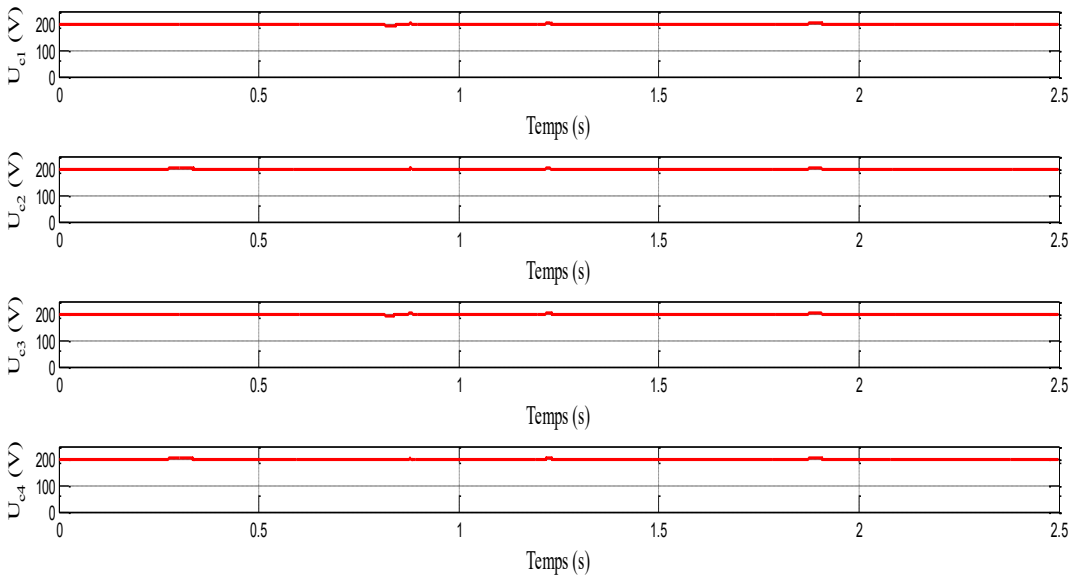


Figure IV.22

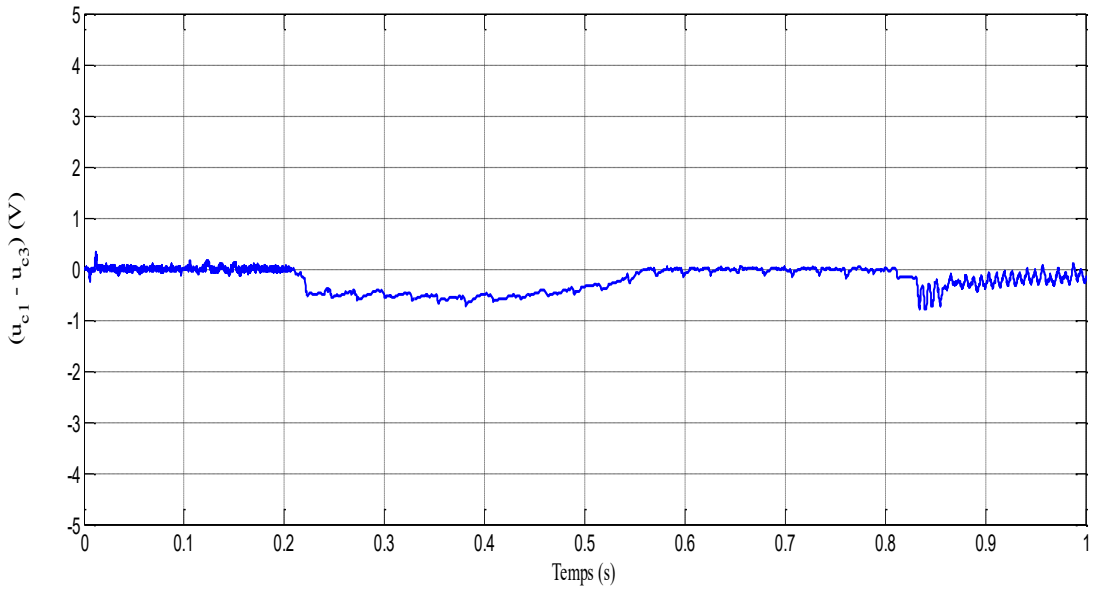


Figure IV-20 L'erreur entre Uc1 et Uc3

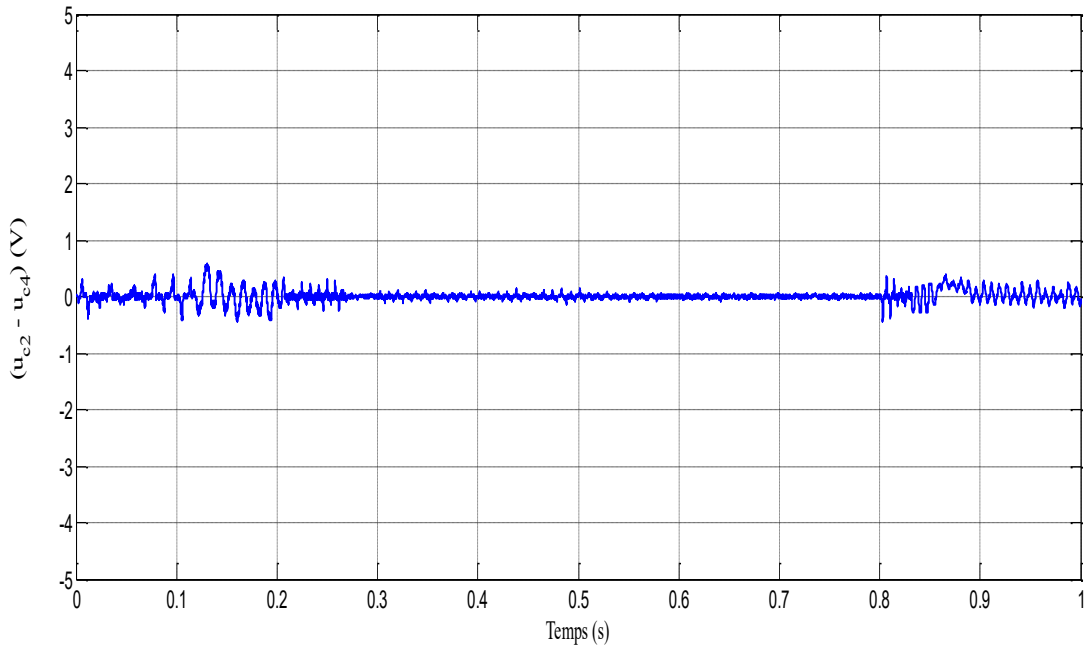


Figure IV-21 L'erreur entre Uc2et Uc4

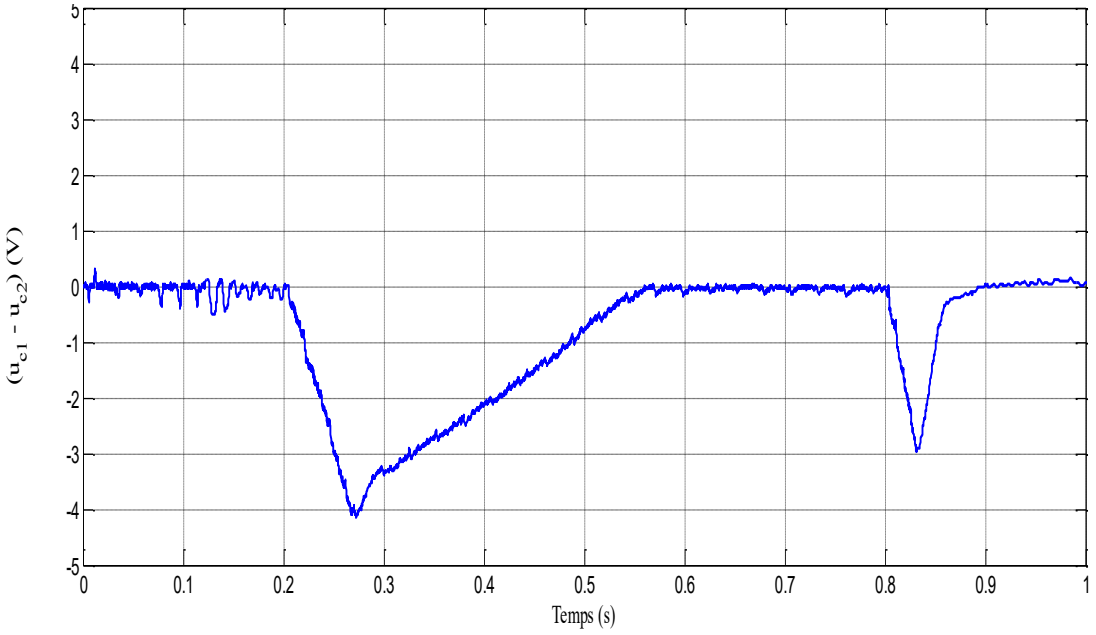


Figure IV-22 L'erreur entre Uc1 et Uc2

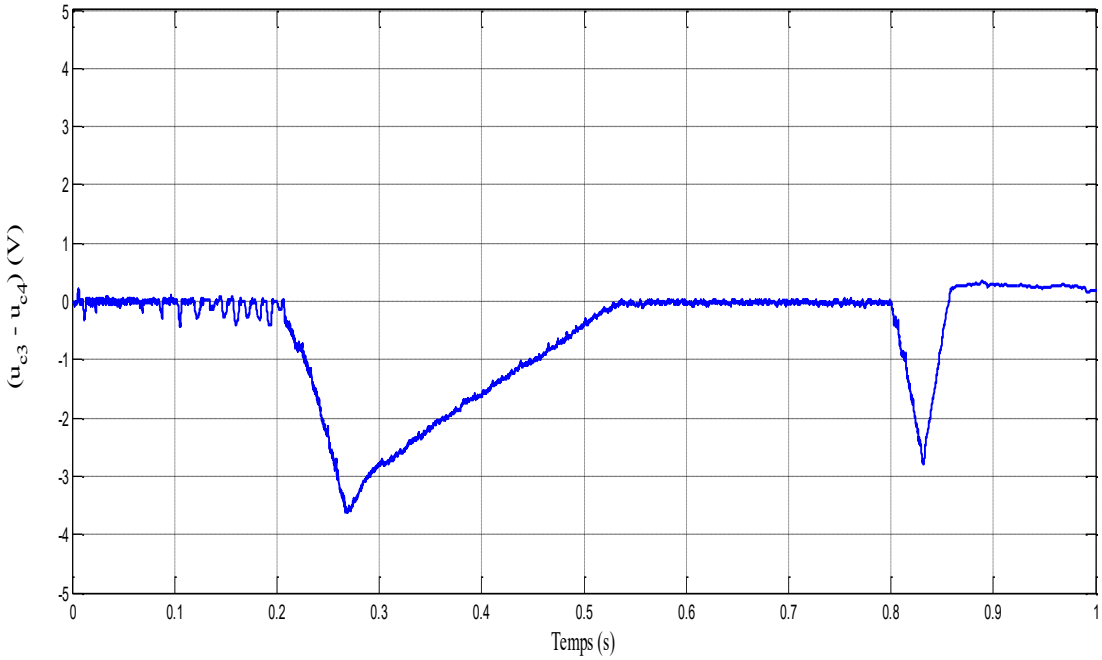


Figure IV-23 L'erreur entre Uc3et Uc4

IV.10 Interpretation des résultats

Afin de valider la méthode de commande floue avec sept fonctions d'appartenance pour chaque variables d'entrées et de sortie appliquée à une machine asynchrone triphasé soumis à une perturbation de couple de 1N/m
à l'instant t=0.4s, les figures ((IV.18).) ((IV.19)) et ((IV.20)) illustrent les courbes de vitesse, le couple et les flux rotoriques ainsi que les courants statoriques suivant les deux axes (d q).
D'après les résultats de simulation obtenus, on constate que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement et l'application d'un couple résistant n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée avec un temps de réponse de 1sec.
Le flux rotorique est installé, il suit sa valeur de référence suivant l'axe (d) avec une composante en quadrature (q) nulle.
L'application du coulpe résistant conduit à une augmentation du couple électromagnétique développé ainsi que le courant statorique qui a un comportement sinusoïdal.

IV.11Conclusion

Il semble sans doute dans ce chapitre que le contrôle direct du couple de la machine asynchrone à base de la logique floue a donné des résultats exceptionnels. Le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes ce qui justifie sa robustesse. Il permet d'obtenir des temps de montée très faibles par rapport au contrôleur classique grâce à sa structure qui s'adapte avec le système et grâce aussi à ses caractéristiques non linéaires.

Conclusion générale

Le travail réalisé, dans le cadre de ce mémoire, a permis de développer une structure de commande sans capteur de vitesse par un contrôle direct de couple (DTC) de machine asynchrone, peut sensible aux variations des paramètres de la machine et ne nécessitant pas de capteurs mécaniques qui sont fragiles et/ou couteux.

Cette structure de commande par DTC est basée sur l'estimation de flux statorique et de couple électromagnétique de MAS à travers les deux grandeurs mesurées tension et courant, et valeur nominale de la résistance stratorique qui est le seul paramètres de la machine utilisé dans cette estimation ce qui fait que cette commande est affectées les changements de ce paramètres clé qui réduit la robustesse et apporte des erreurs sur la reconstitution du flux statorique et de couple électromagnétique pour une fonctionnement à basses vitesse .

Cependant, l'objectif de ce travail c'était l'élaboration d'une commande directe de couple DTC améliorée sans capteur de flux statorique et de vitesse d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux. Ensuite les outils d'intelligence artificielle ont été exploités pour la DTC des MAS. A l'issue de ce travail, nous avons appliqué la logique floue type 2

Dans la première étape, nous avons présentés la modélisation de la machine asynchrone à l'aide des hypothèses simplificatrices, nous avons obtenus un modèle triphasé qu'on l'avait transformé ensuite à un modèle biphasé plus simple à étudier par l'application de la transformée de PARK. Le choix des états et du référentiel était selon le besoin du travail. Des simulations ont été effectuées à vide et en charge sur le modèle obtenu qui traduit facilement le fonctionnement de la machine.

Ensuite la deuxième étape, une étude le fonctionnement d'un onduleur à cinq niveaux de structure NPC après dans la troisième étape, une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) ainsi que l'analyse des différentes stratégies de commutation ont étés élaborées, nous avons exposé l'effet des vecteurs tension actifs et nuls sur l'évolution du couple et du module du flux, ainsi une étude des différentes tables de commutation avec correcteur du couple à deux niveaux, trois niveaux, puis avec et sans vecteurs de tension nuls, suivi d'un autre algorithme DTC qui a été développé en améliorant la procédure de détection de la position du flux en définissant douze secteurs symétriques dans l'espace d'évolution du flux .

Enfin, nous avons pu améliorer les performances de la commande en utilisant le formalisme de la logique floue pour développer l'algorithme DTC. Cette partir nous a permis d'étudier la structure générale d'un contrôleur flou et la méthodologie de sa conception. En fait, le contrôle flou a remplacé le contrôle classique pour améliorer les performances de l'entraînement asynchrone car le contrôleur flou est très peu sensible aux variations des paramètres du système ainsi qu'aux perturbations externes, ce qui justifie sa robustesse.

Bibliographie

[1] J-P. Hautier J-P. Caron, *Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*, Edition Technique ed. Paris , 1995.

[2] G. Roy, V. Rajagopalon M. L. Doumbia, *An Integrated Solution for simulatingElectrical Drive Systems with Matlab/Simulink."International Symposium on Industrial Electronics*., 1997.

[3] F. Barret, *Régime transitoire des machines tournantes Electrique, Collection des Etudes de Recherches Edition Eyrolles*. Paris , 1982.

[4] L Baghli, *« Modélisation et Commande des Machines Asynchrone », Cours de Commande IUFM de Lorrain UHP, 03/04*.

[5] M Kadjoudj, "« Contribution à La Commande D'une MSAP »," Université de Batna, Batna, Thèse de Doctorat D'état 2003.

[6] J.-P. CARON et J.-P. HAUTIER, *Modélisation et Commande de la machine asynchrone*, Editions TECHNIP ed. Paris, 1995.

[7] CHATELIN, *Machines électrique Tome 1*, Editions DUNOD ed. Paris , 1983.

[8] BRUNET, *Introduction à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones, « Notede cours, LTEG Henri BRISSON»*, Vierzon ed., 2006.

[9] P. BRUNET, Introduction à la Commande Vectorielle des Machines Asynchrones, 2006, Note de cours, LTEG Henri BRISSON, Vierzon.

[10] P. VIDAL, "Commande non-linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation," Toulouse , Thèse Doctorat 2004.

[11] Berrezzek Farid, "'Etude Des Différentes Technique De Commande Des Onduleurs à MLI à Une Machine Asynchrone," Université Badji Mokhtar, Annaba, Thèse De Magister, Commande Des Machines Electriques 2006.

[12] D.H Bermeo A. Lopez, *Commandes avancées des systèmes dédies a l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension a la montée en tension ",* Docteur de l'institut national polytechnique de Grenoble avec le « label européen », Ed., 2006.

[13] Ben zemamouche Houria, "Application de la MLI vectorielle aux onduleur multiniveaux à base de GTO et des IGBT," Université Badji Mokhtar Annaba, 2010.

[14] M. Moudjahed, Y. Meslem, M. Tadjine H. Tédjini, "Commande non linéaire adaptative par backstepping et observateur d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à trois niveaux," in *4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing CIP*, 03-04 November 2007.

[15] Zinedine Rabah, *Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux*.: ENP, 2007.

[16] A. Tlemçani *, M.S.Boucherit**, L.Barazane** N.Ould Cherchali*, , * Laboratoire de

recherche en électrotechnique et automatique. UYFM Médéa Algérie.

[17] Mounia samira Kelaiaia Dr, *Les Onduleurs multiniveaux*.

[18] M.Tarbouchi, "Commande par linéarisation exacte d'une machine asynchrone, régime défluxé," Université de Laval, Québec , Thèse présentée pour l'obtention du grade de (P.Hd) 1997.

[19] S.Barkati, "Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone," ENP , Alger, Thèse de magister 1997.

[20] A. CHIKHY, "CONCEPTION D'UNE COMMANDE FLOUE DIRECT DU COUPLE (FDTC) DE LA MACHINE ASYNCHRONE BASEE SUR LA SVM," UNIVERSITE DE BATNA 2, BATNA, Thése de doctorat 02/02/2013.

[21] D. LAKHDAR, "CONTRIBUTION A LA COMMANDE PREDICTIVE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE A INDUCTION," UNIVERSITE DE BATNA 2, BATNA, Thése de doctorat 03/12/2016.

[22] A. CHEBABHI, "APPLICATION DES TECHNIQUE DE L'INTELLIGENCE ARTIFICIEL POUR LE CONTROL DIRECT DU COUPLE D'UN MAS," UNIVERSITE MOUHAMED BOUDIAF DE M'SILA, M'SILA, Ingénieur d'état 2008/2009.

[23] O.Bilal.Mohamed, "CONTROLE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE PAR UN ONDULER A TROIS NIVEAUX COMMANDE PAR MLI VECTORIEL," UNIVERSITE De M'SILA, M'SILA, 2016/2017.

[24] A.MEROUFEL, "CONTROLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE : COMMANDE SCALAIRE, COMMANDE VECTORIELLE, COMMANDE DIRECT DU COUPLE," UNIVERSITE DE DJILLALI LAIBES, SIDI BEL-ABBES, 2008/2009.

[25] M. e. A. ZEGAI, "ETUDE REALISATION DE LA COMMANDE DIRECT DE COUPLE DTC SUR UN MOTEUR ASYNCHRONE PAR L'INTELLIGENCE ARTIFICIELLE," ECOLE NATIONALE SUPERIEUR DE L'ENSEIGNEMENT TECHNOLOGIQUE, ORAN, 2011/2012.

[26] LAKHDAR, "CONTRIBUTION A LA COMMANDE PREDICTIVE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE A INDUCTION," UNIVERSITE DE BATNA 2, BATNA , Thése de doctorat 03/12/2016.

[27] Dr Fethia Hamidia, *Commande neuro-floue d'une machine éléctrique*.

[28] Zaimeddine Rabah, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux," ENP, 2007.

[29] Aissaine Mohamed & Imamouine Nadjib, "Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multi-niveaux," Université SAAD DAHLAB, BLIDA, Mémoire de Master Spécialité Electrotechnique Option Machines électriques 2015-2016.

[30] B.Toual, "Modélisation et commande floue optimisée d'une génératrice asynchrone à double alimentation, application à un système éolien à vitessevariable," Université de Batna, Batna, Mémoire de magister 2010.

[31] Jerry M.Mendel,., August 2003, pp. 10-13.

[32] Hamidia Fethia, *commande neuro-floue d'une machine asynchrone*.

[33] Barkati, "Modélisation et commande d'un onduleur à sept niveaux à diodes flottantes : Application à la conduite d'une machine asynchrone," Ecole Nationale Polytechnique, Algérie, Thèse de doctorat 2008.

[34] Chun-Sheng Cheng, and Tsu-Tian Lee Chi-Hsu Wang,., June 2004, pp. 1462-1477.

[35] L. Rambault, "Conception d'une commande floue pour une boucle de régulation," Université de Poitiers, Thèse de doctorat 1993.

[36] L. Baghli, H. Razik, ", , Nancy, , 29-30 A. Rezzoug,. France, Janvier 1998, pp. 1-11.

[37] R. Stincescu, L. Raducanu, V. Donescu D. U. Neacsu,., 1994 , pp. 12-17.

[38] M. T. Cao, "Commande numérique de machine asynchrone par logique floue," Université Laval, Quebec, Thèse de Phd 1997.

[39] R. Ketata, "Méthodologie de régulation numérique incluant la logique floue," l'INSA, Toulouse, These de doctorat juillet 1992.

[40] L. Solvatore S. Stati, *Design of four fuzzy controllers for induction motors drives*., 2000.

[41] E. Levi Z. Ibrahim, *Comparative anlysis of fuzzy logic and PI speed control in hight performance AC drives using experimental approach*., 2000.

Annexe

Annexe A :

LES PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE UTILISEE

A.1. PARAMETRES ELECTRIQUES

- Résistance du stator Rs = 2.3 Ohm
- Résistance du rotor Rr = 1.8 Ohm
- Inductance du stator Ls = 0.274 Henry
- Inductance du rotor Lr = 0.274 Henry
- Inductance Mutuelle Lm = 0.258 Henry
- Puissance Electrique P = 1.5 Kw
- Tension du stator 220 Volt

A.2. PARAMETRES MECANIQES

- Moment d'inertie J = 0.031 Kgm^2
- Coefficient de frottement f = 0.008

A.3. PARAMETRES ELECTROMAGNETIQUES

- Couple nominal CN = 0.2 Nm
- Nombre de pair de pôle p = 2

Annexe B :

- Schéma Bloc de la machine asynchrone

Simulé par MATLAB2013a

