

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République algérienne démocratique et populaire
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique
جامعة عين تموشنت بلحاج بوشعيب
Université -Ain-Temouchent- Belhadj Bouchaib
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Projet de fin d'études
Pour l'obtention du diplôme de Master en :
Domaine : SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
Filière : Electromécanique
Spécialité : Electromécanique
Thème

**Modalisation et commande floue d'une machine asynchrone
alimentée par un convertisseur Multi-niveaux**

Présenté Par :

- 1) Mr Benmostafa daho Mohamed el amine
- 2) Mr. Benallal imad eddine

Devant le jury composé de :

Dr ATTOU Amine	MCB	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Président
Dr MENDEZ Kheira	MCB	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Examineur
Dr. Lakhdari lahcen	M A B	UAT.B.B (Ain Temouchent)	Encadrant

Année universitaire 2021/2022

Sommaire

Sommaire	I
Liste des Figures	II
Liste des Tableaux	III
Introduction Générale	1
Problématique	3
Chapitre I : Etat de l’art	
I.1 Introduction	4
I.2 Historique de la machine électrique	5
I.3 La machine asynchrone	7
I.3.1 Principe de fonctionnement	7
I.3.2 Les avantages du moteur asynchrone	8
I.3.3 Les inconvénients du moteur asynchrone	8
I.4. les onduleurs	9
I.4.1 Définitions des onduleurs	9
I.4.2 Principe de fonctionnement	9
I.4.3 Classification des onduleurs	9
I.4.4.1 Onduleurs autonomes	9
I.4.4.1 Onduleurs non autonomes	9
I.4.4 Différents types de structure des convertisseurs multiniveaux	10
I.4.4.1 Topologies pont H (en cascade).....	10
I.4.4.2 Topologies NPC avec diode de bouclage :.....	11
I.5 Conclusion	13
CHAPITRE II :Modélisation des onduleurs multi-niveaux a structure NPC	
II.1 Introduction.....	14
II.2 Interrupteur bidirectionnel	15
II.3 Onduleur de tension à deux niveaux	15
II.3.1 La commande MLI d’onduleur	17
II.3.2 Résultats de simulation	18
II.4 Onduleur de tension à trois niveaux	20
II.4.1 Modélisation d’un bras d’onduleur à trois niveaux	21
II.4.2 Modèle de connaissance.....	22
II.4.3 Les différentes séquences de fonctionnement de l’onduleur à trois niveaux.....	23
II.4.4 Technique de la modulation de largeur d’impulsions.....	24
II.4.5 Résultats de simulation.....	26
II.5 Onduleur de tension à Cinq niveaux	29
II.5.1 Modélisation d’un bras d’onduleur à cinq niveaux.....	29
II.5.2 Modèle de connaissance	30

II.5.3 Les différentes séquences de fonctionnement de l'onduleur à Cinq niveaux	31
II.6 Résultats de simulation	32
II.7 Comparaison entre les différents onduleurs étudiés	35
II.8 Conclusion	35
CHAPITRE III : Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone	
III.1 Introduction	36
III.2 Modélisation de la machine asynchrone	37
III.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	37
III.2.2 Représentation Schématique.....	38
III.2.2.1 Equations électriques.....	38
III.2.2.2 Equations magnétiques.....	39
III.3 Transformation de Park	40
III.4 Model d'état de la machine asynchrone.....	42
III.5 Association onduleur à trois niveaux à la MAS.....	43
III.6 Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone.....	44
III.6.1 Principe de la Commande Vectorielle.....	44
III.6.2 Commande vectorielle indirecte	47
III.6.2.1 Calcul des régulateurs.....	48
III.6.2.2 Test de découplage.....	50
III.6.2.3 Réglage de la MAS par la commande vectorielle indirecte.....	53
III.7 Résultat de simulation.....	50
III.8 Conclusion.....	53
CHAPITRE IV : Commande de la Machine Asynchrone par Logique Floue	
IV.1 Introduction.....	54
IV.2 Domaine d'application.....	55
IV.3 Théorie des ensembles flous.....	55
IV.4 Les Fonctions d'appartenance.....	57
IV.5 Règles linguistiques.....	58
IV.6 Structure d'un système flou.....	58
IV.6.1 Fuzzification.....	59
IV.6.2 Base de règles.....	60
IV.6.3 Inférence.....	60
IV.6.4 Defuzzification.....	62
IV.7 Réglage de la vitesse de la machine asynchrone par régulateur floue.....	63
IV.7.1 Structure du régulateur par logique floue.....	64
IV.8 Simulation et interprétation.....	66
IV.9 Conclusion.....	67
IV.10 Etude comparative.....	68
Conclusion Générale	69
Références Bibliographiques	70

Liste des Figures

Figure I.1 : Schéma de la roue de Barlow.....	4
Figure I.2 : Ancien moteur à courant alternatif triphasé asynchrone à bagues, bobiné en anneau au stator, aux environs de 1910.....	6
Figure I.3 Machine asynchrone 8 kW.....	6
Figure I.4 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage..	7
Figure I.5 : Moteurs triphasés.....	8
Figure I.6 : Types des onduleurs multiniveaux.....	10
Figure I.7: Onduleur pont H cascade	11
Figure I.8: Onduleur NPC trois niveaux.....	12
Figure I.9 : Onduleur NPC cinq niveaux.....	12
Figure II.1 : Onduleur triphasé à deux niveaux.....	16
Figure II.2 : Principe de la commande MLI.....	18
Figure II.3 : Les tensions de références et la porteuse pour un onduleur à deux niveaux.....	18
Figure II.4 : Les tensions simples aux bornes de l'onduleur à deux niveaux.....	19
Figure II.5 : Les tensions composées aux bornes de l'onduleur à deux niveaux...	19
Figure II.7 : Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique d'onduleur à deux Niveaux.....	20
Figure II.8 : Structure générale d'un onduleur de tension à trois niveaux triphasé à structure NPC.....	21
Figure II.9 : Schéma de l'équivalence du pair transistor diode Et de l'interrupteur bidirectionnel.....	21
Figure II.10 : Schéma d'un bras de l'onduleur.....	22
Figure II.11 : Les tensions de références et les porteuses pour un onduleur à trois niveaux.....	26
Figure II.12 : Les tensions simples aux bornes de l'onduleur à trois niveaux.....	27
Figure II.13 : Les tensions composées aux bornes de l'onduleur à trois niveaux....	28
Figure II.14 : Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique d'onduleur à trois Niveaux.....	28
Figure II.15 : Structure générale d'un onduleur de tension à cinq niveaux triphasé à structure NPC.....	29
Figure II.16 : Schéma d'un bras de l'onduleur.....	29
Figure II.17 : Les tensions de références et les porteuses pour un onduleur à cinq niveaux.....	33
Figure II.18 : Les tensions simples aux bornes de l'onduleur à cinq niveaux.....	33
Figure II.19 : Les tensions composées aux bornes de l'onduleur à cinq niveaux.....	34
Figure II.20 : Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique d'onduleur à cinq niveaux.....	34
Figure III.1 : Représentation symbolique de la machine asynchrone.....	38
Figure III.2 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée...	40
Figure III.3 : abc- $\alpha\beta$	40
Figure III.4 : Association onduleur de tension à trois niveaux à MLI triangulo-sinusoidale à la machine asynchrone.....	43
Figure III.5 : Caractéristiques dynamique de la MAS alimentée en tension avec onduleur à trois niveaux.....	43
Figure III.6 : Analogie de la commande vectorielle de la MAS avec la MCC.....	45
Figure III.7 : Orientation du flux otorique.....	46

Figure III.8 : Schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.....	47
Figure III.9 : Schéma de régulation du courant i_{qs}	48
Figure III.10 : Schéma de régulation du courant i_{ds}	49
Figure III.11 : Schéma bloc de régulation du flux Φ_r	49
Figure III.12 : Résultats de simulation de test de découplage de l'orientation du flux rotorique par la méthode indirecte.....	50
Figure III.13 : Schéma bloc de régulation du la vitesse.....	51
Figure III.14 : Performances de la commande IFOC par régulateur PI. Avec variation de la charge, alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux.....	52
Figure IV.1 : Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne.....	56
Figure IV.2 : Exemple d'ensembles considérés en logique floue.....	57
Figure IV.3 : Forme de la fonction d'appartenance gaussienne.....	57
Figure IV.4 : Schéma de principe d'un régulateur à logique floue.....	59
Figure IV.5 : Defuzzification par valeur maximum.....	62
Figure IV.6 : Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées.....	63
Figure IV.7 : Schéma de principe de la commande vectorielle Indirecte par régulateur floue d'une MAS.....	63
Figure IV.8 : Fonctions d'appartenance des variables d'entrée.....	64
Figure IV.9 : Fonctions d'appartenance de la variable de sortie.....	65
Figure IV.10 : Performances de la commande IFOC par régulateur floue. Avec variation de la charge, alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux.....	66
Figure IV.12 : Comparaison entre les différents régulateurs.....	68

Liste des Tableaux

Tableau I.1 commutations du convertisseur en pont H en cascade.....	11
Tableau I.2 : Commutation du convertisseur NPC 3 niveaux.....	12
Tableau II.1 : Différent états de chaque interrupteur de l'onduleur.....	22
Tableau II.2 : Etats possibles d'onduleur NPC à 3 niveaux.....	24
Tableau II.3 : Etats possibles d'onduleur NPC à 5 niveaux.....	32
Tableau II.4 : Facteurs de distorsion de chaque type d'onduleur.....	35
Tableau IV.1 : Matrice d'inférence de trois ensembles flous et deux entrées	60
Tableau IV.2 : Matrice d'inférence de cinq ensembles flous et deux entrées.....	61
Tableau IV.3 : Matrice d'inférence de sept ensembles flous et deux entrées.....	61
Tableau IV.4 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous.....	65

Notations Et Abréviations

NPC	: Convertisseur clampé par le neutre
MLI	: modulation de largeur d'impulsion
Udc	: Source de tension continue de l'onduleur
THD	: Taux de distorsion harmonique
m	: Indice de modulation
r	: Taux de modulation
$V_{1ref}, V_{2ref}, V_{3ref}$: Les tensions de références sinusoïdales
Ac	: Courant alternatif
cc	: Courant continu
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	: Tension composée
V_{an}, V_{bn}, V_{cn}	: Tension simple
MAS	: Machines asynchrones
MCC	: Machine a courant continu
I_{as}, I_{bs}, I_{cs}	: Courants des trois phases statoriques
I_{ar}, I_{br}, I_{cr}	: Courants des trois phases rotoriques
V_{ds}	: Tension statorique sur l'axe d
V_{qs}	: Tension statorique sur l'axe q
V_{dr}	: Tension rotorique sur l'axe d
V_{qr}	: Tension rotorique sur l'axe r
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	: Tensions d'alimentations des phases statoriques
V_{ar}, V_{br}, V_{cr}	: Tensions d'alimentations des phases rotoriques
Φ_{dr}	: Flux rotorique sur l'axe d
Φ_{qr}	: Flux rotorique sur l'axe q
Φ_{ds}	: Flux statorique sur l'axe d
Φ_{qs}	: Flux statorique sur l'axe q
I_{ds}	: Courant statorique sur l'axe d
I_{qs}	: Courant statorique sur l'axe q
I_{dr}	: Courant rotorique sur l'axe d
I_{qr}	: Courant rotorique sur l'axe q
s	: Indice des axes correspondant au stator
r	: Indice des axes correspondant au rotor
a, b, c	: Indices correspondant aux trois phases a, b, c
ref	: Indice de référence
K_i, K_p	: Gains du régulateur PI classique
R_r	: Résistance rotorique
R_s	: Réistance statorique
L_r	: Inductance rotorique
L_s	: Inductance statorique
L_m	: Inductance mutuelle
J	: Moment d'inertie
fc	: Coefficient de frottement
P	: Paire de poles
Ω	: Vitesse angulaire de rotation
ω	: Pulsation électrique du rotor
ω_s	: Pulsation statorique
ω_r	: Pulsation rotorique
θ_s, θ_r	: Angles électriques, rotorique et statorique
σ	: Coefficient de dispersion de Blondel

α, β	: Système biphasé à deux axes fictifs repère (α, β)
d, q	: Système biphasé à deux axes fictifs repère (d,q)
a,b,c	: Système triphasé à trois axes repère (a,b,c)
IFOC	: Commande par flux orienté indirect
μ	: Degré d'appartenance
PI	: Proportionnel, intégral
FLC	: Commande par logique floue
SMC	: Commande par mode glissant
FSMC	: Commande par mode glissant flou
RLF	: Régulateur par logique floue

Introduction générale

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'applications s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en termes de performances dynamiques. Le but essentiel des machines électriques est la transformation de l'énergie d'une forme dans une autre, l'une au moins de ces formes étant électrique, l'autre pouvant être électrique ou mécanique [1].

Dans ces dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques. Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart des équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien (Bendaas, 2011).

Actuellement, ce moteur est souvent remplacé par des machines à courant alternatif. Ces machines associée à un convertisseur statique trouvent de nombreuses applications dans le domaine des entraînements à vitesse variable. En forte puissance l'alimentation de ces machines à partir des commutateurs de courant conduit à une ondulation du courant et du couple importante. Les progrès récents de l'électronique de puissance ont permis d'alimenter les machines de forte puissance par des onduleurs de tension (Boussekra, 2011).

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) (Kambiz 2010).

Notre objectif d'étude entre dans cette perspective s'intéresse à la commande d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur multi-niveau par l'intelligence artificiel. Nous avons construit cette mémoire autour de quatre chapitres :

Chapitre I : Etat de l'art

Chapitre II - Modélisation des onduleurs multi-niveaux à structure NPC : Pour remédier aux problèmes associés à ces groupements, on propose d'étudier dans ce chapitre les onduleurs multi-niveaux qui présentent une nouveauté importante dans le domaine du contrôle de l'énergie à haute tension et puissance. L'intérêt majeur de tous les onduleurs multi-niveaux est l'amélioration remarquable de la qualité spectrale de ses signaux de sortie générés.

Chapitre III - Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone : Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation de la machine asynchrone triphasée; le modèle de la machine asynchrone a été d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation, ensuite nous avons établi un modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant dédié à la commande vectorielle par orientation du flux. Nous avons présenté le principe de la commande vectorielle indirecte IFOC.

Chapitre IV- Commande de la machine asynchrone par logique floue : Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au régulateur flou, On peut conclure que la commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone et elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donne un bon découplage entre le flux et le couple.

Problématique

La problématique, étape initiale de toute recherche scientifique,

Dans le but de mettre en relief notre problématique, nous commençons par présenter les problèmes et les limites des machines asynchrones et les convertisseurs classiques à deux niveaux dans le domaine de génie électrique.

Avant le début des années soixante, les machines asynchrones étaient connectées au réseau sans convertisseur statique. Le contrôle de la vitesse se faisait soit de façon mécanique à travers des boîtes de vitesse, soit de façon électrique à travers des transformateurs électriques soit à travers des groupements de machines en cascade [89], ce qui empêche ces machines d'être utilisées dans une façon performante, en plus le commutateur mécanique introduit des limitations dans les capacités de la machine. En effet, elle ne peut ni opérer à grande vitesse, ni être alimentée par des tensions élevées, s'y ajoute l'entretien que nécessite le collecteur [94].

Par conséquent, ces contraintes ont orienté la recherche dans le domaine des associations onduleur de tension - machine asynchrone. En effet, la machine asynchrone est reconnue pour sa robustesse et son faible coût de construction et de maintenance. En outre, alimentée en tension et fréquence variables par un onduleur de tension, elle offre des performances extrêmement intéressantes [90].

L'utilisation des convertisseurs statiques dans l'industrie est devenue un champ extrêmement vaste, car les équipements industriels utilisent de plus en plus d'entraînement à vitesse variable. Les onduleurs de tension sont largement utilisés pour la commande des moteurs asynchrones. En effet dans les systèmes de commande à grande puissance, les onduleurs classiques à deux niveaux ne sont plus efficaces, non seulement ils provoquent un niveau élevé de la dérivée dv/dt résultante de la commutation, mais aussi les interrupteurs ne supportent pas des fortes tensions inverses. Face à ces problèmes, on utilise les onduleurs multi-niveaux, Par conséquent, les onduleurs multi-niveaux ont été choisis comme le convertisseur de puissance préféré pour les applications à haute puissance [91], [92], [93]. 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 [76].

CHAPITRE I : Etat de l'art

I.1 Introduction

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. La machine asynchrone est utilisée actuellement dans de nombreuses applications, surtout dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), dans l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager.

I.2 Historique de la machine électrique :

En 1821, après la découverte du phénomène du lien entre électricité et magnétisme, l'électromagnétisme, par le chimiste danois Ørsted, le théorème d'Ampère et la loi de Biot et Savart, le physicien anglais Michael Faraday construit deux appareils pour produire ce qu'il appela une « rotation électromagnétique » : le mouvement circulaire continu d'une force magnétique autour d'un fil, en fait la démonstration du premier moteur électrique.

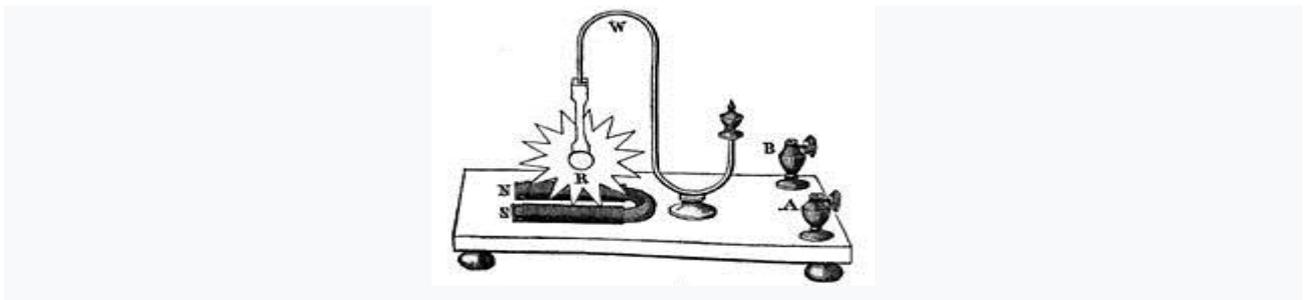


Figure I.1 : Schéma de la roue de Barlow.

En 1822, Peter Barlow construit ce qui peut être considéré comme le premier moteur électrique de l'histoire : la « roue de Barlow » qui est un simple disque métallique découpé en étoile et dont les extrémités plongent dans un godet contenant du mercure qui assure le passage du courant. Elle ne produit cependant qu'une force juste capable de la faire tourner, ne lui permettant pas d'application pratique.

Le premier commutateur utilisable expérimentalement a été inventé en 1832 par William Sturgeon. Le physicien hongrois Ányos Jedlik en 1827 et le physicien prussien Moritz Hermann von Jacobi ont travaillé au développement du moteur électrique à courant continu sur le continent européen. Jacobi a développé le premier moteur électrique pratique à Königsberg en mai 1834. Le 13 septembre 1838 à Saint-Pétersbourg, il pilota un navire mû par son moteur électromagnétique d'une puissance de 220 W. Le bateau de Jacobi (de) naviguait à contre-courant sur la Néva avec une dizaine de passagers à bord : il put ainsi parcourir 7,5 km à une vitesse d'environ 2,5 km/h, ce fut également la première application pratique d'un moteur électrique⁷.

Le premier moteur à courant continu fabriqué avec l'intention d'être commercialisé a été inventé par Thomas Davenport en 1834 puis breveté en 1837. Ces moteurs n'ont pas connu de développement industriel à cause du coût des batteries à l'époque.

On doit la vérification pratique de la réversibilité des machines électriques au physicien italien Antonio Pacinotti en 1864.

En 1869, l'inventeur belge Zénobe Gramme rend possible la réalisation des génératrices à courant continu en imaginant le collecteur. Il améliore les premières versions archaïques d'alternateurs (1867) et devient célèbre en retrouvant le principe de l'induit en anneau de Pacinotti. En 1871, il présentera à l'Académie des sciences de Paris la première génératrice industrielle de courant continu, que l'on appela machine de Gramme.

En 1873, Hippolyte Fontaine, partenaire de Zénobe Gramme, réalise la première application industrielle de la transmission électrique des forces. Tout en démontrant à l'occasion de l'exposition de Vienne, la réversibilité de la machine de Gramme, il présente une expérience associant dynamo et moteur à courant continu, séparés par 2 km de fils électriques. Avant cette expérience décisive, l'énergie mécanique des cours d'eau devait être utilisée sur place, car intransportable sur de longues distances.

Le physicien Nikola Tesla dépose un brevet de « machine électrique-dynamo » en 1886 (publié en 1887).

La paternité de la machine asynchrone est controversée entre trois inventeurs : en 1887, le physicien Nikola Tesla dépose un brevet sur la machine asynchrone (publié en 1888), puis en mai de l'année suivante cinq autres brevets. Pendant la même période Galileo Ferraris publie des traités sur les machines tournantes, avec une expérimentation en 1885, puis une théorie sur le moteur asynchrone en avril 1888. En 1889, Michail Ossipowitsch Doliwo-Dobrowolski, électricien allemand d'origine russe, invente le premier moteur asynchrone à courant triphasé à cage d'écureuil qui sera construit industriellement à partir de 1891

I.3 La machine asynchrone :



Figure I.2 :Ancien moteur à courant alternatif triphasé asynchrone à bagues, bobiné en anneau au stator, aux environs de 1910.



Figure I.3 Machine asynchrone 8 kW.

La machine asynchrone, connue également sous le terme d'origine anglo-saxonne de « machine à induction », est une machine à courant alternatif sans alimentation électrique du rotor. Le terme anglais provient des courants induits dans le rotor par induction électromagnétique. Le terme « asynchrone » provient du fait que la vitesse de ces machines n'est pas forcément synchronisée avec la fréquence des courants qui les traversent.

La machine asynchrone a longtemps été fortement concurrencée par la machine synchrone dans les domaines de forte puissance, jusqu'à l'avènement de l'électronique de puissance. On la retrouve aujourd'hui dans de nombreuses applications, notamment dans le transport (métro, trains, propulsion des navires), de l'industrie (machines-outils), dans l'électroménager, etc. Elles étaient à l'origine uniquement utilisées en moteur mais, toujours grâce à l'électronique de puissance, elles sont de plus en plus souvent utilisées en génératrice par exemple dans les éoliennes.

Pour fonctionner en monophasé, ces machines nécessitent un système de démarrage^N³, condensateur en série sur l'un des enroulements (P max. 6 kW) ou bague de démarrage (P max. 400 W). Les moteurs à bague de démarrage sont employés dans les hottes aspirantes, pompes de vidange de machine à laver et ventilateurs car le couple de démarrage est extrêmement faible. Pour

les applications de puissance, au-delà de 6 kW, les moteurs asynchrones sont uniquement alimentés par des systèmes de courants triphasés.

I.3.1 Principe de fonctionnement :

Le fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'interaction électromagnétique du champ tournant, créé par le courant triphasé fourni par un réseau triphasé équilibré de pulsation ω sur enroulements statorique, et des courants induits dans l'enroulement rotorique lorsque les conducteurs de ce dernier sont coupés par le champ magnétique tournant (loi de LENZ). Cette interaction électromagnétique des deux parties de la machine n'est possible que lorsque la vitesse du champ tournant diffère de celle du rotor

Dans la MAS, l'onde du champ tournant se déplace dans l'entrefer de la machine avec une vitesse de rotation nommée vitesse de synchronisme Ω_s . Elle est liée à la fréquence d'alimentation f_s par l'expression suivante

$$\Omega_s = \omega_s * p = (60 * f_s) / p \quad (I. 1)$$

Ou f_s : fréquence des tensions triphasées du réseau d'alimentation [HZ].

p : Le nombre de paires de pôles.

Un rotor en court-circuit, balayé par ce champ tournant, sera traversé par des courants induits (courant de Foucault), ce qui soumet ce dernier à des forces électromagnétiques de Laplace. L'ensemble de ces forces crée un couple moteur qui mettra le rotor en rotation (voir figure I.4), le rotor tourne dans le même sens que le champ tournant, sa vitesse de rotation est légèrement inférieure à celle du champ tournant ($\Omega < \Omega_s$)

En effet, Il existe donc toujours une différence de vitesse entre le stator et le rotor .cette différence s'appelle le glissement (g) qui est une caractéristique particulière de la MAS. Il est défini comme étant l'écart de vitesse entre la vitesse de synchronisme (Ω_s) et la vitesse de rotation du rotor(Ω).Le glissement(g) est alors donné par: $g = (\Omega_s - \Omega) / \Omega_s$

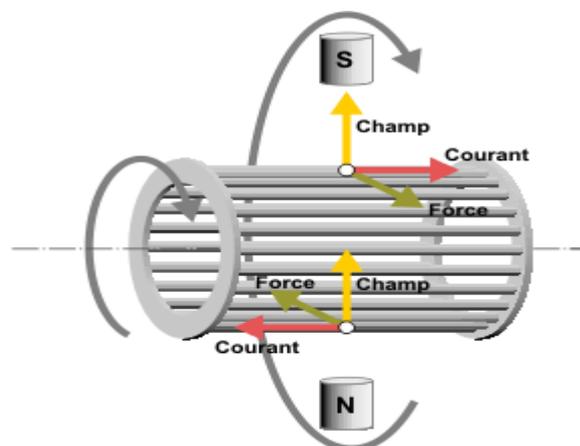


Figure I.4 : Principe de fonctionnement d'un moteur asynchrone triphasé à cage

I.3.2 Les avantages du moteur asynchrone :

Les avantages sont nombreux, d'où sa forte popularité :



Figure I.5 : Moteurs triphasés

- Il est simple à utiliser et à installer.
- Il est résistant, sans pièces d'usure, ce qui lui confère une longue durée de vie.
- Il nécessite peu d'entretiens (les frais de maintenance pour un moteur asynchrone sont très réduits par rapport à d'autres types de moteurs électriques).
- Il s'adapte à de nombreuses utilisations (ex : utilisation d'un variateur de fréquence pour modifier la vitesse de rotation du moteur).
- Il s'agit d'un moteur peu onéreux.

Comparé au moteur shunt, le moteur asynchrone a l'avantage d'être alimenté directement par le réseau triphasé. Son prix d'achat est moins élevé, il est beaucoup plus robuste car il ne nécessite pratiquement pas d'entretien.

Ses deux qualités fondamentales (prix et solidité) résultent du fait qu'il n'a pas de collecteur.

En effet, le collecteur est un organe coûteux et fragile qui nécessite un entretien fréquent :

Changement des balais

I.3.3 Les inconvénients du moteur asynchrone :

A l'exception du démarrage et de l'inversion du sens de marche que l'on peut résoudre de façon satisfaisante, le moteur asynchrone a des performances très médiocres par rapport à celles du moteur shunt. En effet jusqu'à ces dernières années, l'entraînement idéal était réalisé par le léonard formé un moteur shunt alimenté par un convertisseur de tension.

I.4 Les onduleurs :

I.4.1 Définitions des onduleurs :

Un onduleur est un appareil d'électronique de puissance permettant de générer toute forme de courant dont, par exemple, un courant alternatif, à partir d'un courant continu^{2,3,4}.

Un onduleur hybride permet de fournir soit un courant alternatif soit un courant continu à partir d'une source de courant. C'est particulièrement utile avec des panneaux solaires qui fournissent de l'électricité quand on n'en a pas toujours besoin et qu'il faut alors stocker dans des batteries par exemple. Ce courant continu doit ensuite être converti en courant alternatif pour être utilisé.

Un micro-onduleur permet, dans un petit espace, de convertir une tension continue en courant alternatif. Il en existe jusqu'à 1 000 W, voire plus, à partir d'une tension de 12 V^a, résistant à des températures de +65 °C, refroidis par convection naturelle de l'air et dont le rendement atteint 95,7 %⁵.

I.4.2 Principe de fonctionnement :

Les onduleurs sont basés sur une structure en pont en H, constituée le plus souvent d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT, transistors de puissance ou thyristors. Par un jeu de commutations commandées de manière appropriée (généralement une modulation de largeur d'impulsion), on module la source afin d'obtenir un signal alternatif de fréquence désirée.

I.4.3 Classification des onduleurs

Il existe différents types d'onduleurs :

- Les onduleurs de tension et les onduleurs de courant ;
- Les onduleurs autonomes et les onduleurs non autonomes⁷.

I.4.3.1 Onduleurs autonomes

Un onduleur autonome délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur⁷. Il n'a pas toujours besoin de réseau électrique pour fonctionner ; par exemple un convertisseur de voyage que l'on branche sur la prise allume-cigare d'une voiture utilise le 12 V continu du véhicule pour générer du 120 ou 230 V, alternatif en 50 ou 60 Hz. Ces onduleurs sont notamment employés pour la réception de la télévision en mode nomade (récepteur satellite dans un camping-car par exemple) dépourvu d'entrée alimentation électrique basse tension (~12 V).

I.4.3.2 Onduleurs non autonomes

Un onduleur non autonome est un montage redresseur tout thyristors (pont de Graetz) qui, en commutation naturelle assistée par le réseau, auquel il est raccordé, permet un fonctionnement en

onduleur (par exemple par récupération de l'énergie lors des périodes de freinage dans les motrices électriques). À la base du développement des entraînements statiques à vitesse variable pour moteurs à courant continu et alternatif, cyclo convertisseurs, onduleurs de courant pour machines synchrones et asynchrones, jusqu'à des puissances de plusieurs MW, ce type de montage est progressivement supplanté, au profit de convertisseurs à IGBT ou GTO.

I.4.4 Différents types de structure des convertisseurs multiniveaux

Les convertisseurs multiniveaux sont constitués en principe à des composants basés sur les semi-conducteurs de puissance. L'association de ces composants et leur connexion revient à des certaines topologies figure présentant les différents types de convertisseur multiniveaux

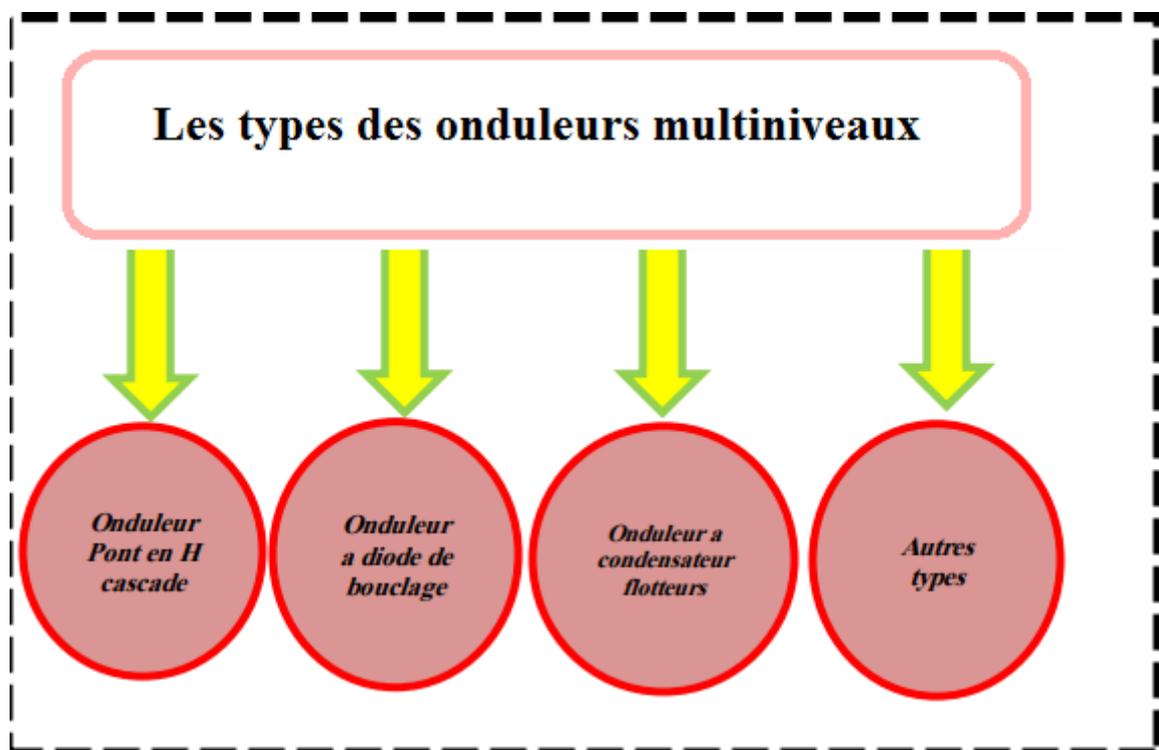


Figure I.6 : Types des onduleurs multiniveaux

I.4.4.1 Topologies pont H (en cascade)

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (en anglais H-bridge), apparu en 1975. Un progrès des onduleurs multiniveaux a été dû au modèle en pont H cascadié en série. La première application d'onduleur pont H était pour la stabilisation des plasmas en 1988. Les sorties des onduleurs en pont sont connectées en série de telle sorte que l'onde de la tension synthétisée soit la somme des tensions de sortie. L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau

de tension et de puissance du convertisseur. Mais l'inconvénient Majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont [1].

Tableau I.1 commutations du convertisseur en pont H en cascade.

Ta1	Ta2	Tb1	Tb2	Vs
0	1	0	1	-2E
0	1	0	0	-E
0	0	0	0	0
1	0	0	0	E
1	0	1	0	2E

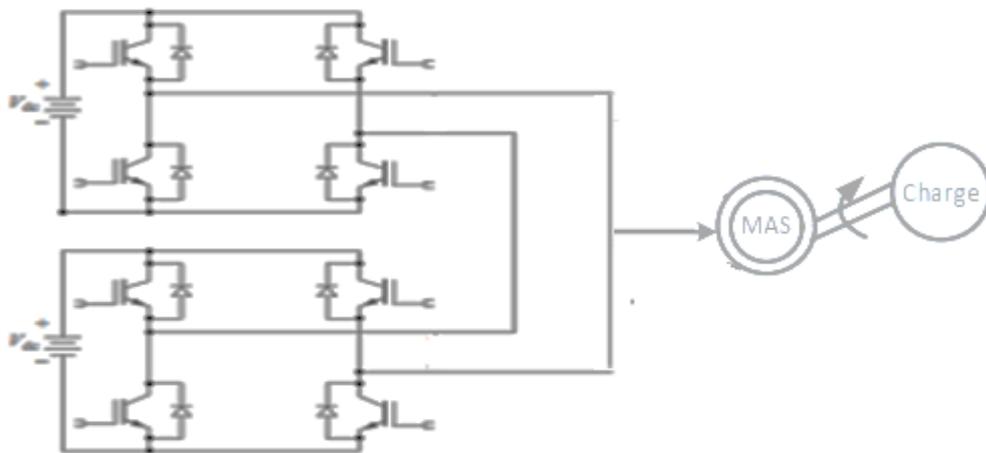


Figure I.7: Onduleur pont H cascade

I.4.4.2 Topologies NPC avec diode de bouclage :

Cette topologie a été présentée la première fois par [Nabae] et [Akagi] (1981). Elle avait pour but d'ajouter un niveau de tension intermédiaire à la tension de sortie d'un onduleur afin de réduire les harmoniques. La figure 1.2 montre un convertisseur NPC trois niveaux ainsi que les séquences de fonctionnement du convertisseur. Dans le cas d'un seul bras, le point milieu entre les deux capacités permet de diviser la tension d'entrée E en deux niveaux, ainsi, à l'aide des interrupteurs, la tension de sortie pourrait être E , $E/2$ ou 0 . - Quand $Ta2$ est fermé, la tension de sortie V_s est égale à $E/2$. - Quand $Ta1$ et $Ta2$ sont fermés, V_s est égale à E . - Quand $Ta1$ et $Ta2$ sont ouverts, la tension de sortie V_s est nulle [2]

Tableau I.2 : Commutation du convertisseur NPC 3 niveaux

Ta1	Ta2	Ta3	Ta4	Vs
0	0	1	1	0
0	1	1	0	E/2
1	1	0	0	E

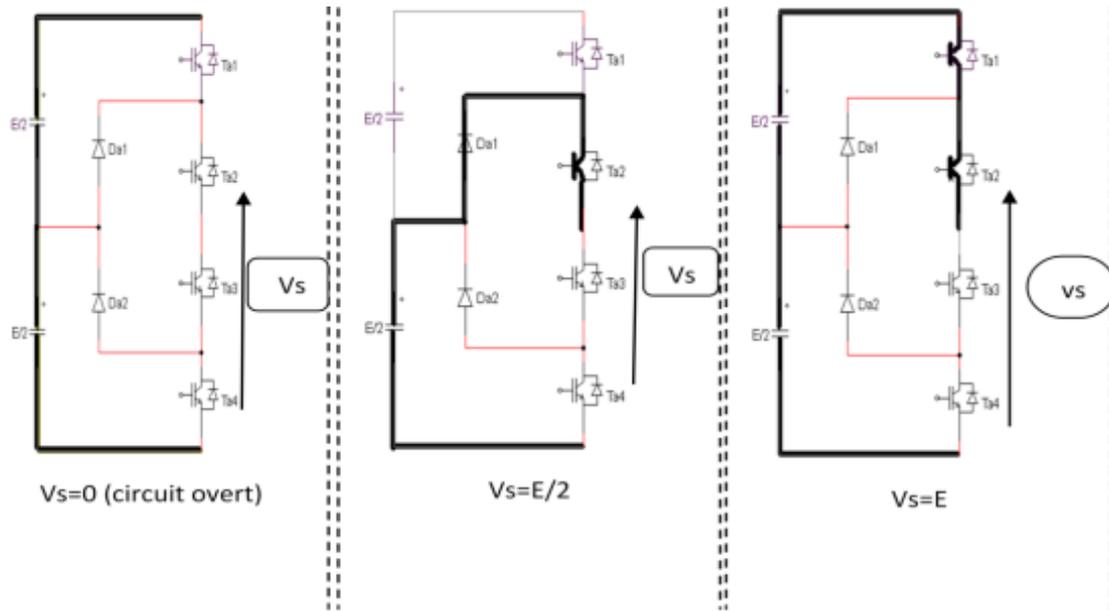


Figure I.8: Onduleur NPC trois niveaux

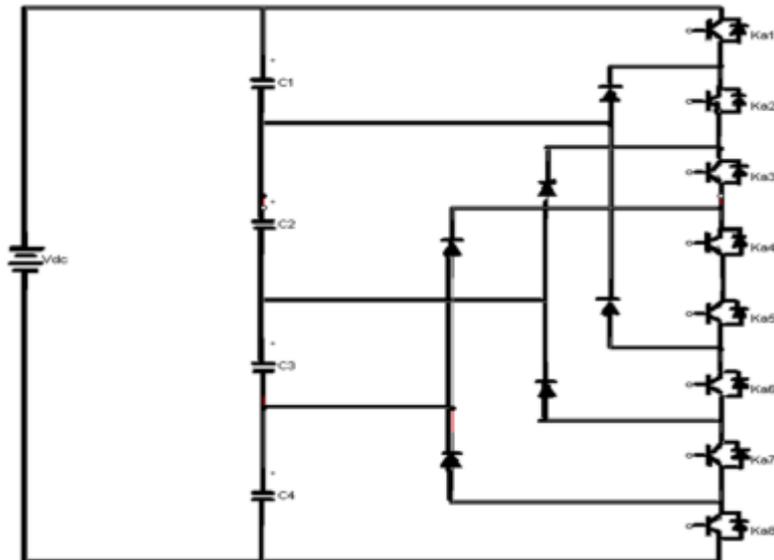


Figure I.9 : Onduleur NPC cinq niveaux

I.5 Conclusion :

Ce chapitre a été, essentiellement dédié à l'état de l'art de commande des machines électriques et plus particulièrement la machine asynchrone. Une description d'une manière non exhaustive de la constitution de la machine asynchrone à cage d'écureuil a été présentée, Les onduleurs multiniveaux sont aussi présentés avant d'entamer l'étude de l'onduleur multiniveaux qui présente notre intérêt dans cette étude. Les différentes topologies de base de ce dernier sont données toute en exposant leur avantage et inconvénient à savoir :

- La topologie NPC permet de réduire le taux de distorsion harmonique, ainsi l'augmentation du niveau des tensions générées
- La topologie en cascade ou le nombre de niveaux possible de tension de sortie et plus du double de nombre de sources à courant continu. On a aussi présenté les différents techniques de commande relatif à ce type de convertisseur affecter la machine et leurs origines.

CHAPITRE II : Modélisation des onduleurs multi-niveaux à structure NPC

II.1 Introduction

Pour les domaines de hautes tensions et fortes puissances, l'alimentation des machines à courant alternatif est souvent assurée par des groupements d'onduleurs à deux niveaux [22-23]. Pour remédier aux problèmes associés à ces groupements, on propose d'étudier dans ce chapitre les onduleurs multi-niveaux qui présentent une nouveauté importante dans le domaine du contrôle de l'énergie à haute tension et puissance. L'intérêt majeur de tous les onduleurs multi-niveaux est l'amélioration remarquable de la qualité spectrale de ses signaux de sortie générés. Ce spectre est de loin meilleur que celui de l'onduleur à deux niveaux [24]. Les convertisseurs multi-niveaux peuvent commuter chaque entrée ou sortie au moins entre trois niveaux de tension ou de courant, 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 de bus 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 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 [12-25]. Dans les dernières années, on a vécu l'apparition et le perfectionnement de nouveaux composants de puissance commandables à l'ouverture et à la fermeture, qui ont permis la conception de nouveaux convertisseurs fiables, rapides et puissants. Parmi ces convertisseurs on distingue les convertisseurs multi-niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamping) [12]. Cette structure d'onduleur multi-niveau a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981 dans l'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteur [26].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de deux types d'onduleur multi-niveaux onduleur NPC trois niveaux et NPC cinq niveaux.

II.2 Interrupteur bidirectionnel

Les systèmes de conversion d'énergie électrique, utilisés en électronique de puissances, sont constitués principalement de convertisseurs statiques d'énergie, dont la fonction première est de traiter l'énergie électrique circulant entre une source et sa charge. Ces convertisseurs, à leur tour, sont composés essentiellement d'interrupteurs à base de composants à semi-conducteur de puissance (IGBTs, MOSFETs, GTOs, Transistors bipolaires, Triacs, Thyristors, diodes) [27].

Le rôle d'un interrupteur de puissance est d'autoriser ou de stopper le passage du courant. Il présente deux états statiques (état bloqué et état passant) et il doit remplir les fonctions suivantes [27] :

- A l'état bloqué : supporter des tensions élevées (de quelques centaines de volts à plusieurs kV) avec un faible courant de fuite.
- A l'état passant : conduire un courant élevé (de quelques A à plusieurs kA) avec une faible tension à leurs bornes.
- En commutation : commuter le plus rapidement possible afin de réduire autant que possible les pertes en commutation.

II.3 Onduleur de tension à deux niveaux

L'onduleur de tension à MLI est habituellement choisi pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir d'un réseau standard 220/380-50Hz. Après redressement, la tension filtrée U (étage continu) est appliquée à l'onduleur. Le fonctionnement de l'onduleur obéit à un séquençement de 180 de conduction par interrupteur d'un même bras. Les diodes de roue libres assurent la continuité du courant dans la MAS une fois les interrupteurs sont ouverts. Il existe pratiquement entre les interrupteurs haut et bas d'un même bras afin d'éviter le court-circuit de la source continue. Les composants de puissance (interrupteurs) sont déterminés en fonction des niveaux de la puissance et la fréquence de commutation. En règle générale, plus les composants sont rapides (fréquence de commutation élevée), plus la puissance commutée est grande et inversement [2].

L'onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion MLI est un convertisseur statique d'énergie électrique qui transforme une source de tension continue en une alimentation de tension alternative pour alimenter des charges en courant alternatif. La transmission reste déterminée par les caractéristiques propres de la machine [8].

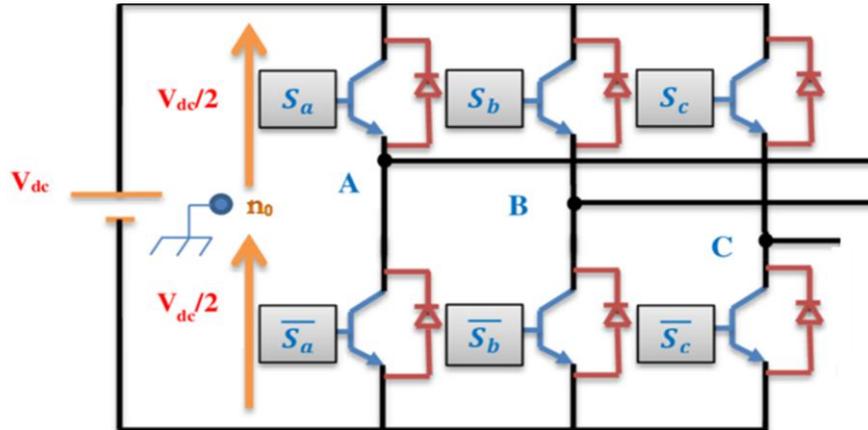


Figure II.1 Onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude supposons que :

La commutation des interrupteurs est instantanée

La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable, supposés idéalisés la charge est équilibrée couplée en étoile avec neutre isolé.

Les trois tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont définies par les relations suivantes en tenant compte du point fictif « O »

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} + V_{ob} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} + V_{oc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{ca} = V_{co} + V_{oa} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

V_{ao} , V_{bo} , V_{co} Sont les tensions d'entrées de l'onduleur (tensions continues) Elles sont référencées par rapport à n point milieu « o » d'un diviseur fictif d'entrée. On peut écrire les relations de Charles, comme suites :

$$\begin{cases} V_{ao} = V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} = V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} = V_{cn} + V_{no} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

V_{an} , V_{bn} , V_{cn} Sont les tensions des phases de la charge (valeurs alternatives)

V_{no} Est la tension de neutre de la charge par rapport au point fictif « o »

Les V_{an} , V_{bn} , V_{cn} forment un système triphasé équilibre découle la relation :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.3})$$

La résolution des équations (I.2) et (I.3) nous donne :

$$V_{no} = \frac{1}{3} \cdot (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (I.4) dans (I.2) on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{ao} + \frac{1}{3}V_{bo} - \frac{1}{3}V_{co} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{ao} - \frac{1}{3}V_{bo} + \frac{2}{3}V_{co} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Donc, l'onduleur de tension peut être modélisé par une matrice [T] assurant le passage Continu –alternatif :

$$[V_{AC}] = [T] \cdot [V_{DC}] \quad (\text{II.6})$$

Tel que :

$$[V_{AC}] = [V_{an} \quad V_{bn} \quad V_{cn}]^T \quad (\text{II.7})$$

$$[V_{DC}] = [V_{ao} \quad V_{bo} \quad V_{co}]^T$$

La matrice de transfert est la suivante :

$$[T] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

II.3.1 La commande MLI d'onduleur

La modulation triangulo -sinusoïdale est appelée également modulation de largeur d'impulsion consiste à comparer en chaque instant un signal triangulaire à haut fréquence, que s'appelle Porteuse à un signal sinusoïdal de référence à basse fréquence. La commande MLI présente l'avantage d'une fréquence constante de commutation qui est fixée par la fréquence de l'onde porteuse. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoïdale:

- L'indice de modulation «m» est le rapport entre la fréquence de porteuse sur la fréquence de référence : $m = f_p / f_r$ est permet de varier la fréquence de la tension de l'alimentation;
- Coefficient de réglage en tension «r» qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence = V_r / V_p ; Le schéma de principe est donné par la figure (II.2):

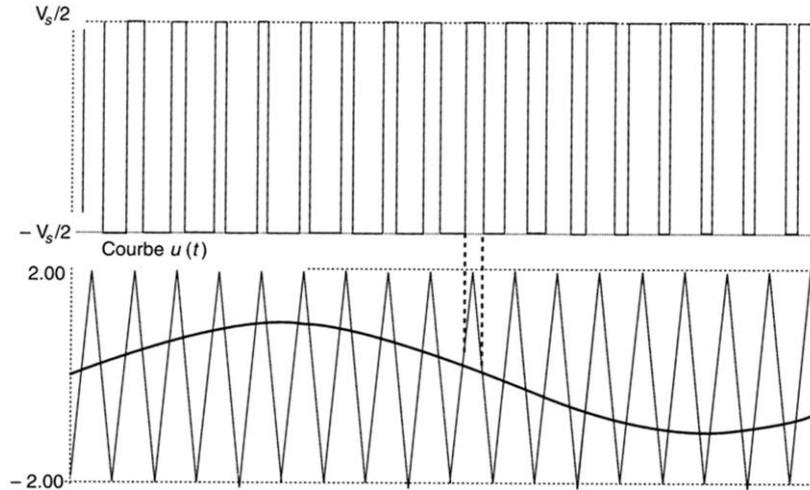


Figure II.2 Principe de la commande MLI

II.3.2 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à deux niveaux par la stratégie tringulo-sinusoidale en utilisant le logiciel matlab/simulink.

La figure (II.3) présente les tensions de références et la porteuse pour un onduleur à deux niveaux.

La figure (II.4) présente les tensions simples aux bornes de l'onduleur.

La figure (II.5) présente les tensions composées aux bornes de l'onduleur.

La figure (II.6) présente la Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique.

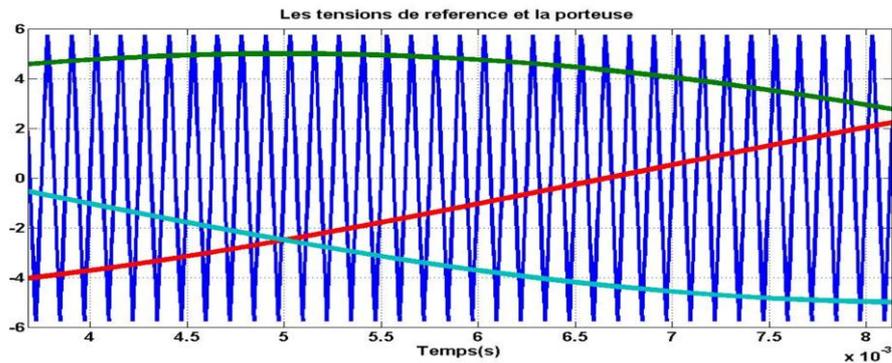


Figure II.3 : les tensions de références et la porteuse pour un onduleur à deux niveaux.

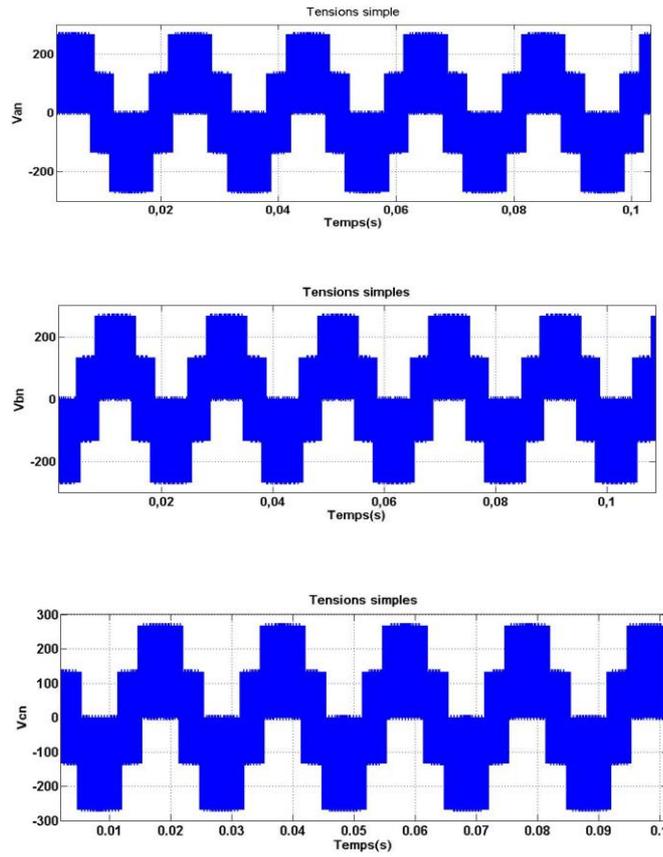


Figure II.4 : les tensions simples aux bornes de l'onduleur à deux niveaux

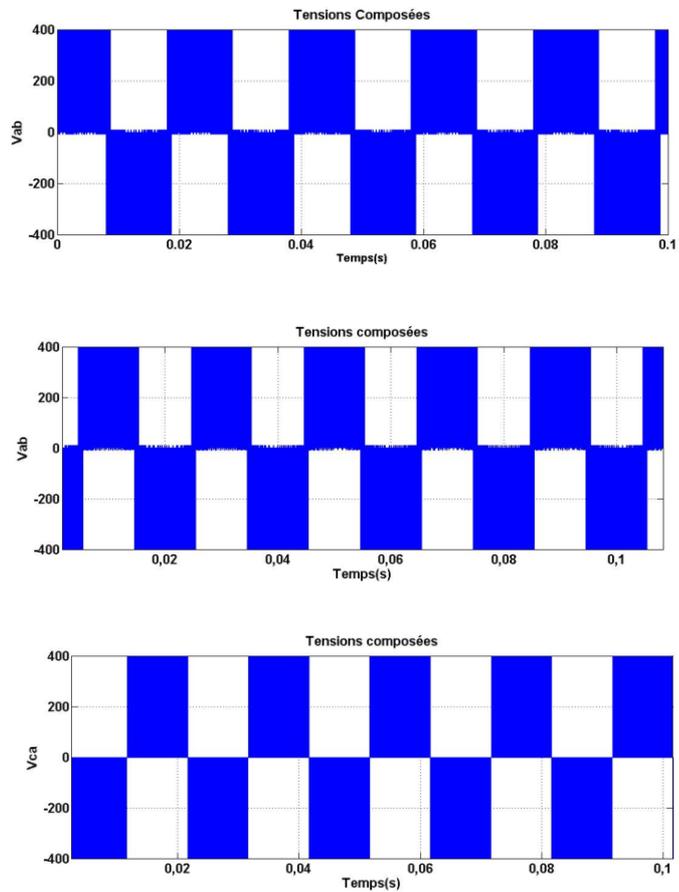


Figure II.5 : les tensions composées aux bornes de l'onduleur à deux niveaux

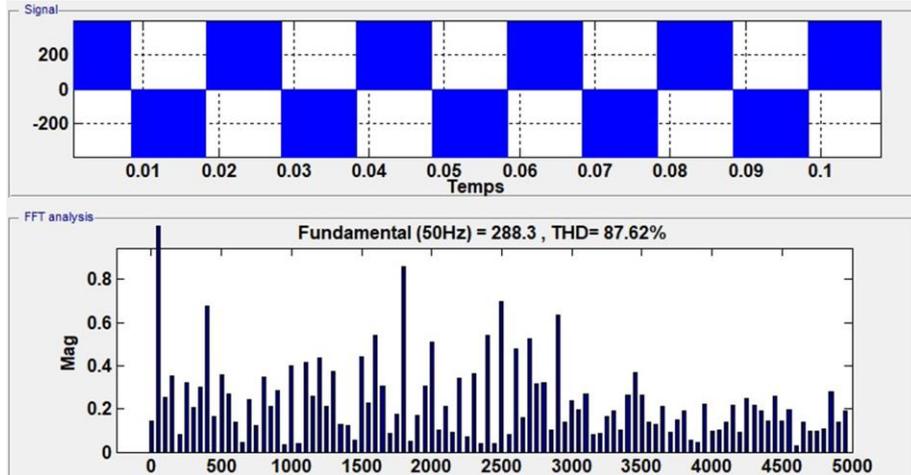


Figure II.7 : Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique d'onduleur à deux niveaux

II.4 Onduleur de tension à trois niveaux

L'évolution rapide des techniques de fabrication des dispositifs à semi-conducteurs et l'orientation des concepteurs vers la technologie des composants hybrides tels que l'IGBT ont permis de développer de nouvelles structures d'onduleurs que le NPC (Neutral Point Clamped converter) qui est la première structure d'onduleurs multi-niveaux à trois niveaux, proposé par A.Nabea et H.Akagi [28-29].

L'onduleur NPC à trois niveaux est représenté sur la figure 2.1. Le bus continu d'entrée est composé de deux capacités en série ($U_c/2$), formant un point milieu noté (M) 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 U_c ; dans les conditions normales de fonctionnement, celle-ci est uniformément répartie sur les deux capacités qui possèdent alors une tension $U_c/2$ à leurs bornes.

Chacun des trois bras (a, b et c) de l'onduleur est composé de quatre interrupteurs commandés (S1, S2, S3 et S4) et deux diodes de maintien connectées au point milieu du bus continu. Les interrupteurs commandés sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant : il s'agit d'associations classiques d'un transistor et d'une diode en antiparallèle [30].

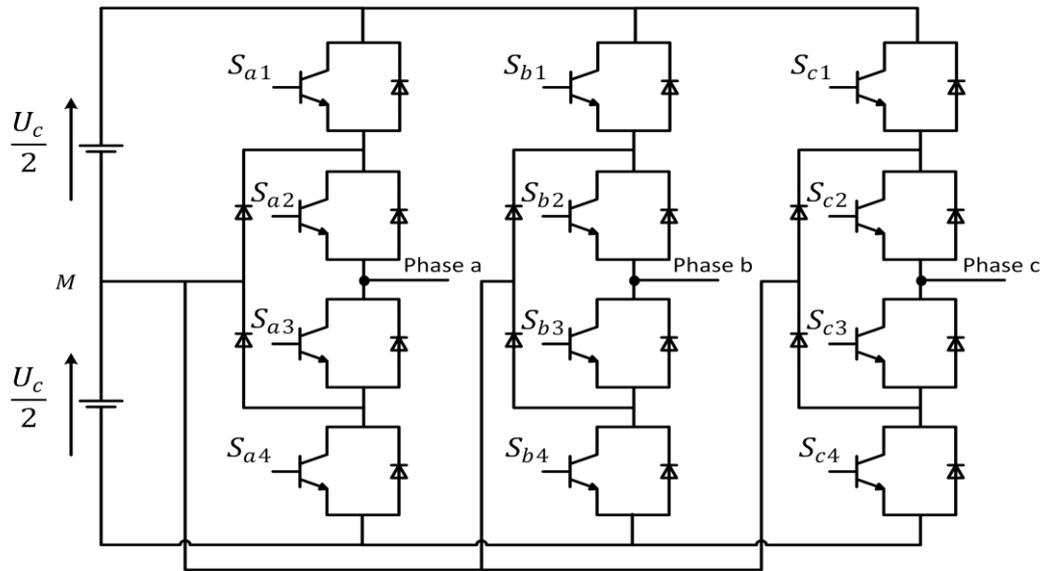


Figure II.8 Structure générale d'un onduleur de tension à trois niveaux triphasé à structure NPC

Afin d'élaborer un modèle de fonctionnement des onduleurs à trois niveaux on présente chaque paire transistor diode par un seul interrupteur bidirectionnel figure (2.2).

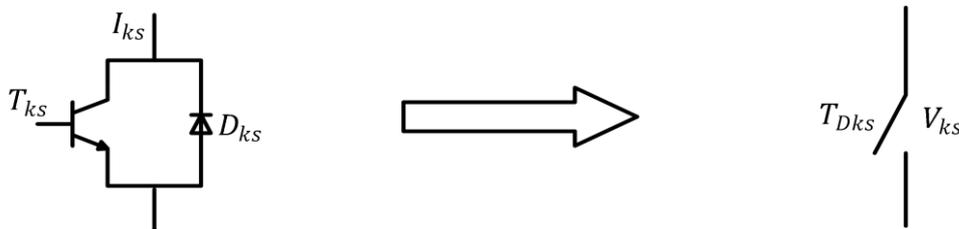


Figure II.9 Schéma de l'équivalence du pair transistor diode Et de L'interrupteur bidirectionnel

II.4.1 Modélisation d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La figure (II.9) présente la structure d'un bras d'onduleur à trois niveaux ; Afin d'avoir un fonctionnement totalement commandable de l'onduleur, on doit choisir la commande complémentaire, qui permet à l'onduleur de délivrer les trois niveaux de tensions désirés. Il a été démontré que la commande complémentaire pour un bras k , qui permet d'obtenir les trois niveaux de tension désirés $U_{c1}, 0, U_{c2}$ est définie par :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} = 1 - B_{k4} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} = 1 - B_{k3} \end{cases}$$

B_{ks} : est la commande de l'interrupteur.

Le tableau (II.1) montre bien les résultats de cette commande, il donne les différents niveaux et l'état correspondant de chaque interrupteur (Fermé=1 et ouvert=0), en mode commandable, après élimination du cas inconnu.

Tableau II.1 : Différent états de chaque interrupteur de l'onduleur

Tension de sortie V_k	Etat des interrupteurs			
	B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}
$+U_{c1}$	1	1	0	0
0	1	0	1	0
Inconnue	0	1	0	1
$-U_{c2}$	0	0	1	1

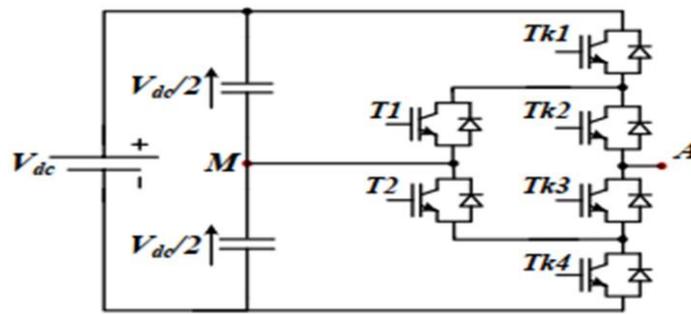


Figure II.10 : Schéma d'un bras de l'onduleur

II.4.2 Modèle de connaissance

La fonction de connexion F_{ki} définit l'état de chaque interrupteur, k étant le numéro du bras et i le numéro d'interrupteur. En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par [12-31]:

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases}$$

On définit la fonction de connexion du demi-bras comme suit :

$$\begin{aligned} F_{k1}^b &= F_{k1} F_{k2} \\ F_{k0}^b &= F_{k3} F_{k4} \end{aligned} \quad (\text{II. 9})$$

F_{km}^b Où k désigne le numéro du bras et m le numéro du demi bras (demi bras du haut=1 et demi bras du bas=0)

Les potentiels des nœuds A, B, C par rapport aux point milieu M de l'onduleur triphasé à trois niveaux, s'expriment par :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II. 10})$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}F_{12}U_{c1} - F_{13}F_{14}U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}F_{22}U_{c1} - F_{23}F_{24}U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}F_{32}U_{c1} - F_{33}F_{34}U_{c2} \end{cases} \quad (\text{II. 11})$$

Les tensions simples de sortie de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$\begin{cases} V_A = (2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM})/3 \\ V_B = (2V_{BM} - V_{CM} - V_{AM})/3 \\ V_C = (2V_{CM} - V_{AM} - V_{BM})/3 \end{cases} \quad (\text{II. 12})$$

Ce qui permet d'exprimer les tensions simples en utilisant les fonctions de connexions des demi bras par :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (\text{II. 13})$$

Ce système d'équations montre bien que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série, l'un alimenté par U_{c1} et constitué des demi bras du haut, et l'autre alimenté par U_{c2} et formé des demi bras du bas de l'onduleur à trois niveaux [31].

Les courants d'entrée id_{c1} , id_{c2} et id_{c0} de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment en fonction des courants de la charge, i_1 , i_2 et i_3 comme suit [12-31]:

$$\begin{cases} id_{c1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ id_{c2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II. 14})$$

$$\text{Le courant } id_{c0} = i_1 + i_2 + i_3 - id_{c1} - id_{c2}$$

II.4.3 Les différentes séquences de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension V_{a0} pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Le sens positif ou négatif des courants Id_0 ; Id_1 et Id_2 , fixe le sens du transfert de l'énergie du convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant [30].

Sur les 24=16 configurations possibles, seules trois configurations sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, et sont donc à éviter. En effet, elles provoquent, soient, des courts-circuit des sources de tension continue, soient, elles provoquent la déconnexion de la charge.

➤ **Séquences 1** : Génération du niveau maximum

- Les interrupteurs S1, S2 sont passants
- Les interrupteurs S3,S4 sont bloqués
- Et la tension de sortie $V_{ao} = +U_c/2$
- La tension inverse appliquée aux interrupteurs S3 et S4 vaut : $S_{k3}=S_{k4}=+U_c/2$

➤ **Séquences 2** : Génération du niveau intermédiaire

- Les interrupteurs S2, S3 sont passants
- Les interrupteurs S1,S4 sont bloqués
- le point a est relié directement au point 0 à travers l'une des diodes de maintien
Et la tension de sortie $V_{ao} = 0$
- La tension inverse appliquée aux interrupteurs S1 et S4 vaut : $V_{k1}=V_{k4}=+U_c/2$

➤ **Séquences 3** : Génération du niveau minimum

- Les interrupteurs S1, S2 sont bloqués
- Les interrupteurs S3,S4 sont passants
- Et la tension de sortie $V_{ao} = -U_c/2$
- La tension inverse appliquée aux interrupteurs S1 et S2 vaut : $V_{k1}=V_{k2}=+U_c/2$
- Les 3 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau 2.2

Tableau II.2 : Etats possibles d'onduleur NPC à 3 niveaux

S1	S2	S3	S4	Va0
1	1	0	0	$E/2$
0	0	1	1	0
0	1	1	0	$-E/2$

II.4.4 Technique de la modulation de largeur d'impulsions

Dans plusieurs applications industrielles, on est souvent préoccupé d'avoir une alimentation stable et réglable. Cette tension peut être obtenue au moyens des onduleurs qui éliminent les fluctuations de la tension continue d'entrée, en maintenant la relation tension / fréquence constante tout en réglant l'amplitude de la tension requise par la charge. Plusieurs méthodes sont utilisées pour obtenir cette tension et la MLI est l'une des plus efficaces. En plus de régler l'amplitude, cette méthode contrôle le contenu harmonique de la tension de sortie de l'onduleur en repoussant les harmoniques d'ordre inférieur vers les fréquences les plus élevées, ce qui rend le filtrage plus facile et moins coûteux, car la taille des composants du filtre, est assez réduit [32].

La commande MLI sinus triangulaire, est définie par deux porteuses identiques, dont l'une est déphasée par rapport à l'autre d'une demi période de hachage $1/(2f_p)$. Ceci permet une

réduction du taux d'harmonique des tensions de sortie. Le principe de modulation consiste à comparer un signal triangulaire appelé porteuse à un signal sinusoïdal appelé référence. L'intersection de ces deux signaux donne les instants de commutation des interrupteurs. Cette technique est caractérisée par deux paramètres : l'indice de modulation "m" et le taux de modulation "r".

- L'indice de modulation "m" égal au rapport de la fréquence de la porteuse "f_p" par celle de la fréquence "f_{ref}" de la tension de référence ($m = f_p/f_{ref}$).
- Le taux de modulation "r" est égal au rapport de l'amplitude V_{ref} de la tension de référence par la porteuse U_p ($r = V_{ref}/U_p$).

L'algorithme correspondant à cette stratégie de commande se résume en deux étapes :

Étape 1 : Détermination des signaux V_{k0} et V_{k1}

Nous déterminons les signaux de commande intermédiaires de chaque onduleur à deux niveaux équivalent à un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux.

- Le signal V_{k1} correspondant au demi-bras k du haut est obtenu en comparant un signal de référence V_{kref} à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p1}.

$$(V_{kref} \geq U_{p1}) \rightarrow V_{k1} = 1$$

$$(V_{kref} < U_{p1}) \rightarrow V_{k1} = 0$$

- Le signal V_{k0} correspondant au demi-bras k du bas est obtenu en comparant le même signal de référence V_{kref} à une porteuse en dents de scie bipolaire U_{p2} identique à U_{p1} et déphasée d'une demi période.

$$(V_{kref} \geq U_{p2}) \rightarrow V_{k0} = 0$$

$$(V_{kref} < U_{p2}) \rightarrow V_{k0} = -1$$

Étape 2 : Détermination du signal V_k

Nous reconstituons l'image de la tension V_{k_m} de la phase k de l'onduleur à trois niveaux par rapport au point milieu M appelé V_k :

$$V_k = V_{k1} + V_{k0}$$

Et nous déduisons les signaux de commande de chaque interrupteur du bras k. Les ordres des commandes des interrupteurs B_{ki} sont alors donnés par :

$$\text{Si } V_k = 1 \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1$$

$$\text{Si } V_k = -1 \rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0$$

$$\text{Si } V_k = 0 \rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0$$

$$B_{k3} = \overline{B_{k2}} \quad , \quad B_{k4} = \overline{B_{k1}}$$

II.4.5 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC par la stratégie tringulo-sinusoidale en utilisant le logiciel matlab/simulink.

La figure (II.11) présente les tensions de références et les porteuses pour un onduleur à trois niveaux.

La figure (II.12) présente les tensions simples aux bornes de l'onduleur.

La figure (II.13) présente les tensions composées aux bornes de l'onduleur.

La figure (II.14) présente la Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique.

Les tensions de références sinusoïdales V_{1ref} , V_{2ref} et V_{3ref} sont comparées aux porteuses pour obtenir les instants de commutation des interrupteurs.

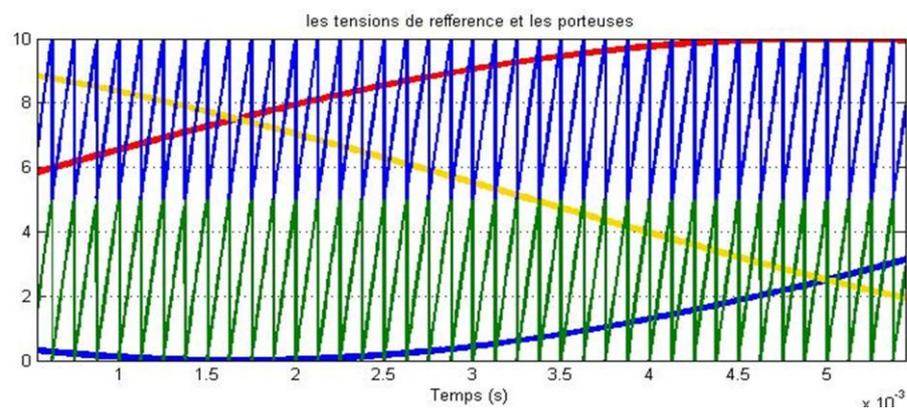


Figure II.11 : les tensions de références et les porteuses pour un onduleur à trois niveaux.

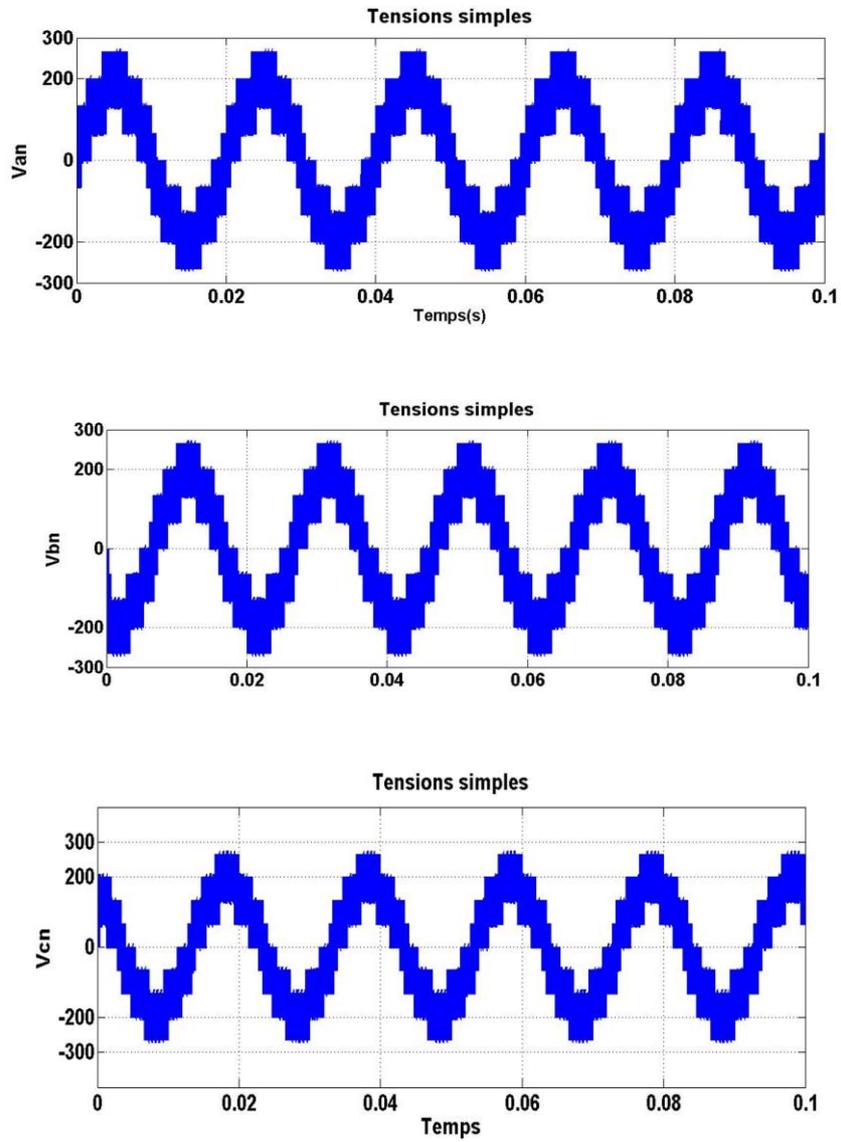


Figure II.12 : les tensions simples aux bornes de l'onduleur à trois niveaux

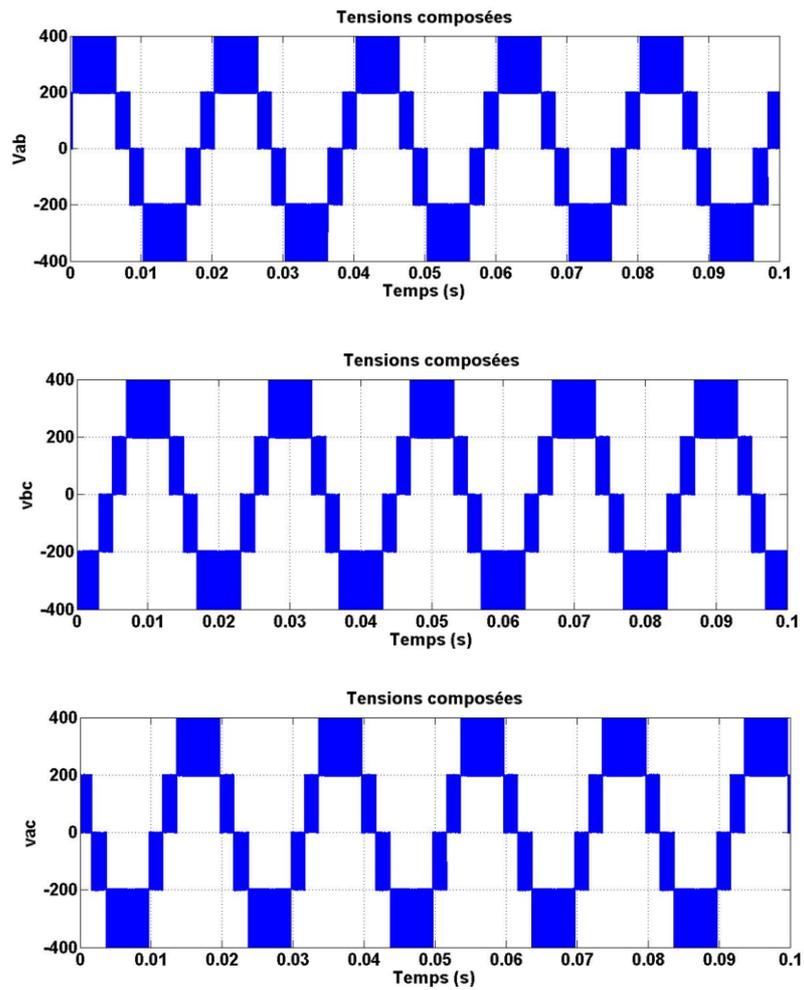


Figure II.13 : les tensions composées aux bornes de l'onduleur à trois niveaux

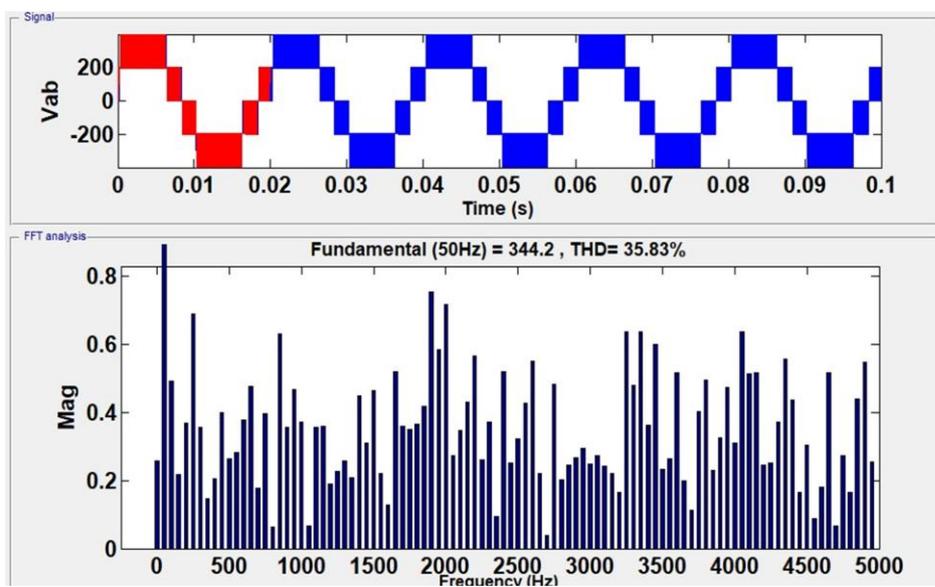


Figure II.14 : Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique d'onduleur à trois niveaux

II.5 Onduleur de tension à Cinq niveaux

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 [30].

L'onduleur est alimenté par une source continue U_c , que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension $U_c/4$. La structure triphasée de l'onduleur NPC à cinq niveaux de tensions est présentée sur la figure II.15.

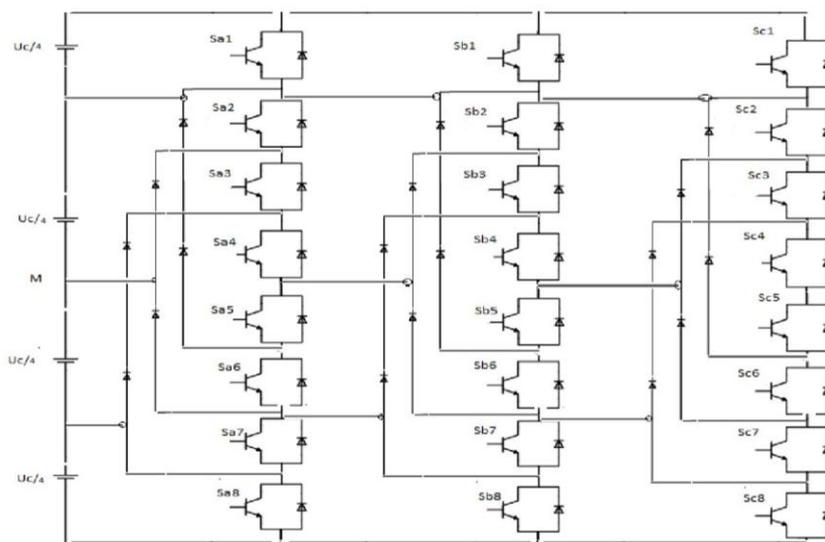


Figure II.15 : Structure générale d'un onduleur de tension à cinq niveaux triphasé à structure NPC

II.5.1 Modélisation d'un bras d'onduleur à cinq niveaux

La figure (II.16) représente la structure d'un bras d'onduleur de tension à cinq niveaux de type NPC. Elle est constituée de quatre sources secondaires de tension continue de valeur $U_c/4$, de huit interrupteurs à IGBT et de six diodes de bouclage.

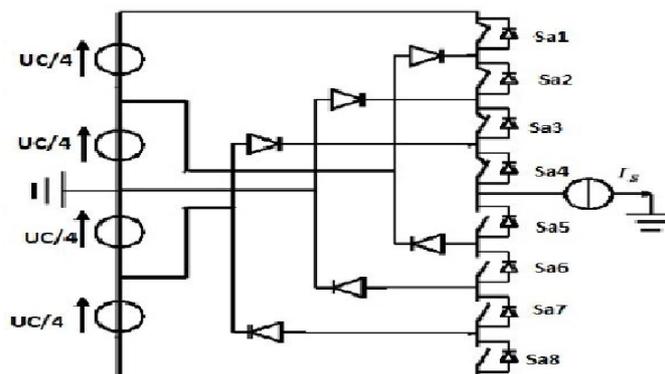


Figure II.16 : Schéma d'un bras de l'onduleur

II.5.2 Modèle de connaissance

Pour éviter des courts-circuits de sources de tension par conduction de plusieurs interrupteurs et pour que le convertisseur soit totalement commandable, on adopte la commande complémentaire pour un bras k de l'onduleur triphasé à cinq niveaux sachant qu'il existe plusieurs commandes complémentaires [34-35].

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1} = 1 - F_{k5} \\ F_{k2} = 1 - F_{k4} \\ F_{k3} = 1 - F_{k6} \\ F_{k7} = F_{k1} \cdot F_{k5} (1 - F_{k3}) \\ F_{k8} = F_{k4} \cdot F_{k5} (1 - F_{k6}) \end{array} \right. \quad (\text{II.14})$$

Comme l'onduleur à trois niveaux, on définit les fonctions du demi-bras

$$\left\{ \begin{array}{l} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot F_{k3} \\ F_{k0}^b = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot F_{k6} \\ F_{k7} = F_{k1} \cdot F_{k2} \cdot \overline{F_{k3}} \\ F_{k8} = F_{k4} \cdot F_{k5} \cdot \overline{F_{k6}} \end{array} \right. \quad (\text{II.15})$$

Pour l'onduleur à cinq niveaux, les potentiels des nœuds A B et C par rapport au point milieu M s'expriment comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = \{F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{11} \cdot F_{12} \cdot F_{13} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{14} \cdot F_{15} \cdot F_{16} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{14} \cdot F_{15} \cdot \overline{F_{16}} \cdot U_{c3}\} \\ V_{BM} = \{F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{21} \cdot F_{22} \cdot F_{23} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{24} \cdot F_{25} \cdot F_{26} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{24} \cdot F_{25} \cdot \overline{F_{26}} \cdot U_{c3}\} \\ V_{CM} = \{F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot (U_{c1} + U_{c2}) + F_{31} \cdot F_{32} \cdot F_{33} \cdot (U_{c1})\} - \{F_{34} \cdot F_{35} \cdot F_{36} \cdot (U_{c3} + U_{c4}) + F_{34} \cdot F_{35} \cdot \overline{F_{36}} \cdot U_{c3}\} \end{array} \right. \quad (\text{II.16})$$

En introduisant ces fonctions de connexion des demi bras dans le système On obtient:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{AM} = \{(2 \cdot F_{11}^b + F_{17}) - (2 \cdot F_{10}^b + F_{18})\} \cdot U_c \\ V_{BM} = \{(2 \cdot F_{21}^b + F_{27}) - (2 \cdot F_{20}^b + F_{28})\} \cdot U_c \\ V_{CM} = \{(2 \cdot F_{31}^b + F_{37}) - (2 \cdot F_{30}^b + F_{38})\} \cdot U_c \end{array} \right. \quad (\text{II.17})$$

D'après les équations du système (2.10), on aboutit qu'un onduleur à cinq niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à trois niveaux ou à la mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux. On exprime les différentes tensions composées l'onduleur à cinq niveaux à l'aide des fonctions de connexion des demi bras de la manière suivante : Avec $U_{C1} = U_{C2} = U_C$ On exprime les différentes tensions composées l'onduleur à cinq niveaux à l'aide des fonctions de connexion des demi bras suivante de la manière [34] :

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{AB} = \{(F_{11}^b - F_{21}^b)(U_{c1} + U_{c2}) + (F_{17} - F_{27}) \cdot (U_{c1})\} - \{(F_{10}^b - F_{20}^b)(U_{c3} + U_{c4}) + (F_{18} - F_{28}) \cdot (U_{c3})\} \\ U_{BC} = \{(F_{21}^b - F_{31}^b)(U_{c1} + U_{c2}) + (F_{27} - F_{37}) \cdot (U_{c1})\} - \{(F_{20}^b - F_{30}^b)(U_{c3} + U_{c4}) + (F_{38} - F_{28}) \cdot (U_{c3})\} \\ U_{CA} = \{(F_{31}^b - F_{11}^b)(U_{c1} + U_{c2}) + (F_{37} - F_{17}) \cdot (U_{c1})\} - \{(F_{30}^b - F_{10}^b)(U_{c3} + U_{c4}) + (F_{38} - F_{18}) \cdot (U_{c3})\} \end{array} \right. \quad (I.18)$$

Avec $UC1 = UC2 = UC3 = UC4 = UC$

Les tensions simples sont liées aux tensions composées par la relation (I.18) ce qui donne les tensions suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 2 \cdot (F_{11}^b - F_{10}^b) + (F_{17} - F_{18}) \\ 2 \cdot (F_{21}^b - F_{20}^b) + (F_{27} - F_{28}) \\ 2 \cdot (F_{31}^b - F_{30}^b) + (F_{37} - F_{38}) \end{bmatrix} \cdot U_c$$

II.5.3 Les différentes séquences de fonctionnement de l'onduleur à Cinq niveaux

Pour définir les séquences de fonctionnements de l'onduleur à cinq niveaux, définissant d'abord les différents états que peut prendre la tension simple (la tension entre le bras de l'onduleur et le point milieu fictif). Les états possibles d'un seul bras d'interrupteur est de $2^5=32$ états que l'on peut représenter par un quadruplet de 0 et 1. Pour ce type d'onduleur, seules cinq configurations sont fonctionnelles. Elles sont décrites comme Suit [33]:

➤ Séquences 1

Les interrupteurs S_1, S_2, S_3, S_4 sont passants

Les interrupteurs S_5, S_6, S_7, S_8 sont bloqués

Et la tension de sortie $V_{ao} = +U_c/2$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $S_5=S_6=S_7=S_8=+U_c/4$

➤ Séquences 2

Les interrupteurs S_2, S_3, S_4, S_5 sont passants

Les interrupteurs S_6, S_7, S_8, S_1 sont bloqués

Et la tension de sortie $V_{ao} = +U_c/4$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $S_1=S_6=S_7=S_8=+U_c/4$

➤ Séquences 3

Les interrupteurs S_3, S_4, S_5, S_6 sont passants

Les interrupteurs S_7, S_8, S_1, S_2 sont bloqués

Et la tension de sortie $V_{ao} = 0$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $S_1=S_2=S_7=S_8=+U_c/4$

➤ **Séquences 4**

Les interrupteurs S_4, S_5, S_6, S_7 sont passants

Les interrupteurs S_8, S_1, S_2, S_3 sont bloqués

Et la tension de sortie $V_{ao} = - U_c/4$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $S_1=S_2=S_3=S_8=+U_c/4$

➤ **Séquences 5**

Les interrupteurs S_5, S_6, S_7, S_8 sont passants

Les interrupteurs S_1, S_2, S_3, S_4 sont bloqués

Et la tension de sortie $V_{ao} = - U_c/2$

La tension inverse appliquée aux interrupteurs $S_1=S_2=S_3=S_4=+U_c/4$

Les 5 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau II.3

Tableau II.3 : Etats possibles d'onduleur NPC à 5 niveaux

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	V_{ao}
1	1	1	1	0	0	0	0	$+U_c/2$
0	1	1	1	1	0	0	0	$+U_c/4$
0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	$-U_c/4$
0	0	0	0	1	1	1	1	$-U_c/2$

II.6 Résultats de simulation

Nous présentons les résultats de simulation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à Cinq niveaux à structure NPC par la stratégie tringulo-sinusoidale en utilisant le logiciel matlab/simulink.

La figure (II.17) présente les tensions de références et les porteuses pour un onduleur à cinq niveaux.

La figure (II.18) présente les tensions simples aux bornes de l'onduleur.

La figure (II.19) présente les tensions composées aux bornes de l'onduleur.

La figure (II.20) présente la Tension composée V_{ab} et son spectre harmonique.

Les tensions de références sinusoïdales V_{1ref}, V_{2ref} et V_{3ref} sont comparées aux porteuses pour obtenir les instants de commutation des interrupteurs.

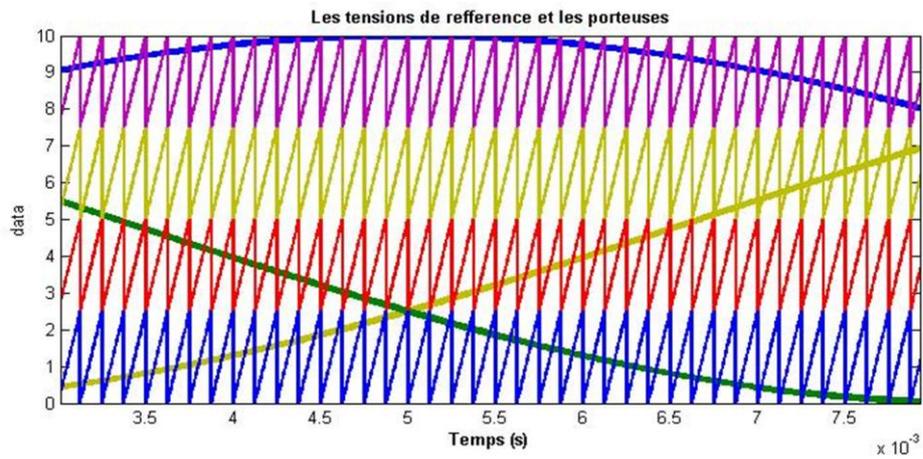


Figure II.17 : les tensions de références et les porteuses pour un onduleur à cinq niveaux.

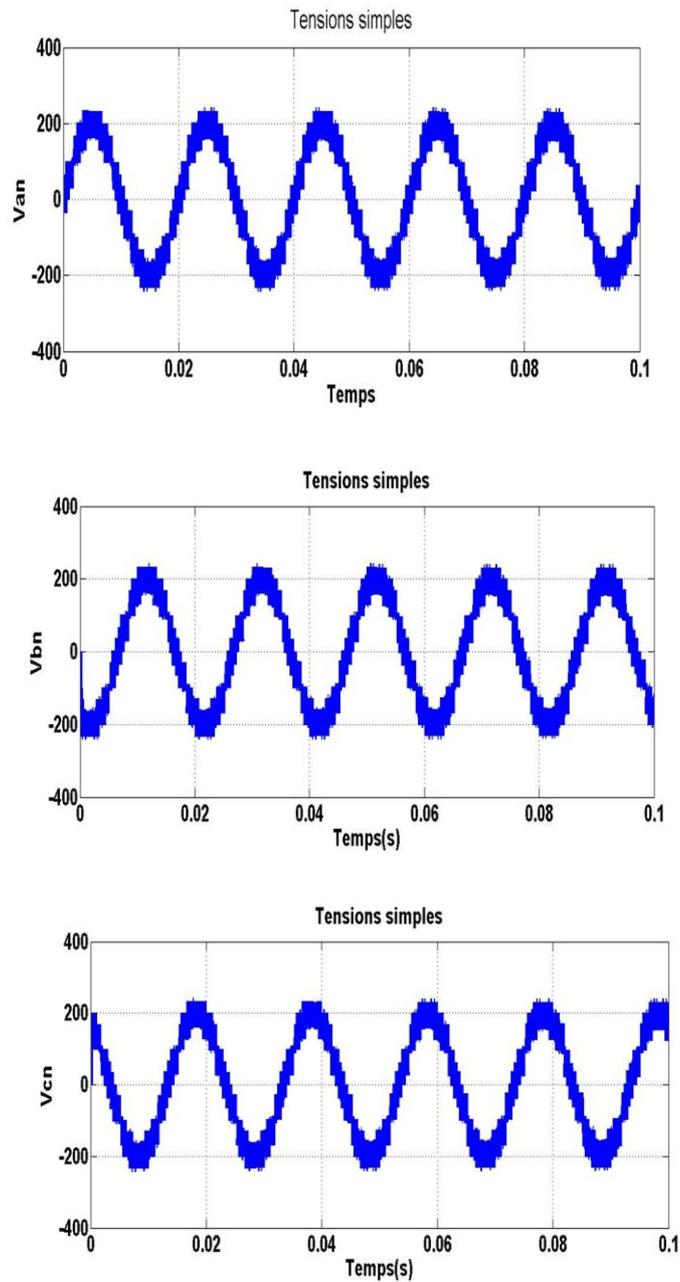


Figure II.18 : les tensions simples aux bornes de l'onduleur à cinq niveaux

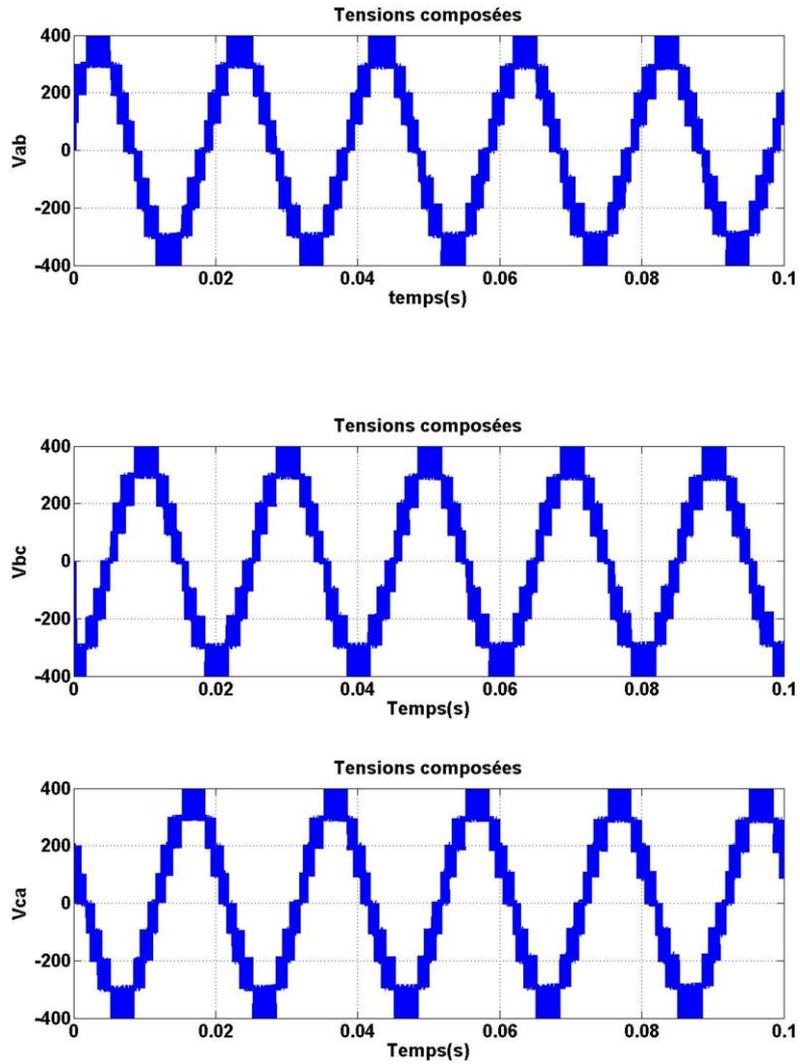


Figure II.19 : les tensions composées aux bornes de l'onduleur à cinq niveaux

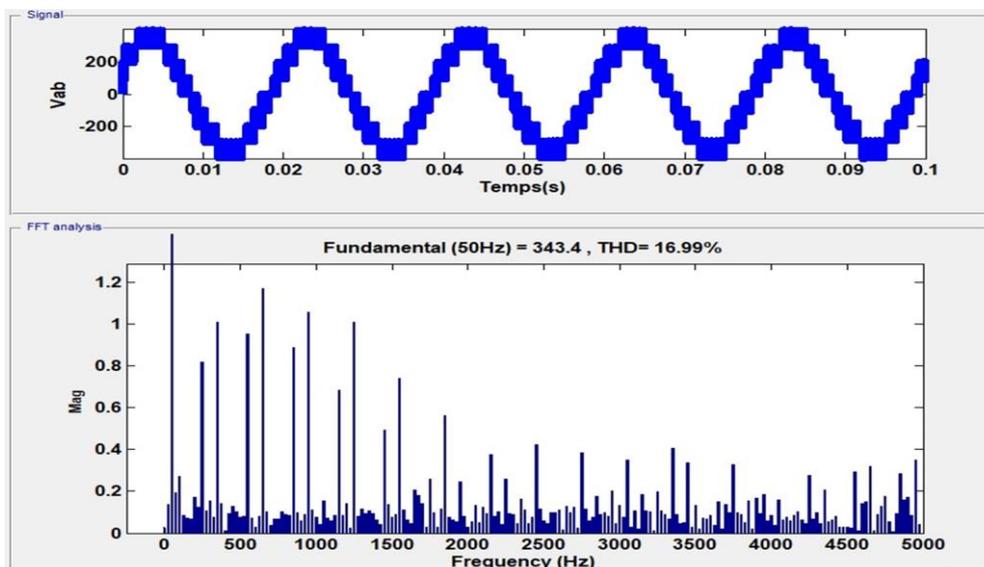


Figure II.20 : Tension composée Vab et son spectre harmonique d'onduleur à cinq niveaux

II.7 Comparaison entre les différents onduleurs étudiés :

Le tableau 2.4 montre bien et donne une idée générale sur la qualité de forme d'onde réelle avec sa composante fondamentale. Le facteur de distorsion [THD (%)] montre bien l'avantage du niveau. On remarque aussi que l'augmentation du niveau de l'onduleur permet d'améliorer le signal de sortie de l'onduleur.

Tableau II.4 : Facteurs de distorsion de chaque type d'onduleur

Onduleur	Structure	Tension de Sortie THD (%)
		Tension composée Vab
2 Niveaux	2 Niveaux	87.62
3 Niveaux	NPC	35.83
5 Niveaux	NPC	16.99

II.8 Conclusion

On a étudié dans ce chapitre, la modélisation de deux types d'onduleur à trois et à cinq niveaux à structure NPC utilisant la commande de la modulation de largeur d'impulsion, Cette stratégie est une manière générale des extensions de celles des onduleurs à deux niveaux. Nous avons aussi présenté les résultats de simulation de ces onduleurs multiniveaux à structure NPC associés à une machine asynchrone (MAS).

Puis nous avons fait une étude comparative entre les deux types d'onduleurs pour montrer le rôle et l'efficacité des niveaux.

Cette étude nous a permis de montré que Les onduleurs multiniveaux offrent d'énormes avantages par rapport aux onduleurs 2-niveaux, parmi ces avantages, la répartition de la tension est obtenue 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, Possibilité d'accéder à des applications de plus forte puissance, Le nombre de tension généré par un onduleur multi-niveaux plus élevé que celui d'onduleur 2-niveaux de tension, permet d'améliorer la qualité de sa forme d'onde, qui se traduira par une réduction de sa distorsion harmonique.

CHAPITRE III : Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone

III.1 Introduction

Le moteur asynchrone ou la machine à 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 [1]. Le système d'entraînement de la machine asynchrone intègre l'alimentation, le convertisseur statique, la machine et la commande indispensable au fonctionnement de l'ensemble. La modélisation d'une machine électrique est une phase intrinsèque de son développement [2]. Une machine à induction à cage est constituée de deux parties : le stator et le rotor. Le stator représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un circuit magnétique comportant de multiples encoches à l'intérieur desquelles sont bobinés trois enroulements formant les enroulements statoriques. Au centre de ce cylindre, on trouve le rotor de la machine dont le circuit magnétique est composé de barres généralement en cuivre ou en aluminium coulé sous pression. Ces barres sont reliées entre-elles à chaque extrémité par un anneau de court-circuit. Notons que les barres sont légèrement inclinées pour éviter l'effet magnétique d'encoche dû à la forte variation de la réluctance qui perturbe le couple. Cette inclinaison facilite également le démarrage et rend le fonctionnement plus silencieux. La cage est traversée par l'arbre mécanique qui sort de chaque côté [3].

Au début des années 70, Blaschke et Hasse ont donné naissance à une nouvelle technique dite commande vectorielle [4]. Cette technique appelée aussi commande à orientation du flux a pour but de découpler les moteurs à courants alternatifs de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Cette technique est basée sur le modèle dq du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elle est basée sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. En maintenant ce flux orienté constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux. Les travaux de recherche effectués sur ce sujet utilisent trois principales méthodes. La première dite « méthode directe », a été initiée par Blaschke qui nécessite la connaissance de l'amplitude et la position du flux à orienter. Ceci peut être réalisé par une mesure directe à l'aide de capteurs de flux et dans la plupart des cas estimé ou observé à partir des grandeurs mesurables, la deuxième dite « méthode indirecte » a été introduite par Hasse [4] où en est besoin que de la position du flux rotorique, qui est obtenue à partir de la pulsation statorique, et la troisième dite « méthode simplifiée » est développée par Robyns sur une machine alimentée en tension dont le rôle est de linéariser le comportement de la machine [5].

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation de la machine asynchrone. Nous donnons aussi un aperçu sur la commande vectorielle appliquée à une machine asynchrone alimentée en tension.

III.2 Modélisation de la machine asynchrone

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de système de la machine. Dans les encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à P paires de pôles, leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égale à $2\pi/3$.

La machine asynchrone présente un système d'équations très complexe à étudier. Il est donc nécessaire de développer un modèle plus simple. Le modèle mathématique de la machine asynchrone est un système à six équations différentielles. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique.

L'utilisation de la transformation de PARK, sous certaines hypothèses simplificatrices, permet de contourner cette difficulté. Elle permet une représentation biphasée équivalente de la machine triphasée qui réduit considérablement la complexité du modèle en vue de la commande. Toutes les grandeurs électromagnétiques sont ramenées sur un seul repère. Ce repère peut être fixe par rapport au stator (α, β) soit tournant (d, q). Le repère tournant nécessite la présentation d'une variable supplémentaire qui permet de définir sa position. La représentation du modèle complet est mise sous forme d'équation d'état suivant le repère (α, β) ou (d, q) pour être facilement traitable par une méthode de résolution numérique [6].

III.2.1 Hypothèses simplificatrices

Plus le modèle se rapproche de la réalité, plus il devient complexe et demande un moyen de calcul très important, par contre si le système est simplifié les calculs deviennent faciles mais on s'éloigne de la réalité.

Il est donc important que le modèle soit utilisable aussi bien en régime statique que régime dynamique. Pour ce faire nous devons avoir recours à des hypothèses simplificatrices sur lesquelles se basera notre étude [7].

Afin de simplifier la modélisation de la machine asynchrone en vue de la commande, nous adoptons un modèle basé sur les hypothèses de Park :

- La parfaite symétrie de la machine.
- Pas de saturation du circuit magnétique.
- Pas de phénomène d'effet de peau.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligeable
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques.

III.2.2 Représentation Schématique

La machine asynchrone représentée par la figure (III.1) se compose d'un circuit statorique fixe comportant trois enroulements identiques décalés entre eux de 120° et d'un circuit rotorique mobile comportant trois enroulements identiques en court-circuit décalés entre eux de 120°, leur comportement se traduit par les trois types d'équations [8,9] :

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equations mécaniques.

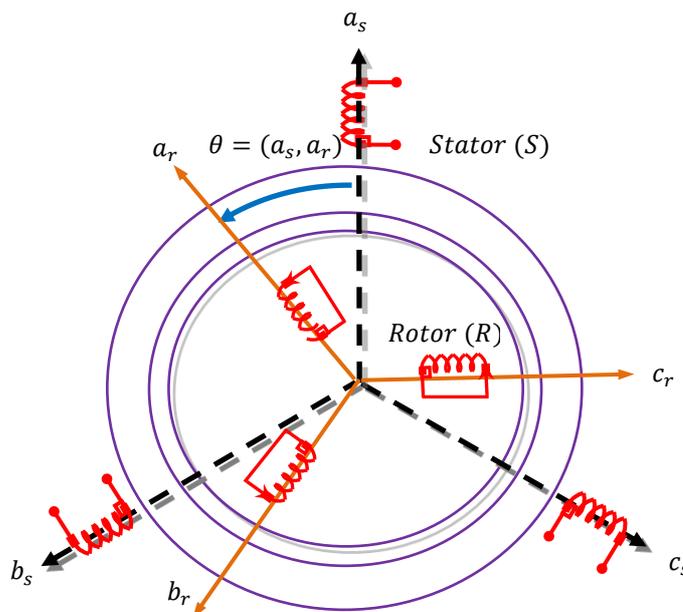


Figure III.1 : Représentation symbolique de la machine asynchrone.

III.2.2.1 Equations électriques

L'application de la loi d'Ohm généralisée, à chaque enroulement de la machine de la figure (Figure III.1) donne les équations de tension du stator et du rotor comme suit [10]:

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 1})$$

Les équations des tensions rotoriques, peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 2})$$

III.2.2.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine, qui s'écrivent sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (\text{III. 3})$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

III.2.2.3 Equations mécaniques

L'équation la plus simple d'un mobile en rotation est de la forme [7]:

$$j \cdot \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (\text{III.5})$$

Ou :

J : Moment d'inertie de l'ensemble des parties tournantes.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

On obtient ainsi la vitesse en appliquant la transformé de Laplace :

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{Js + f} \quad (\text{III. 6})$$

Ou : s représente la variable de Laplace, cette équation montre que le contrôle de la vitesse passe par le contrôle du couple.

III.3 Transformation de Park

Grâce à la structure symétrique et équilibrée de la machine, la transformation de Park permet le passage du système triphasé (a,b,c) au système biphasé à deux axes fictifs (d,q) en quadrature équivalents, comme illustré à la figure (III.2).

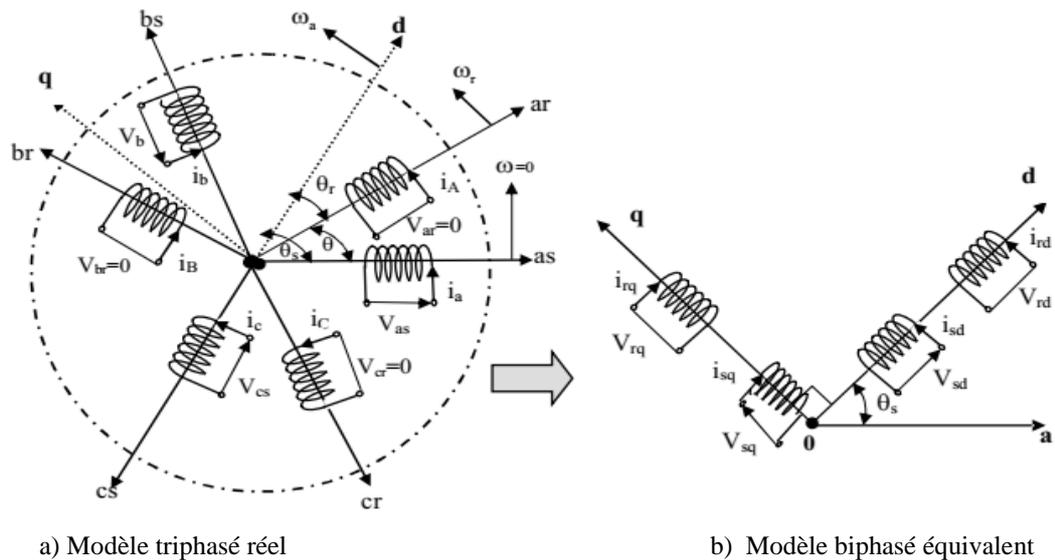


Figure III.2 : Représentation spatiale de la transformation triphasée / biphasée

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée - diphasé suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère $\alpha\beta$ puis vers le repère dq. Le repère $\alpha\beta$ est toujours fixe par rapport au repère abc (Figure III.3), par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe $\alpha\beta$ un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park.

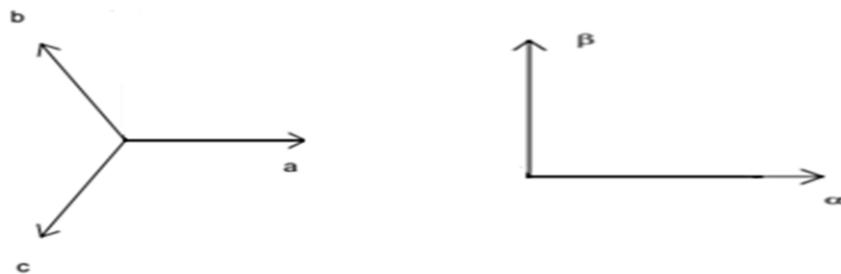


Figure II.3 : abc- $\alpha\beta$

Il existe plusieurs choix de l'orientation du repère de Park qui dépendent des objectifs de l'application voulue :

- ⇒ Axes solidaires du champ tournant : ce choix permet d'avoir une pulsation de glissement et s'adapte parfaitement à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

⇒ Axes liés au stator : c'est le repère naturel ou stationnaire de la machine asynchrone. Ce choix permet de simplifier la transformation de Park en celle de Clark dans le cas de conservation des amplitudes ou celle de Concordia dans le cas de conservation puissance. C'est ce dernier choix qui est utilisé pour la conception de la commande directe du couple.

Ces deux référentiels sont les plus utilisés dans la commande de la machine asynchrone.

Le changement de repère triphasé → biphasé (a,b,c) → (α, β), et (a,b,c) → (d, q) peut être réalisé par la transformation de Concordia et Park [11,12] :

⇒ Transformation triphasé → biphasé (a,b,c) → (d, q)

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \cos(\theta_s + 2\pi/3) \\ \sin \theta_s & \sin(\theta_s - 2\pi/3) & \sin(\theta_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{III. 7})$$

La transformation inverse est donnée par

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ \cos(\theta_s - 2\pi/3) & \sin(\theta_s - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_s + 2\pi/3) & \sin(\theta_s + 2\pi/3) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{III. 8})$$

⇒ Transformation triphasé → biphasé (a,b,c) → (α, β)

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{III. 9})$$

La transformation inverse est donnée par

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III. 10})$$

La transformation de Concordia (α, β) peut également être obtenue à partir des composantes de Park (d q) en faisant une rotation de l'angle θ_s. Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par [11,12] :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (\text{III. 11})$$

On définit également la transformation inverse :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III. 12})$$

III.4 Model d'état de la machine asynchrone

La représentation d'état de la machine asynchrone dépend du repère choisi et du choix des variables d'états pour les équations électriques. Nous écrivons les équations dans le repère (d, q) car c'est la solution la plus générale et la plus complexe, et aussi dans le repère (α, β) . Le choix des variables d'état dépend des objectifs soit pour la commande soit pour l'observation [13].

Nous considérons dans notre cas les variables d'état suivants :

$$x = [i_{ds}, i_{qs}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}, \omega], \text{ ou } x = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, \Phi_{r\alpha}, \Phi_{r\beta}, \omega]$$

Ce choix de variables se justifie d'une part par le fait que les courants statorique sont mesurables et d'autre part parce que l'on veut réguler la norme du flux rotorique. Bien entendu, d'autres choix associant uniquement les courants ou les flux statorique et rotorique sont possibles. Les entrées du modèle de la machine asynchrone sont les tensions de commande v_{ds}, v_{qs} , ou $v_{\alpha s}, v_{\beta s}$

Les modèles de la machine dans un repère (d, q) lié au champ tournant à la vitesse de synchronisme ω_s et dans un repère (α, β) lié au stator sont donnés par [13].

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= a_1 i_{ds} + \omega_s \cdot i_{qs} + a_2 \cdot \Phi_{dr} + a_3 \cdot \Phi_{qr} \cdot \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{ds} \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \omega_s \cdot i_{ds} + a_1 i_{qs} - a_3 \cdot \Phi_{dr} \omega + a_2 \cdot \Phi_{qr} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{qs} \\ \frac{d\Phi_{dr}}{dt} &= a_4 \cdot i_{ds} - a_5 \cdot \Phi_{dr} + (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{qr} \\ \frac{d\Phi_{qr}}{dt} &= a_4 \cdot i_{qs} - a_5 \cdot \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_{dr} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} a_6 \cdot (i_{qs} \cdot \Phi_{dr} - i_{ds} \cdot \Phi_{qr}) - a_7 \cdot \omega - a_8 \cdot C_r \end{aligned} \quad (\text{III. 13})$$

$$\begin{aligned} \frac{di_{s\alpha}}{dt} &= a_1 i_{s\alpha} + a_2 \cdot \Phi_{r\alpha} + a_3 \cdot \Phi_{r\beta} \cdot \omega + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\alpha} \\ \frac{di_{s\beta}}{dt} &= a_1 i_{s\beta} - a_3 \cdot \Phi_{r\alpha} \omega + a_2 \cdot \Phi_{r\beta} + \frac{1}{\sigma L_s} v_{s\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\alpha}}{dt} &= a_4 \cdot i_{s\alpha} - a_5 \cdot \Phi_{r\alpha} - \omega \cdot \Phi_{r\beta} \\ \frac{d\Phi_{r\beta}}{dt} &= a_4 \cdot i_{s\beta} - a_5 \cdot \Phi_{r\beta} + \omega \cdot \Phi_{r\alpha} \\ \frac{d\omega}{dt} &= \frac{P}{J} a_6 \cdot (i_{s\beta} \cdot \Phi_{r\alpha} - i_{s\alpha} \cdot \Phi_{r\beta}) - a_7 \cdot \omega - a_8 \cdot C_r \end{aligned} \quad (\text{III. 14})$$

Avec :

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{1}{\sigma L_s} \left(-R_s - \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right), a_2 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m \cdot R_r}{L_r^2} \right), a_3 = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\frac{L_m}{L_r} \right), a_4 = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \\ a_5 &= \frac{R_r}{L_r}, a_6 = \frac{P \cdot L_m}{L_r}, a_7 = \frac{f_c}{J}, a_8 = \frac{P}{J} \end{aligned}$$

Où σ est le coefficient de dispersion $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s \cdot L_r}$

III.5 Association onduleur à trois niveaux à la MAS

La figure (III.4) représente l'association onduleur de tension à trois niveaux à MLI triangulo- sinusoïdale à la machine asynchrone.

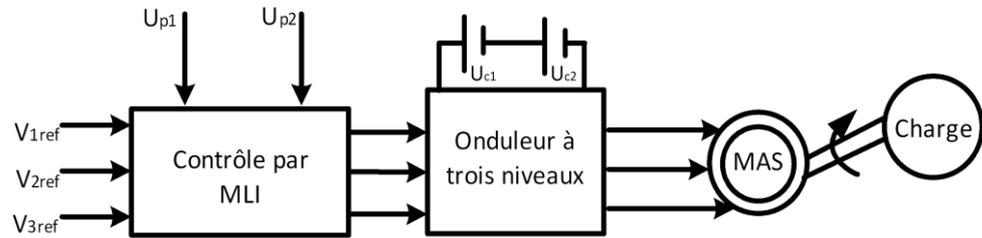


Figure III.4 : Association onduleur de tension à trois niveaux à MLI triangulo- sinusoïdale à la machine asynchrone.

La figure (III.5) présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MAS alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux pour la stratégie de commande MLI triangulo- sinusoïdale à deux porteuses.

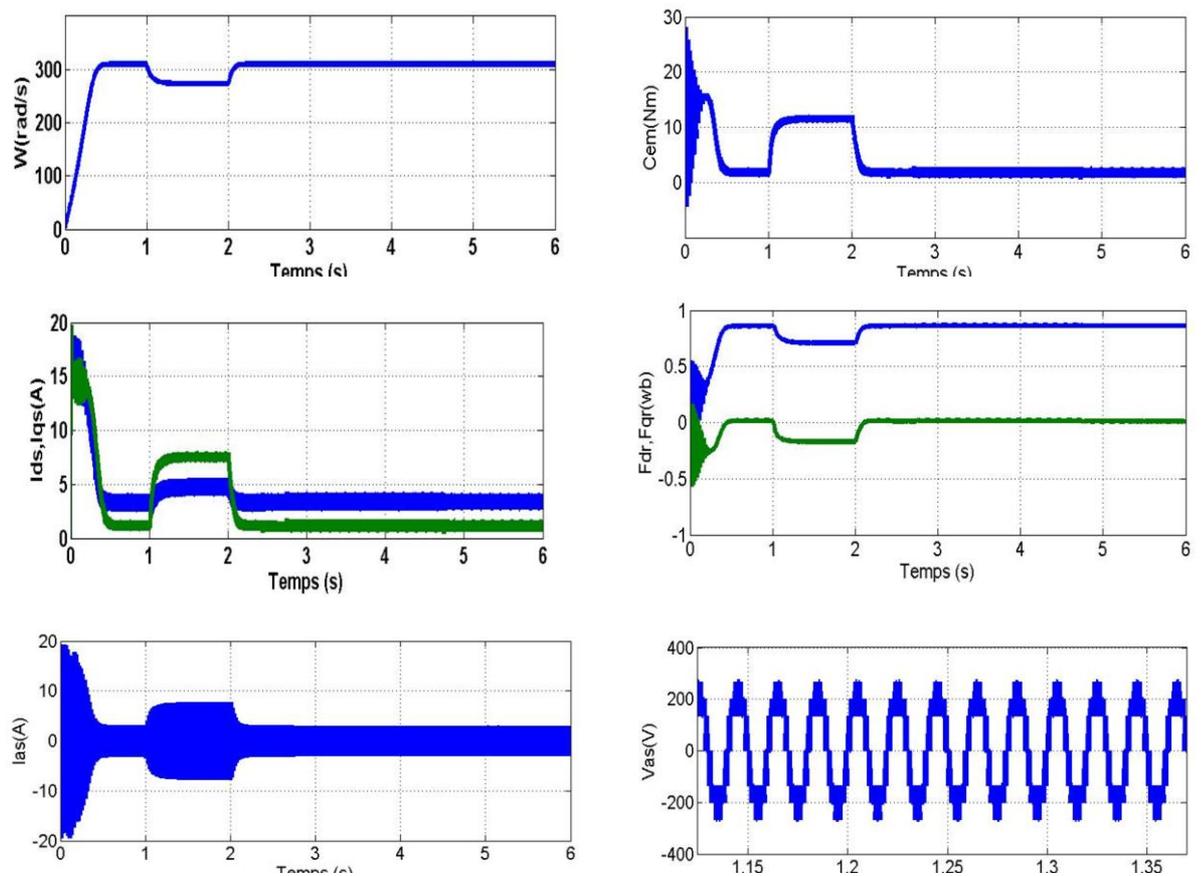


Figure III.5 : caractéristiques dynamique de la MAS alimentée en tension avec onduleur à trois niveaux.

III.6 Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone

La machine asynchrone (MAS) est une machine à courant alternatif utilisée le plus souvent comme moteur. Ces principaux types de commande sont : la commande scalaire et la commande vectorielle. Le type de commande est sélectionné en fonction du niveau de performances prescrites par l'application du moteur (rapidité, précision, et robustesse vis-à-vis des variations paramétriques). La commande vectorielle est utilisée pour les applications à hautes performances [14].

La difficulté de la commande du moteur asynchrone réside dans sa non-linéarité et le couplage qui existe entre le couple et le flux. En plus du problème de non-linéarité du moteur asynchrone, on peut ajouter aussi les perturbations externes (tel que le couple de charge), ainsi que les variations paramétriques (résistances rotorique et statorique) [15].

Les techniques de la commande vectorielle appelées aussi commande à orientation du flux ont pour but d'assurer un certain découplage dans les moteurs à courant alternatif de façon à ce que le flux et le couple de ces moteurs soient commandés indépendamment. Ces techniques tirent leur idée de base du modèle "dq" du moteur asynchrone dans le repère synchrone et de la façon dont les moteurs à courant continu à excitation séparée sont commandés. Elles sont basées sur l'orientation du flux dans la machine selon l'axe d, ce qui assure de ce fait que sa composante quadrature demeure tout le temps nulle. Le couple et le flux peuvent être contrôlés par deux différentes composantes du courant statorique. En maintenant le flux constant, le couple peut être réglé de façon indépendante du flux [16].

III.6.1 Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle (ou commande par flux orienté) consiste à Orienter une des composantes de flux statoriques, rotorique ou de l'entrefer sur un axe du référentiel tournant à la vitesse ω_s . Le principe du découplage consiste à rendre le contrôle de la machine asynchrone similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée. Ceci peut être réalisé en orientant le flux en quadrature avec le couple.

Dans le but d'éliminer le couplage entre l'induit et l'inducteur et ramener son comportement équivalent à celui d'une MCC, Blashke et Hasse ont proposé une méthode introduisant les coordonnées de champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes une pour le flux et l'autre pour le couple.

Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux rotorique. Par conséquent, ceci permet de commander le flux de la machine avec un courant i_{ds} qui est l'équivalent du courant inducteur de la machine à courant continu. A condition de travailler à flux constant, un courant orthogonal i_{qs} permet de

contrôler le couple électromagnétique, correspondant au courant induit de la machine à courant continu.

Le choix de variable dépendra donc de l'analogie avec la MCC comme le montre la figure suivante [16,6]:

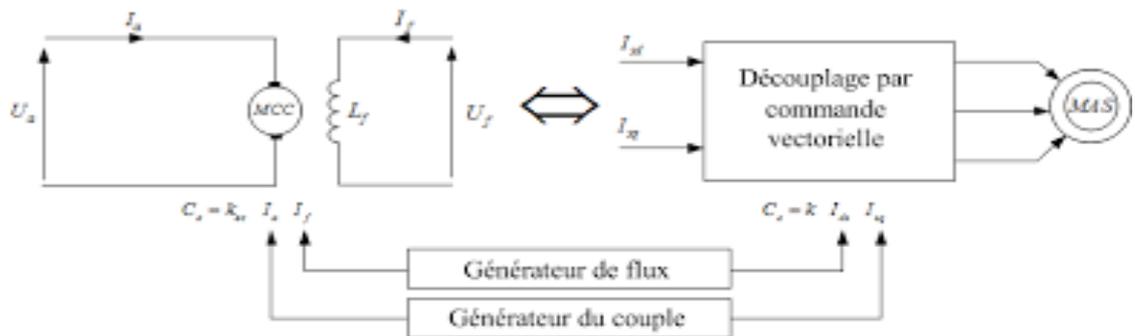


Figure III.6 : Analogie de la commande vectorielle de la MAS avec la MCC

La commande d'une MCC est effectuée simplement en pilotant deux courants continus. Par contre, le cas d'une MAS est beaucoup plus difficile car il faut piloter trois grandeurs, deux courants ou deux tensions statoriques et la fréquence de ces signaux. D'après la proposition de Blaschke, on peut maîtriser ces difficultés en introduisant des coordonnées de champ, la dynamique d'une MAS sera ramenée à celle d'une MCC.

Pour obtenir une situation équivalente à celle d'une MCC, on cherche un repère propre pour que le vecteur courant stator se décompose en deux composantes, une qui produit le flux et l'autre le couple. Aujourd'hui, grâce à cette technique de commande et en développant des systèmes numériques, de nombreux entraînements à courant continu sont remplacés par des MAS [16].

L'orientation du flux statorique ou du flux d'entrefer n'assure pas un découplage que celui du flux rotorique. Nous nous limitons à étudier le principe de la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique suivant l'axe 'd', nous aurons $(\phi_{dr} = \phi_r, \text{ et } \phi_{qr} = 0)$. Elle présente de meilleures performances par rapport aux autres techniques d'orientation [17,18].

Avant

Après

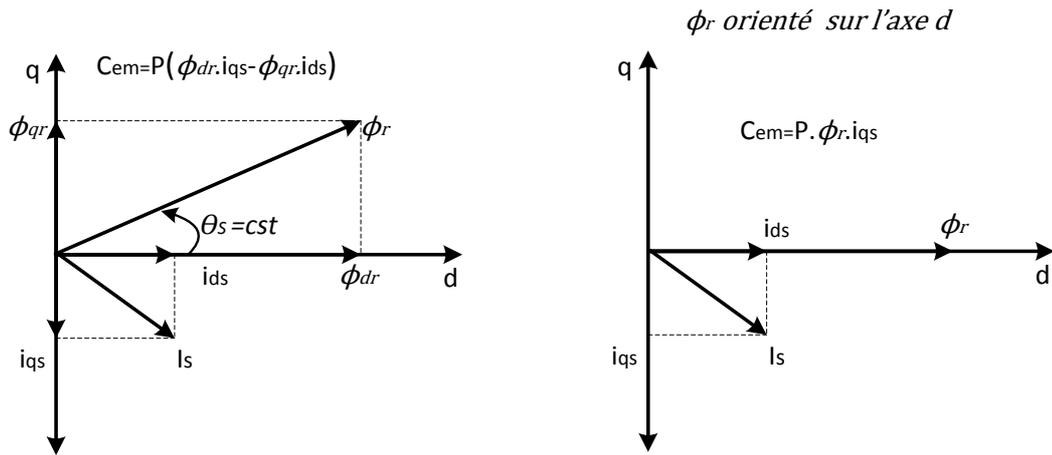


Figure III.7: Orientation du flux rotorique

Reprenons l'expression du couple électromagnétique de la machine asynchrone,

$$C_{em} = \frac{P \cdot L_m}{L_r} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_{dr} - i_{ds} \cdot \phi_{qr})$$

et le courant statorique tourne à la vitesse du champ tournant, soit ici $\theta_s = \omega_s \cdot t$

L'expression du couple électromagnétique devient $C_{em} = \frac{P \cdot L_m}{L_r} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_r)$

Pour obtenir cette orientation il faut calculer ω_s que l'on intégrera pour calculer l'angle θ_s nécessaire aux transformations de coordonnées. A partir du système d'équations (III.13) si nous exprimons la composante du flux rotorique sur l'axe q on obtient :

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[\left(-R_s - \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) i_{ds} + \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r^2} \cdot \phi_r + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[\left(-R_s - \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \cdot R_r \right) i_{qs} - \sigma L_s \cdot \omega_s \cdot i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \phi_r \cdot \omega + v_{qs} \right] \end{aligned} \quad (III. 15)$$

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \cdot \phi_r$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P^2 \cdot L_m}{J \cdot L_r} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_r) - \frac{f_c}{J} \cdot \omega - \frac{P}{J} \cdot C_r$$

$$\dot{\phi}_{qr} = 0 = \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} \cdot i_{qs} - (\omega_s - \omega) \cdot \phi_r, \Rightarrow \omega_s = \omega + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \phi_r} \cdot i_{qs} \quad (III. 16)$$

En utilisant l'opérateur transformé de Laplace $s = \frac{d}{dt}$, le flux rotorique peut être écrit :

$$\phi_r = \frac{L_m}{1 + s \cdot \frac{L_r}{R_r}} \cdot i_{ds} \quad (III. 17)$$

$$C_{em} = \frac{P \cdot L_m}{L_r} \cdot (i_{qs} \cdot \phi_r)$$

D'après l'équation (III.16) nous constatons qu'il est possible d'agir indépendamment sur le flux rotorique et le couple électromagnétique par l'intermédiaire des composantes du courant statorique i_{ds} et i_{qs} respectivement. La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle de la machine asynchrone réside dans la détermination de la position et l'amplitude du flux rotorique, car la mesure du flux est difficile. [18]

Pour les types de commande vectorielle l'angle θ_s est calculé à partir de la vitesse de glissement (III. 16) où $\dot{\theta}_s = \omega_s = \omega + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r \cdot \sigma_r} \cdot i_{qs}$

III.6.2 Commande vectorielle indirecte

La commande à flux orienté indirect, proposé par Hasse en 1968 [17,19], est la technique de commande vectorielle la plus utilisée dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable de hautes performances de la machine asynchrone [17,20]. Son principe consiste à estimer uniquement la position du flux à partir du modèle de la machine en régime dynamique.

Dans cette méthode, le flux rotorique est fixé en Boucle ouverte, on n'a pas donc besoin ni de capteur, ni d'estimateur de flux. Par contre sa position doit être connue pour effectuer les changements de coordonnées (figure III.8). Ceci exige la présence d'un capteur de position/vitesse du rotor.

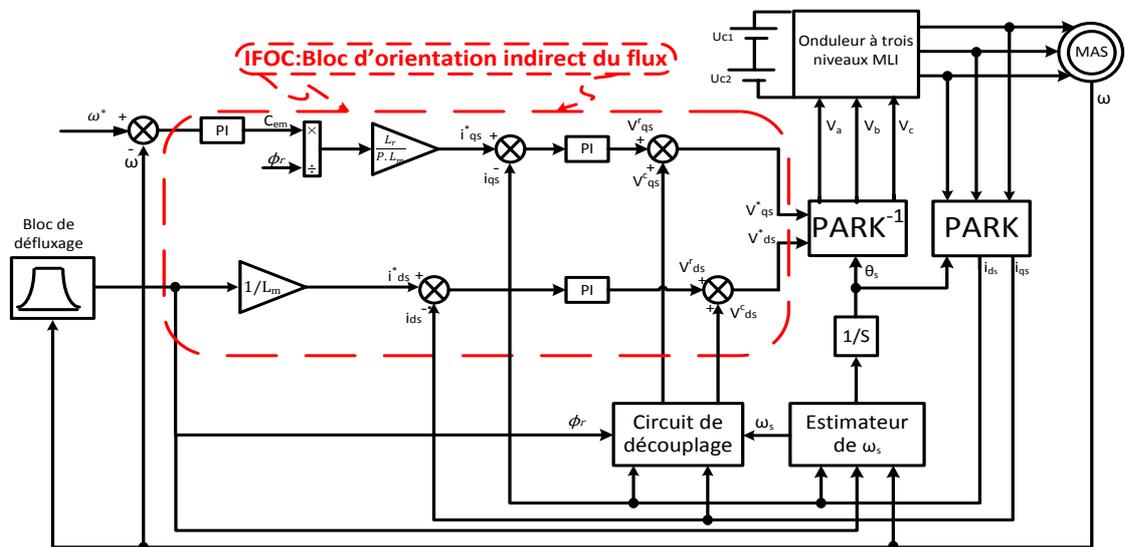


Figure III.8: Schéma synoptique de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.

Le bloc de contrôle IFOC (génère les trois grandeurs de commande V_{ds}^*, V_{qs}^* et ω_s^* , en fonction des deux entrées de référence (ω^* et ϕ_r^*) qui assurent le découplage.

Dans cette commande l'angle θ_s utilisé dans les transformations de Park est calculé par [21]:

$$\theta_s = \int \left(\omega + \frac{i_{qs}^*}{T_r \cdot i_{ds}^*} \right) dt \quad (III. 18)$$

Avec :

$$i_{ds}^* = \frac{\phi_r^*}{L_m} \quad (III. 19)$$

Ces grandeurs de commande générées par l'IFOC sont utilisées pour contrôler les composants : direct I_{ds} et quadratique I_{qs} du courant statorique de façon à obtenir des courants

identiques aux courants de référence, et par conséquent, le flux et le couple sont maintenus à leurs valeurs de référence.

III.6.2.1 Calcul des régulateurs

- Régulateur du courant i_{qs}

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension v_{qs}^r nécessaire pour maintenir le couple à sa valeur de référence. La fonction de transfert i_{qs}/v_{qs}^r est donnée par [21] :

$$\frac{i_{qs}}{v_{qs}^r} = \frac{1/\sigma L_s}{s + \rho_s} \quad (\text{III. 20})$$

Avec : $\rho_s = R_s/\sigma L_s$

La boucle de régulation du courant i_{qs} est représentée par la figure (III.9)

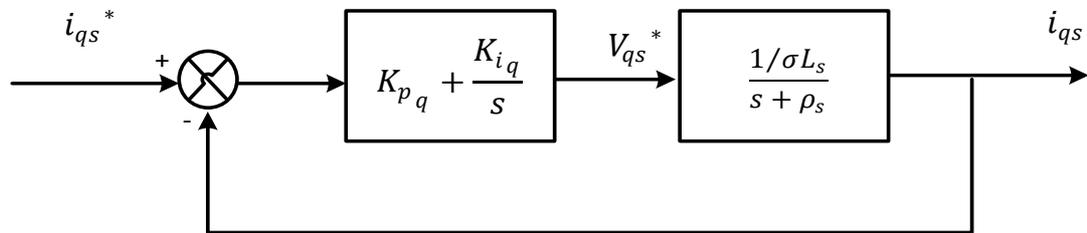


Figure III.9:Schéma de régulation du courant i_{qs}

- La fonction de transfert en boucle fermée :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^*} = \frac{(k_{pq} \cdot s + k_{iq})(1/\sigma L_s)}{s^2 + \frac{R_s + k_{pq}}{\sigma L_s} \cdot s + \frac{k_{iq}}{\sigma L_s}} \quad (\text{III. 21})$$

L'équation caractéristique est du deuxième ordre, donc en imposant deux pôles complexes conjugués à partie réelle négative $s_{1,2} = -\rho \pm j \cdot \rho$ d'où :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{III. 22})$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} k_{iq} &= 2 \cdot \sigma L_s \cdot \rho^2 \\ k_{pq} &= 2 \cdot \rho \cdot \sigma L_s - R_s \end{aligned} \quad (\text{III. 23})$$

- régulateur du courant i_{ds}

Le régulateur du courant direct fournit la tension v_{ds}^r nécessaire pour maintenir le flux à sa valeur de référence.

La fonction de transfert i_{ds}/v_{ds}^r est donnée par [21]:

$$\frac{i_{ds}}{v_{ds}^r} = \frac{1/\sigma L_s}{s + \rho_s} \quad (\text{III. 24})$$

Avec $\rho_s = R_s/\sigma L_s$ (III. 25)

La boucle de régulation du courant i_{ds} est représentée par la figure (II.10)

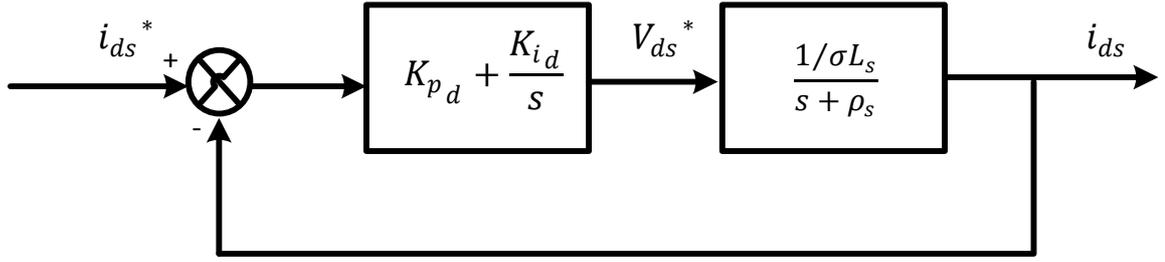


Figure III.10:Schéma de régulation du courant i_{ds}

Les mêmes calculs effectués pour le régulateur du courant i_{ds} sont appliqués à ce régulateur. Les paramètres du régulateur sont donc les mêmes Ils sont donnés par :

$$\begin{aligned} k_{id} &= 2 \cdot \sigma L_s \cdot \rho^2 \\ k_{pd} &= 2 \cdot \rho \cdot \sigma L_s - R_s \end{aligned} \quad (\text{III. 26})$$

- **Régulateur du flux**

Pour assurer un bon fonctionnement de la machine, le flux doit être maintenu constant à sa valeur nominale lors des changements de vitesse ou application des charges additives [21].

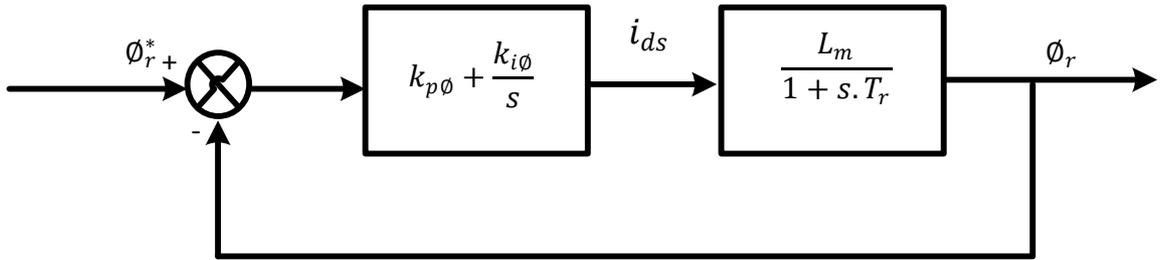


Figure III.11:Schéma bloc de régulation du flux ϕ_r

D'après l'équation (III.17), on obtient :

$$\frac{\phi_r}{i_{ds}} = \frac{L_m \cdot \frac{R_r}{L_r}}{\frac{R_r}{L_r} + s} \quad (\text{III. 26})$$

- La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = \frac{(K_{p\phi} \cdot s + K_{i\phi}) \cdot \frac{L_m \cdot R_r}{L_r}}{s^2 + \frac{R_r}{L_r} (1 + L_m \cdot K_{p\phi}) s + \frac{L_m \cdot R_r}{L_r} K_{i\phi}} \quad (\text{III. 27})$$

De la même manière, en imposant deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = -\rho \pm j \cdot \rho$, l'équation caractéristique devient :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \quad (\text{III. 28})$$

Par identification, les paramètres du régulateur seront :

$$K_{i\phi} = 2 \cdot L_r \cdot \rho^2 / (R_r \cdot L_m)$$

$$K_{p\phi} = \frac{1}{L_m} \left(\frac{2L_r \cdot \rho}{R_r} - 1 \right) \quad (\text{III. 29})$$

III.6.2.2 Test de découplage

La figure (III.12) présente le teste d'efficacité du découplage à l'aide du bloc IFOC Les tests de simulation ont été faite en injectant un couple électromagnétique de référence $C^*_{em} = 10 \text{ N.m}$, à l'instant $t = 2\text{sec}$, $C^*_{em} = -10 \text{ N.m}$ et a l'instant $t = 2\text{sec}$, inversion de sens de rotation à l'instant $t = 4 \text{ sec}$, le flux de référence $\phi^*_{dr} = 1 \text{ Wb}$. Les résultats montrent que le flux rotorique et le couple suivent ses valeurs de consigne et ils présentent des légers dépassements pendant le démarrage.

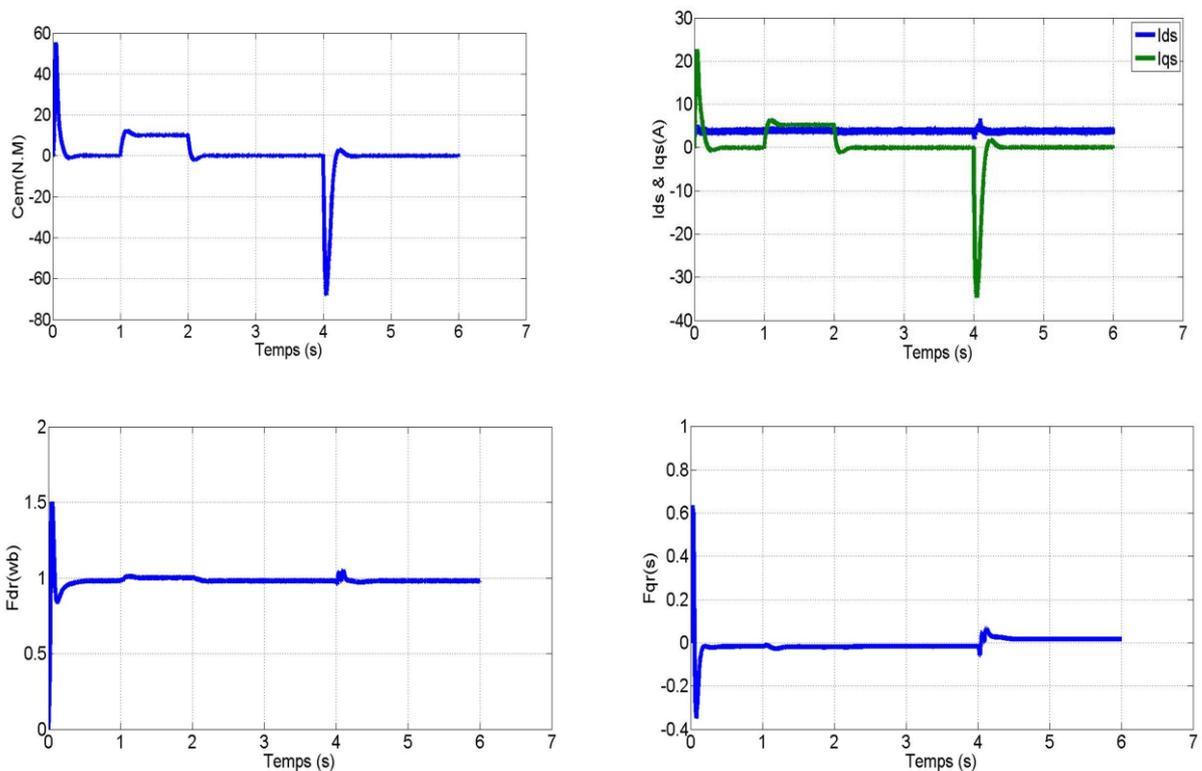


Figure III.12:Résultats de simulation de test de découplage de l'orientation du flux rotorique par la méthode indirecte.

III.6.2.3 Réglage de la MAS par la commande vectorielle indirecte

Le schéma de principe de la commande en vitesse et en position de la machine asynchrone par la méthode indirecte est présenté par la figure (III.6).

- Régulateur de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. Pour que la cascade soit justifiée, il faut que la boucle interne soit très rapide par rapport à celle de la vitesse.

L'équation mécanique donne :

$$\frac{\omega}{C_{em}} = \frac{P}{f_c + J \cdot s} \quad (III. 30)$$

Le schéma bloc de régulation de la vitesse est donc réalisé comme indiqué par la figure (II.13).

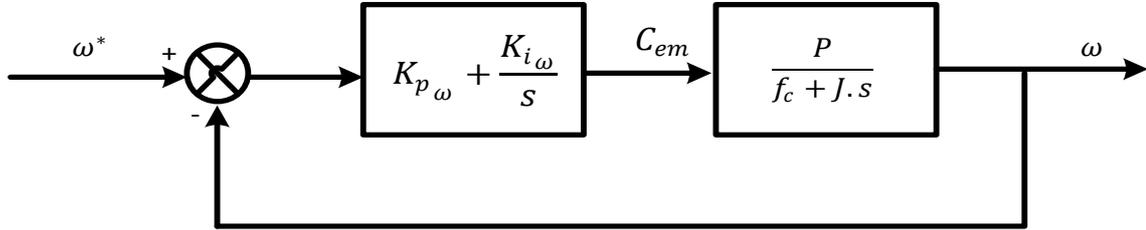


Figure III.13: Schéma bloc de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega^*} = \frac{(k_{p\omega} \cdot s + k_{i\omega}) \frac{P}{J}}{\rho(s)} \quad (III. 31)$$

L'équation caractéristique $\rho(s)$ est :

$$\rho(s) = s^2 + \frac{f_c + k_{p\omega} \cdot P}{J} \cdot s + \frac{k_{i\omega} \cdot P}{J} = 0 \quad (III. 32)$$

Par imposition de deux pôles complexes conjugués $s_{1,2} = -\rho \pm j \cdot \rho$, en boucle fermée et par identification, on obtient les paramètres du régulateur PI :

$$\begin{aligned} k_{i\omega} &= \frac{2 \cdot J \cdot \rho^2}{P} \\ k_{p\omega} &= \frac{2 \cdot \rho \cdot J - f_c}{P} \end{aligned} \quad (III. 33)$$

III.7 Résultat de simulation

Pour illustrer le fonctionnement de la commande vectorielle indirecte avec ajustement par un régulateur PI à flux rotorique orienté et mettre en évidence ces performances, un modèle de simulation de la commande a été réalisé dans l'environnement de simulation Matlab/Simulink sous les conditions suivantes :

- Variation de consigne de vitesse de 200 à -200 rad/s à l'instant 4s.
- Variation de la charge mécanique de 0 à -10Nm entre les instants 1 et 2s.
- Le flux de référence est de $\Phi_{dr}^* = 1\text{Wb}$.
- Les caractéristiques de la machine sont données en annexe A

La figure (III.14) présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MAS alimenté en tension par un onduleur à trois niveaux

Les résultats montrent que le réglage par un régulateur PI utilisant le modèle découplé donne des résultats satisfaisants :

- La vitesse de rotation suit la vitesse de référence avec un dépassement.
- La commande assure une bonne régulation avec un bon rejet de perturbation.
- Le découplage est obtenu entre le flux rotorique et le couple électromagnétique.

- Les flux (ϕ_{dr} et ϕ_{qr}) et le couple électromagnétique sont maintenus à leurs valeurs désirées, impliquant ainsi un bon découplage.

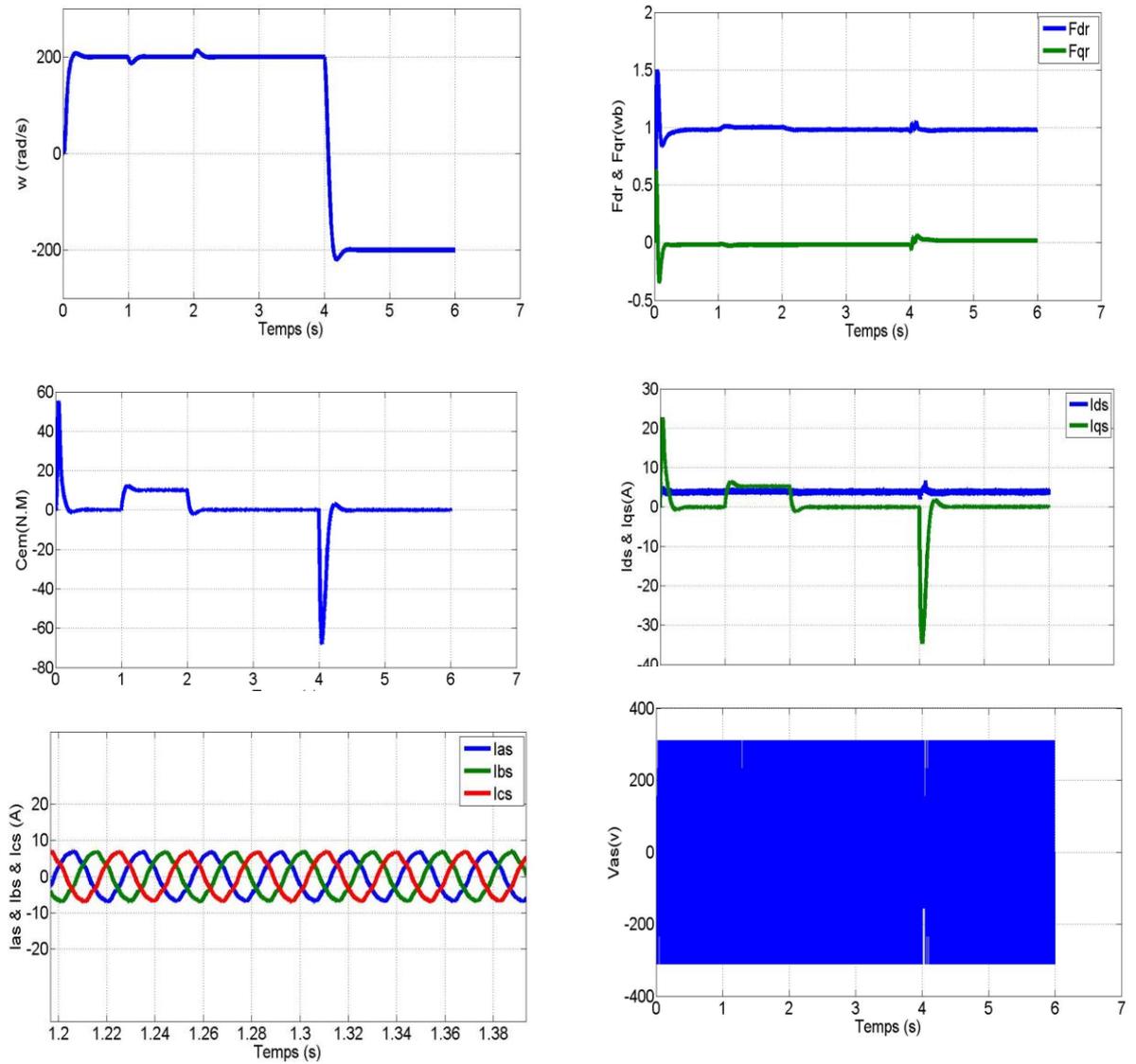


Figure III.14: Performances de la commande IFOC par régulateur PI. Avec variation de la charge, alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une modélisation de la machine asynchrone triphasée; le modèle de la machine asynchrone a été d'abord explicité dans le repère triphasé lié à son alimentation, ensuite nous avons établi un modèle de la machine dans le repère d-q lié au champ tournant dédié à la commande vectorielle par orientation du flux. Nous avons présenté le principe de la commande vectorielle indirecte IFOC.

Les résultats de simulation présentés ont permis de valider le principe de cette technique de commande pour différents régimes de fonctionnement et montrer le principe de découplage existant dans la commande vectorielle indirecte, le rejet de perturbation au niveau de vitesse est acceptable, par utilisation d'un régulateur PI Le découplage persiste toujours, ce qui montre la robustesse de la commande IFOC face aux variations de la vitesse.

Cette stratégie de contrôle permet d'imposer à la machine asynchrone un comportement semblable à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, dans laquelle le flux n'est pas affecté par la variation du couple électromagnétique.

CHAPITRE IV : Commande de la Machine Asynchrone par Logique Floue

IV.1 Introduction

Les méthodes conventionnelles de réglage ont prouvé leur efficacité pour des processus simples à modéliser ayant des paramètres fixes. Or, ce n'est pas toujours le cas. La plupart des systèmes industriels sont non linéaires et possèdent des paramètres variables dans le temps. Ils rendent les méthodes conventionnelles inefficaces, pour ce genre de réglage, l'imprécision accompagnant chaque modélisation et la présence des erreurs de mesure rendent le réglage plus délicat [36].

Afin d'assurer un contrôle automatique, au système industriel complexe, ayant une stratégie proche de la stratégie " Humaine ", une nouvelle commande est élaborée : une commande basée sur la « Théorie de la logique floue ».

On pourrait dire que la logique floue constitue des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres [37].

Le terme d'ensemble flou apparaît pour la première fois en 1965 lorsque le professeur Lotfi A. Zadeh, de l'université de Berkeley aux USA, publie un article intitulé "Ensembles flous" ou "Fuzzy sets". Il a réalisé depuis de nombreuses avancées théoriques majeures dans le domaine et a été rapidement accompagné par de nombreux chercheurs développant des travaux théoriques [38].

La logique floue permet de faire le lien entre modélisation numérique et modélisation linguistique, ce qui a permis des développements industriels spectaculaires à partir d'algorithmes très simples de traduction de connaissances symboliques en entité numérique et inversement. La théorie des ensembles flous a également donné naissance à un traitement original de l'incertitude, fondée sur l'idée d'ordre, et qui permet de formaliser le traitement de l'ignorance partielle et de l'inconsistance dans les systèmes d'informations avancés. Les ensembles flous ont également eu un impact sur les techniques de classification automatique, et ont contribué à un certain renouvellement des approches existantes de l'aide à la décision [38].

IV.2 Domaine d'application

Les systèmes flous ont été utilisés dans une large variété d'applications industrielles, gestionnaires et médicales. Les principaux domaines de recherche sont les suivants :

- Appareils électroménagers (lave-linge, aspirateurs, autocuiseurs, ...etc.) ;
- Commande des instruments (capteur, et instruments de mesure), et reconnaissance de voix et de caractères ;
- Systèmes autonomes mobiles ;
- Commande des unités arithmétiques, des micro- ordinateurs, et réalisation des opérateurs ;
- Robotique : Contrôle de la place et organisation de chemin.
- Systèmes de contrôle/commande dans la plupart des domaines industriels de production, transformation, traitement de produit et déchet ;

IV.3 Théorie des ensembles flous

Dans la théorie des ensembles conventionnels, une chose appartient ou n'appartient pas à un certain ensemble. Toutefois, dans la réalité, il est rare de rencontrer des choses dont le statut est précisément défini. Par exemple, où est exactement la différence entre une personne grande et une autre de grandeur moyenne? C'est à partir de ce genre de constatation que Zadeh a développé sa théorie. Il a défini les ensembles flous comme étant des termes Linguistiques du genre: zéro, grand, négatif, petit ... Ces termes existent aussi dans les ensembles conventionnels.

La théorie des ensembles flous est une théorie mathématique dont l'objectif principal est la modélisation des notions vagues et incertaines du langage naturel. La notion d'appartenance stricte est mal adaptée lorsqu'on manipule: des données incertaines ou imprécises dont l'expression verbale est difficile.

A partir de cela, on pourrait dire que dans la théorie des ensembles appartenir à un ensemble ne se fait que d'une manière complète «soit cet élément appartient à un ensemble ou il ne lui appartient pas; les deux cas sont complémentaires». Cependant, dans la théorie de la logique floue, on prend en compte le cas de l'appartenance graduelle c'est à dire que l'élément a un degré d'appartenance. Ce degré d'appartenance, noté $\mu(x)$, est normalisé entre «0» et «1».

Nous préférons aborder la présentation de manière intuitive [37].

Les notions de température moyenne ou de courant faible sont relativement difficiles à spécifier de manière précise. On peut fixer des seuils et considérer que l'on attribue tel ou tel qualificatif en fonction de la valeur de la variable par rapport à ces seuils. Ceci ne peut exprimer qu'un avis très tranché du qualificatif "température moyenne" par exemple. L'aspect "vague" de ce qualificatif n'est pas représenté (figure 3.1).

On peut définir le degré d'appartenance de la variable température à l'ensemble "faible" comme le "degré de vérité" de la proposition "la température est faible".

En logique booléenne, le degré d'appartenance (μ) ne peut prendre que deux valeurs (0 ou 1).

La température peut être :

- Faible : $\mu_{faible}(t) = 1, \mu_{moyenne}(t) = 0, \mu_{élevée}(t) = 0$
- Moyenne : $\mu_{faible}(t) = 0, \mu_{moyenne}(t) = 1, \mu_{élevée}(t) = 0$
- Elevée : $\mu_{faible}(t) = 0, \mu_{moyenne}(t) = 0, \mu_{élevée}(t) = 1$

Elle ne peut pas prendre deux qualificatifs à la fois.



Figure IV.1 : Exemple d'ensembles considérés en logique booléenne

En logique floue, le degré d'appartenance devient une fonction qui peut prendre une valeur réelle comprise entre 0 et 1 inclus.

$\mu_{moyenne}(t)$, par exemple, permet de quantifier le fait que la température puisse être T considérée comme moyenne.

Dans ce cas, la température peut être considérée, à la fois, comme faible avec un degré d'appartenance de 0,2 et comme moyenne avec un degré d'appartenance de 0,8 (figure IV.2).

$$Faible : \mu_{faible}(t) = 0.2, \mu_{moyenne}(t) = 0.8, \mu_{élevée}(t) = 0$$

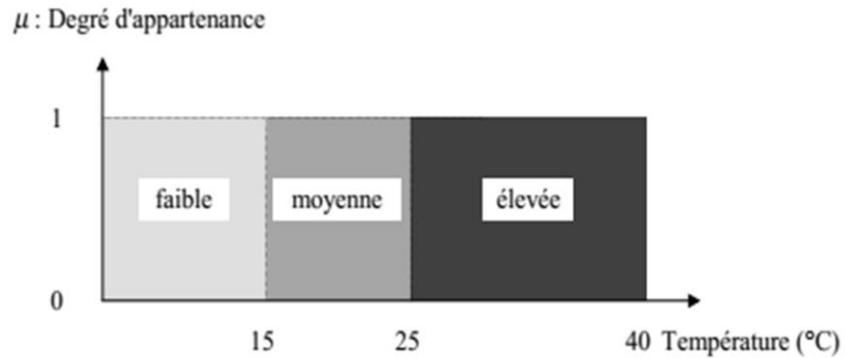


Figure IV.2 : Exemple d'ensembles considérés en logique floue

IV.4 Les Fonctions d'appartenance

Le choix de la forme des fonctions d'appartenance est subjectif et soumis aux préférences du concepteur [36]. Les formes géométriques les plus répandues en pratique sont : trapézoïdale et triangulaire. L'allure de la forme trapézoïdale est définie par quatre points A, B, C, D (figure 3.3). Le triangle peut être considéré comme un cas spécial du trapèze lorsque deux points coïncident (B=C).

Généralement ces deux formes sont suffisantes pour délimiter les ensembles flous. Cependant, la forme gaussienne (cloche) donne, dans certains cas, une meilleure représentation des ensembles flous (figure IV.4)

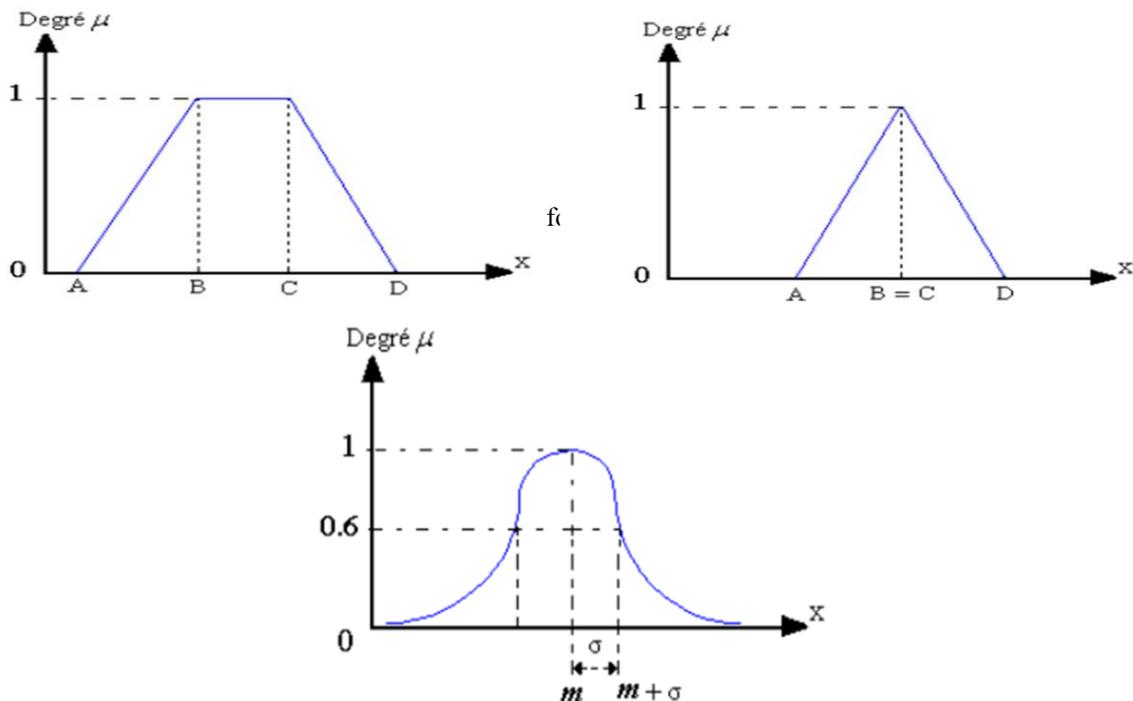


Figure IV.3 : Forme de la fonction d'appartenance gaussienne.

Les fonctions de ces formes sont données par [39] [40] [41] [36]:

$$\text{Fonction trapézoïdale : } \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-A}{B-A}, 1, \frac{D-x}{D-C}\right), 0\right) \quad (\text{IV.1})$$

$$\text{Fonction triangulaire : } \mu(x) = \max\left(\min\left(\frac{x-A}{B-A}, \frac{C-x}{C-B}\right), 0\right) \quad (\text{IV.2})$$

$$\text{Fonction gaussienne : } \mu(x) = \exp\left(-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (\text{IV.3})$$

IV.5 Règles linguistiques

L'idée principale des systèmes basés sur la logique floue, est d'exprimer la connaissance humaine sous la forme de règles linguistiques de forme Si...alors ...Chaque règle a deux parties :

- partie antécédente (prémisse ou condition), exprimée par **Si...**,
- partie conséquente (conclusion) exprimée par **alors.**

La partie antécédente est la description de l'état du système. La partie conséquente exprime l'action que l'opérateur qui contrôle le système doit exécuter. Chaque règle floue est basée sur l'implication floue.

Il y a plusieurs formes de **Sialors ...**la forme générale est : **Si** (un ensemble de conditions est satisfait) **alors** (un ensemble de conséquences peut être exécuté).

On écrit les règles de façon explicite comme dans l'exemple suivant :

SI (la température est élevée ET la vitesse est faible) **ALORS** la tension est grande positive

OU

SI (la température est moyenne ET la vitesse est faible) **ALORS** la tension est positive

IV.6 Structure d'un système flou

Contrairement aux techniques de réglage classique, le réglage par la logique floue n'utilise pas des formules ou des relations mathématiques bien déterminées ou précises. Mais, il manipule des inférences avec plusieurs règles floues à base des opérateurs flous ET, OU, ALORS,...etc, appliquées à des variables linguistiques [42].

On peut distinguer trois parties principales constituant la structure d'un régulateur floue:

- une interface de fuzzification,
- un mécanisme d'inférence,
- une interface de Defuzzification.

La figure (IV.4) représente, à titre d'illustration la structure d'un régulateur flou

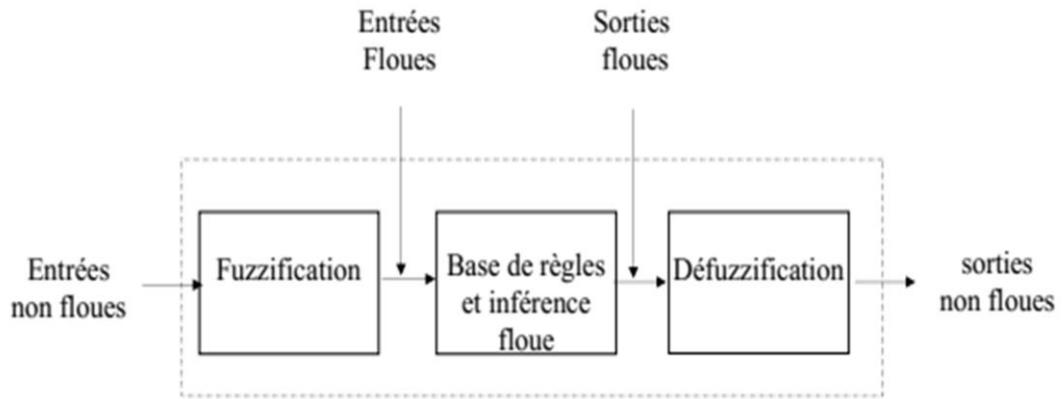


Figure IV.4 : Schéma de principe d'un régulateur à logique floue

IV.6.1 Fuzzification

L'objet de la fuzzification est de transformer les variables déterministes d'entrée en variables linguistiques, en définissant des fonctions d'appartenance pour différentes variables d'entrée [43]. Un degré de compatibilité est obtenu par superposition des variables numériques d'entrées est des variables linguistique.

On peut dire que la stratégie de fuzzification est un choix de l'univers de discours et des fonctions d'appartenance [44].

- **Univers de discours** : l'univers de discours représente l'intervalle de variation des grandeurs d'entrée du contrôleur flou après une normalisation par un facteur d'échelle.
- **Facteur d'échelle** : est le moyen de normalisation des grandeurs physiques dans un intervalle de $[-1, +1]$. Le facteur d'échelle doit être choisi sur la base de l'étude du système de sortie à condition que lors de petits phénomènes transitoire, le domaine admissible pour les grandeurs normalisées ne doit pas être dépassé.

Il existe deux techniques de fuzzification :

- Fuzzification singleton.
- Fuzzification non singleton.

La fuzzification singleton est la plus utilisée en contrôle, elle interprète un point numérique μ_0 comme un ensemble flou A dans X, ayant pour fonction d'appartenance $\mu_A(x)$.

Avec :

$$\mu_A(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases} \quad (\text{IV.4})$$

IV.6.2 Base de règles

La base de règles floues, ou base de connaissances, contient des règles floues décrivant le comportement du système, elle est le cœur du système entier dans le sens où tous les autres composants sont utilisés pour interpréter et combiner ces règles afin de former le système final elle est composée :

- D'une base de données fournissant les informations nécessaires pour les fonctions de normalisation.
- La base de règle constitue un ensemble d'expressions linguistiques structurées autour d'une connaissance d'expert, et représentée sous forme
- de règles Si <condition> Alors <conséquence>

IV.6.3 Inférence

Il est mentionné que les inférences floues sont basées sur l'implication floue de type modus ponens généralisé. Les inférences lient les grandeurs mesurées et les variables de sorties par des règles linguistiques. Ces règles sont combinées en utilisant les connections et et ou. Supposons que le système flou a deux entrées En, dEn et une sortie dUn et que l'on a défini n règles linguistiques comme suit :

Si l'on attribue trois ensembles flous, Négatif, Zéro et Positif, à chacune des variables floues, on peut écrire pour chaque quadrant le comportement à adopter.

SI En est P ET dEn est P ALORS dUn est P

SI En est N ET dEn est P ALORS dUn est Z

.....

SI En est N ET dEn est P ALORS dUn est N

Si l'on ne retient que trois ensembles flous et deux entrées, la matrice d'inférence est la suivante :

Tableau IV.1 : Matrice d'inférence de trois ensembles flous et deux entrées

dUn		DEn		
		N	EZ	P
En	N	N	N	EZ
	EZ	N	EZ	P
	P	EZ	P	P

Dans le cas où l'on attribue cinq ensembles flous (GN, N, Z, P et GP) aux variables, un choix possible est le suivant :

Tableau IV.2 : Matrice d'inférence de cinq ensembles flous et deux entrées

dU _n		dE _n				
		NG	N	Z	P	PG
E _n	NG	NG	NG	N	N	EZ
	N	GN	N	N	EZ	P
	EZ	N	N	EZ	P	P
	P	N	EZ	P	P	PG
	PG	EZ	P	P	PG	PG

Si l'on ne retient sept ensembles flous et deux entrées, la matrice d'inférence dite complètes est la suivante :

Tableau IV.3 : Matrice d'inférence de sept ensembles flous et deux entrées

dU _n		dE _n							
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	
E _n	NG	NG	NG	NG	NM	NP	NP	EZ	
	NM	NG	NM	NM	NM	NP	EZ	PP	
	NP	NG	NM	NP	NP	EZ	PP	PM	
	EZ	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG	
	PP	NM	NP	EZ	PP	PP	PM	PG	
	PM	NP	EZ	PP	PM	PM	PM	PG	
	PG	EZ	PP	PP	PM	PG	PG	PG	

Pour le réglage par logique floue, on utilise en générale une des méthodes suivantes [46], [47], [48]:

- *max-min (méthode de Mamdani)* : La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition d'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du

minimum. Enfin l'opérateur «OU» qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- *max-produit (méthode de Larsen)* : La méthode d'inférence max-produit est réalisée, au niveau de la condition, d'opérateur «ET» par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par «ALORS» est réalisée par la formation du produit d'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisée par la formation du maximum.
- *Méthode de Sugeno* : L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue.

IV.6.4 Defuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie.

Différentes méthodes sont utilisées :

- *Méthode du centre de gravité* : C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$dU_n = \frac{\int x \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (IV.5)$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

- *Méthode par valeur maximum* : Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

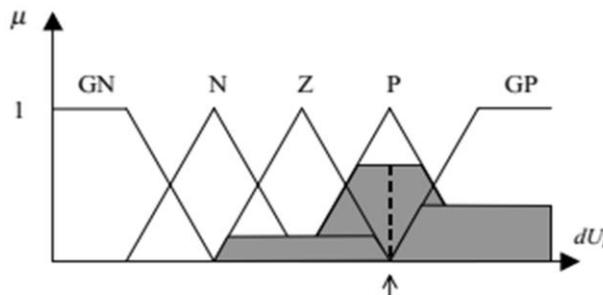


Figure IV.5 :Defuzzification par valeur maximum

- *Méthode des hauteurs pondérées* : Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$dU_n = \frac{\sum x \mu_{Ri}(x)}{\sum \mu_{Ri}(x)} \quad (IV.6)$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des singletons.

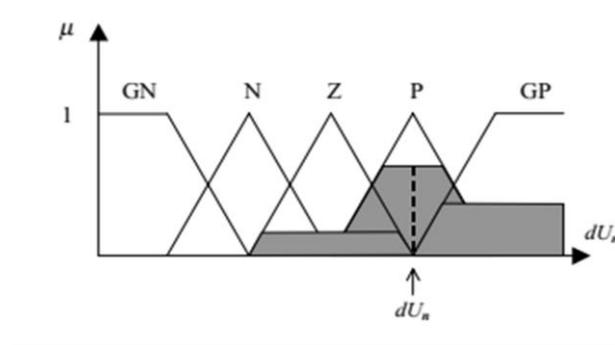


Figure IV.6 :Defuzzification par la méthode des hauteurs pondérées

IV.7 Réglage de la vitesse de la machine asynchrone par régulateur flou

Le principe de la commande en vitesse par la méthode d'orientation indirecte par régulateur flou est présenté dans la figure (IV.8) :

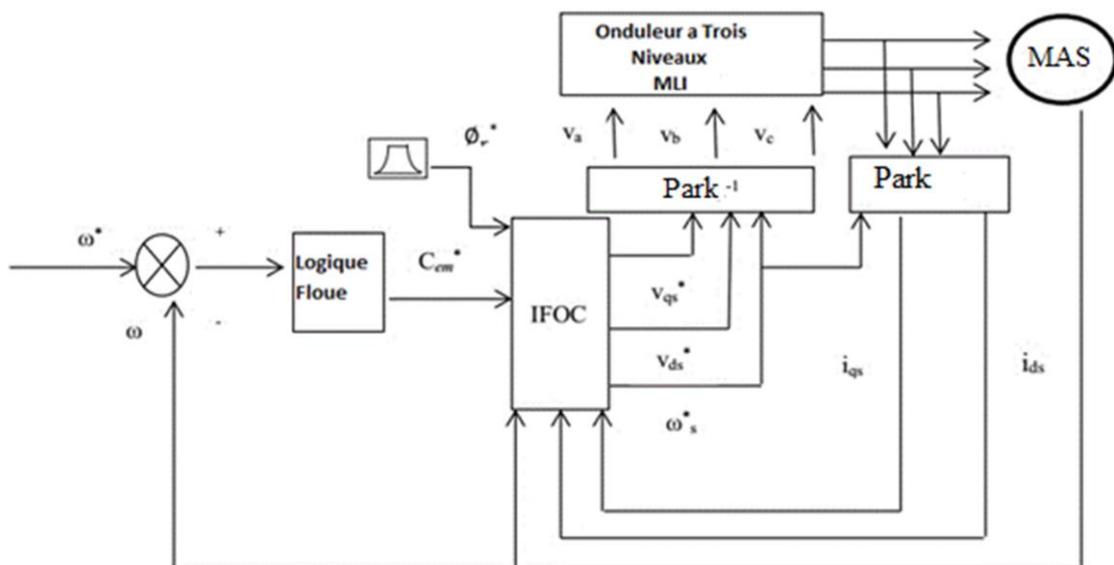


Figure IV.7 : Schéma de principe de la commande vectorielle Indirecte par régulateur flou d'une MAS

IV.7.1 Structure du régulateur par logique floue

- **Choix des entrées et sorties**

Le régulateur à logique floue possède en générale deux entrées, l'erreur $e = \omega_s^* - \omega_s$ et la variation de l'erreur $\Delta e = \dot{\omega}_s^* - \dot{\omega}_s$. La sortie du régulateur de vitesse est la valeur du couple de référence.

- **Définition des fonctions d'appartenance**

Les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et sortie sont illustrées par la figure IV.9 et IV.10

avec :

NG : grand négatif

NM : moyen négatif

NP : petit négatif

EZ : zero

PP : petit positif

PM : moyen positif

PG : grand positif

On constate que les fonctions d'appartenance de l'erreur ont une forme asymétrique créant une concentration autour de zéro qui améliore la précision près du point de fonctionnement désiré.

Pour la même raison, les formes des fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont également asymétriques.

- **Définition du comportement du contrôleur flou**

Cette étape concerne l'élaboration de la base de règle du contrôleur.

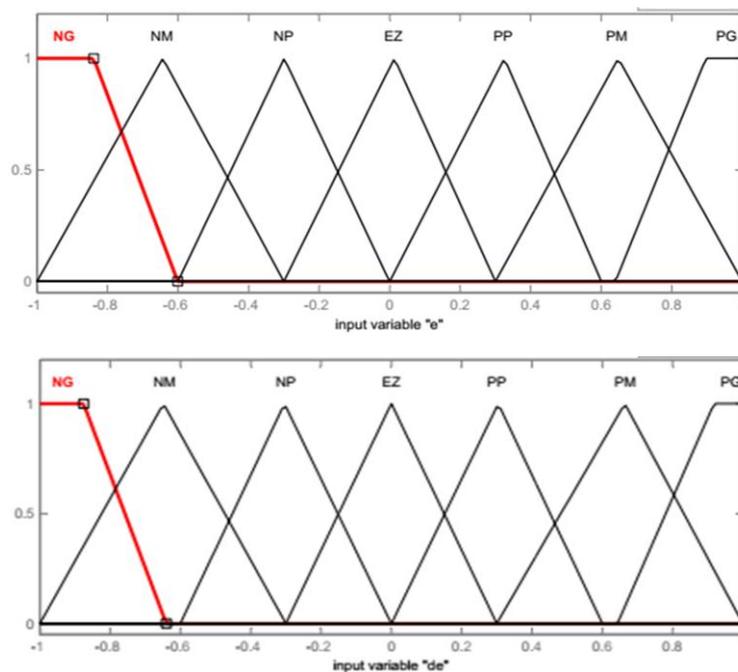


Figure IV.8: Fonctions d'appartenance des variables d'entrée

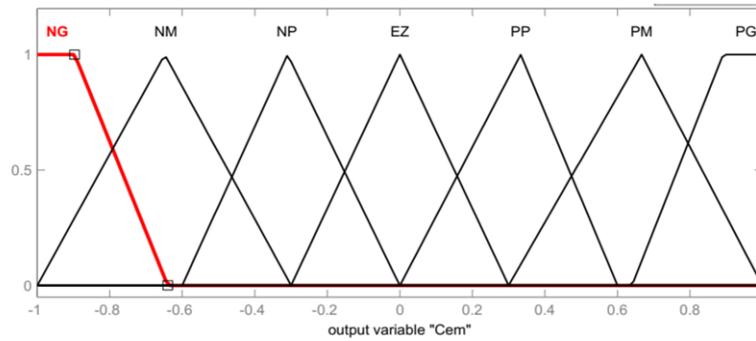


Figure IV.9: Fonctions d'appartenance de la variable de sortie

L'inférence ou la prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence, les règles d'inférence utilisées sont de type :

Si e est x1 ET Δe est x2 ALORS Cem est x3.

Le nombre des ensembles flous pour e et Δe est sept donc il faut $7 \times 7 = 49$ règles d'inférence.

Sachant qu'il n'existe pas une loi bien déterminée pour la détermination de la décision de chaque règle. L'expérience humaine, dans ce cas joue un rôle très important.

Les règles d'inférence pour notre système sont représentées par une matrice d'inférence selon le tableau III.4

Tableau IV.4 : Matrice d'inférence de 7 ensembles flous

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

IV.8 Simulation et interprétation

Pour illustrer le fonctionnement de la commande vectorielle indirecte avec ajustement par un régulateur flou, nous avons effectués des simulations numériques dans les mêmes conditions du celle de la commande vectorielle indirecte par un régulateur PI :

La figure (IV.10) présente l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques de la MAS alimenté en tension par un onduleur à trois niveaux

Les résultats montrent que le réglage par un régulateur flou utilisant le modèle découplé donne des résultats satisfaisants :

- La vitesse de rotation suit la vitesse de référence sans dépassement.
- Le contrôle assure une bonne régulation avec un rejet de perturbations de 2,4 rad / s.
- Un temps de réponse de 0,30 ms pour atteindre l'état d'équilibre.

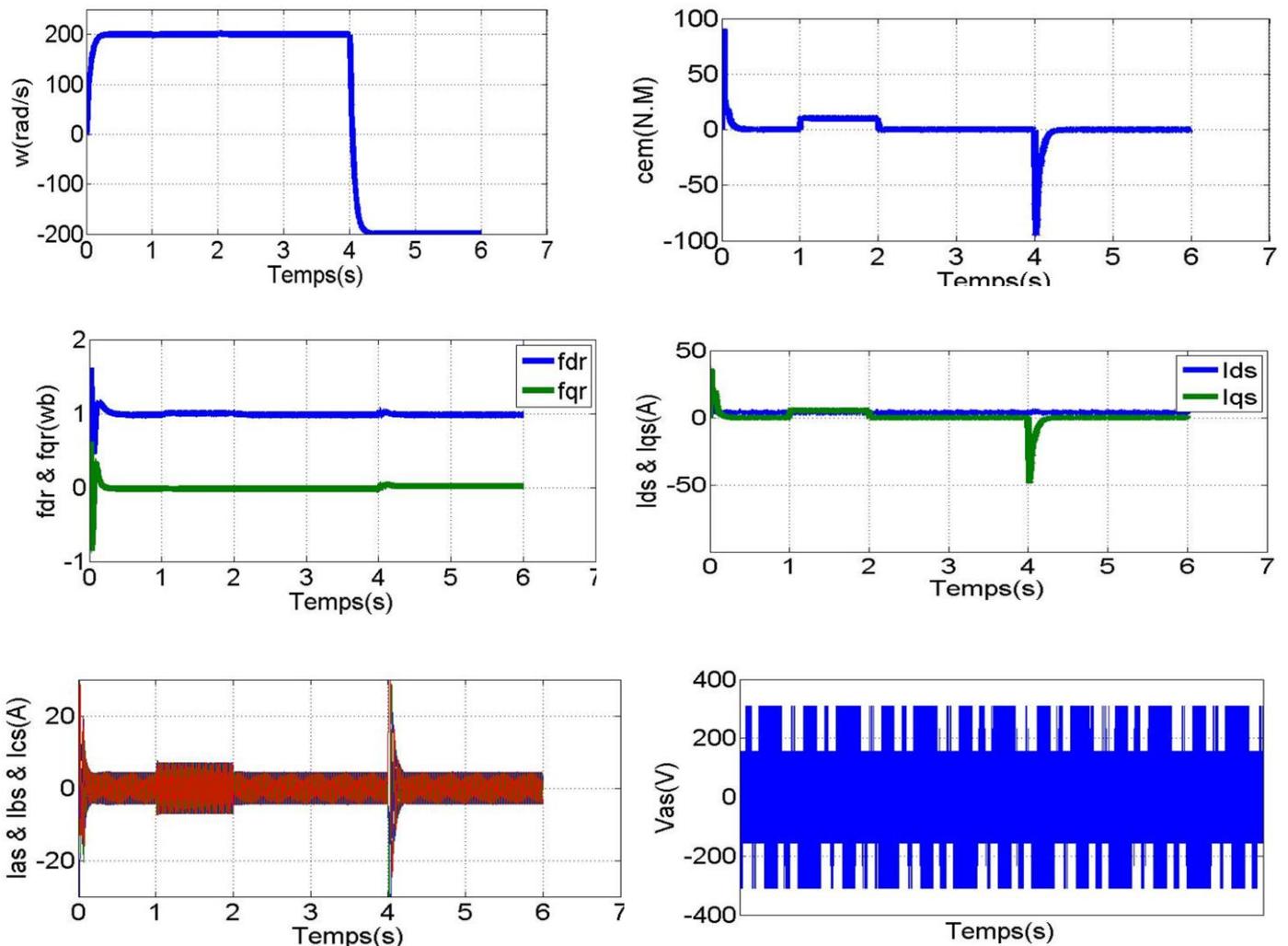


Figure IV.10: Performances de la commande IFOC par régulateur flou. Avec variation de la charge, alimentée en tension par un onduleur à trois niveaux.

IV.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés au régulateur flou, On peut conclure que la commande par logique floue associée à la commande vectorielle se prête bien pour le réglage de la vitesse de la machine asynchrone et elle assure une bonne orientation du flux rotorique et donc un bon découplage entre le flux et le couple.

Les résultats de simulation obtenus montrent l'amélioration des performances dynamiques et la robustesse de ce régulateur.

IV.10 Etude comparative

Pour avoir une meilleure évaluation des résultats qu'on a obtenue dans ce chapitre et dans les le chapitre III , il est judicieux d'effectuer une comparaison entre les déférentes commandes ainsi élaborées, afin de montrer les performances dynamiques et statiques et la robustesse de chacune de ces commandes cette étape apparence une aide pour le choix du type de commande selon le cahier de charge d'application envisagée.

Cette étude nous a conduits à prévoir les avantages et les inconvénients à l'emploi de telle ou telle méthode de contrôle à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande, la meilleure sera celle qui répond aux exigences telle que :
Meilleures performances dynamiques et statiques, meilleures poursuite des trajectoires prédéterminées meilleures robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnus avec une réponse performante toute en assurant le découplage entre ces deux principales dynamiques (Le couple et le flux).

La figure (IV.11) montre une comparaison entre les différents régulateurs.

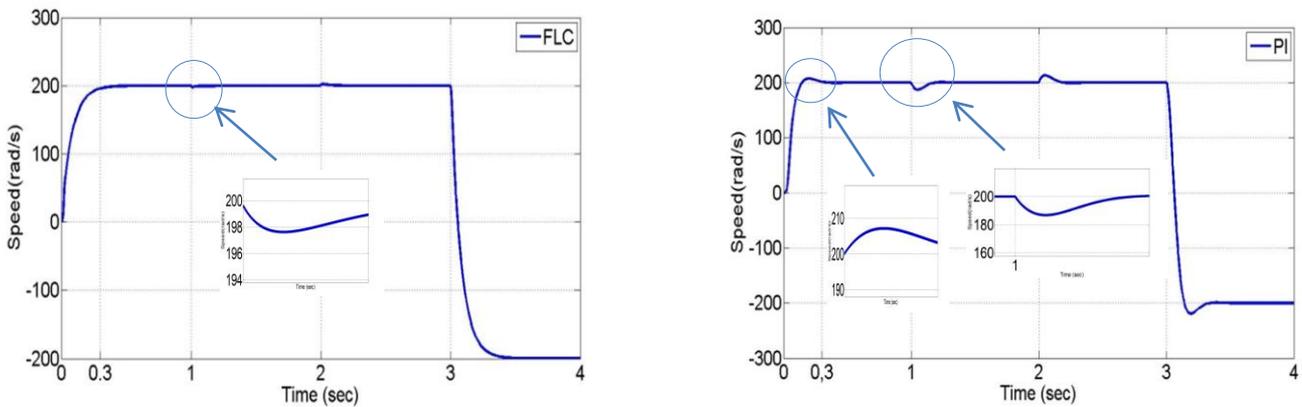


Figure IV.11 : Comparaison entre les différents régulateurs.

Conclusion générale

Ce travail a pour but d'apporter une contribution aux travaux déjà menés dans le cadre de l'association de la logique floue,

Dans la première partie nous avons abordé dans un premier temps par le modèle mathématique du moteur à induction obtenu par des transformations de passage d'un système triphasé à un système biphasé, puis on applique la transformation soit de Park où celle de Concordia, selon le repère désiré, sur la base d'un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. Du point de vue de la modélisation, le modèle d'état du moteur à induction obtenu est un modèle non linéaire, fortement couplé. Dans un second temps nous passerons à la modélisation de l'alimentation de la machine qui sera par un convertisseur statique (onduleur de tension trois niveau), contrôle par la stratégie dite MLI (Modulation par la Largeur d'Impulsion).

Pour améliorer la robustesse du système bouclé, nous avons présenté, dans le chapitre IV, la commande par régulateur floue, ainsi que ses avantages (simplicité de conception, robustesse vis-à-vis des perturbations externes).

Les résultats de simulation sous plusieurs conditions de fonctionnement ont été rapportés, qui démontrent que les performances d'un FLC, c'est-à-dire la robustesse par rapport aux variations des conditions de fonctionnement tel que la charge et les variations paramétriques. Des simulations ainsi qu'une étude comparative ont été présentées pour mieux illustrer les améliorations apportées par cette approche.

Références Bibliographique

- [1] O.F. Benaouda, “Application des techniques de l’intelligence artificielle (If-rn) pour le contrôle direct du couple d’une MAS alimentée par des onduleurs multiniveaux.” Thèse de Magister en Électrotechnique, Option Commande électrique, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran, 2013.
- [2] K. Loukal, “ Commande Robuste des Machines Asynchrones à Double Alimentation à Base des systèmes Flous Type Deux ”, Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Mohamed Boudiaf De M’sila, 2017.
- [3] M. Moussa Zerbo, “ Identification des paramètres et Commande vectorielle adaptative à orientation du flux Rotorique de la machine Asynchrone à cage”, Thèse De Doctorat Présentée à l’université Du Québec À Trois-Rivières 2008.
- [4] A. Lokriti, Y. Zidani, S. Doubabi, “Comparaison des performances des régulateurs PI et IP appliques pour la commande vectorielle a flux rotorique oriente d’une machine asynchrone”, Conf. Mosim’ 10 - 10 Au 12 Mai 2010 - Hammamet – Tunisie.
- [5] Chekima Djamel, “Commande d’une Machine Asynchrone par Logique Floue”, Thèse Master Académique, Université d’EL-Oued 2014.
- [6] A. Boukhelifa, “ Les Éléments D’optimisation Du Pilotage D’une Machine Asynchrone En Vue D’un Contrôle Vectoriel”, Thèse présentée pour l’obtention du diplôme de Doctorat d’État en Electrotechnique, Décembre 2007.
- [7] H .D Abdelkader, “ développement d’une commande numérique d’un moteur à induction”, Thèse présentée pour l’obtention du diplôme de Magistère en Electrotechnique.
- [8] CANUDAS de wit “ modélisation contrôle vectoriel et DTC-commande des moteur asynchrone 1”, Hermis science publications paris 2000.
- [9] S. Belkacem, “ Etude Comparative des Performances Statiques et Dynamiques d’un Contrôle de Couplage et d’un DTC d’un Moteur à Induction Alimenté par un Convertisseur Statique ”, Thèse de Magistère, Université de Batna.
- [10] J.-P. Caron et J.-P. Hatier, “ Modélisation et commande de la machine asynchrone ” volume 7 de méthodes pratiques de l’ingénieur, collection dirigée par P.BORNE. Electrotechnique – Edition Technip, 1995.
- [11] L .BAGHLI, “ Modélisation Et Commande De La Machine Asynchrone ”, IUFM de lorraine - UHP, 2005.
- [12] Elhachemi Fennouh, “ Apport des onduleurs multiniveaux dans la commande de la machine asynchrone (moteur à induction) ”, Thèse de Magistère, Université de Batna 2012.
- [13] Rezgui Salah Eddine, “ Commande De Machine Electrique En Environnement Matlab/Simulink Et Temps Réel ”, Thèse de Magistère, Université Mentouri de Constantine, 2009.
- [14] M. Abdul Mannan, T. Murata, J. Tamura, T. Tsuchiya, “ Indirect Field Oriented Control for High Performance Induction Motor Drives Using Space Vector Modulation with consideration of Core Loss” , Proc PESC’03, Acapulco, Mexico, pp. 1949-1954, 15-19 June,2003.
- [15] Tarek Benmiloud, “ Commande Du Moteur Asynchrone Avec Compensation Des Effets Des Variations Paramétriques”, Thèse de Doctorat Sciences, Université des Sciences et de la Technologie d’Oran, 2012.

- [16] Jamel Ghouili, “Commande Sans Capteur D'une Machine Asynchrone Avec Estimation De La Vitesse Par Réseaux De Neurones ”, Thèse de Doctorat Sciences, Université Du Québec A Trois-Rivières, 2005.
- [17] Hamid Chaikhy, “ Contribution Au Développement Et A L’implantation Des Stratégies De Commandes Evoluées Des Machines Asynchrones”, Thèse de Doctorat National, Université Hassan II Casablanca Maroc, 2013.
- [18] Rezgui Salah Eddine, “ Techniques De Commande Avancées De La Machine Asynchrone : Etude Comparative Et Applications”, Thèse de Doctorat Sciences, Université Mentouri de Constantine, 2015.
- [19] K. Hasse, “On the dynamics of speed control of a static AC drive with squirrel cage induction machine”, Ph.D. Dissertation, Tech. Hochschule Darmstadt, Germany, July 1969.
- [20] R.Toufouti, “Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone”, Thèse de doctorat d’état en sciences en électrotechnique de l'université Mentouri- Constantine, 02 Juin 2008.
- [21] S.Meddah , “ Modélisation et commande d’un véhicule électrique à piles à combustible ” , Thèse de Magistère Electrotechnique de l'université USTO Mohamed Boudiaf Oran.
- [22] A.Talha, “ Etude De Différentes Cascades De L’onduleur A Sept Niveaux A Structure Npc. Application A La Conduite D’une Machine Synchrone A Aimants Permanents”, Thèse de doctorat en Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique USTHB, 2004.
- [23] A. Bendre, S. Norris, D. Divan, I. Wallace, R. W. Gascoigne, “New High Power DC-DC Converter With Loss Limited Switching and Lossless Secondary Clamp”, IEEE Trans. On Power Electron. Vol. 18, No. 4, pp. 1020–1028, Jul 2003.
- [24] M. Yaichi M.K. Fellah Y. Sahali, “ Optimisation le fonctionnement et l’implantation de Modulation Vectorielle appliquée aux Onduleurs Triphasés Multiniveaux”, ICEEA’08 – International Conference on Electrical Engineering and its Applications.
- [25] Joseph SONG MANGUELLE, “ Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques Alimentés Par Transformateurs Multi-Secondaires Basse Fréquence Reactions Au Réseau D'alimentation ”, thèse N° 3033(2004) de doctorat, institut des sciences de l’énergie, section d’électricité, école polytechnique fédérale de Lausanne EPFL 2004.
- [26] J.S Mariethoz, “ Etude Formelle Pour La Synthèse De Convertisseurs Multiniveaux Asymétriques: Topologies, Modulation Et Commande”, Thèse de doctorat d’état en sciences, École Polytechnique Fédérale De Lausanne, 2005.
- [27] H. Tahir, “ Conception et réalisation de structures IGBTs bidirectionnelles en courant et en tension”, Thèse de doctorat université de Toulouse, 2011.
- [28] F. Ouahiba, “ Modélisation et commande non linéaire de l’association Machine synchrone à aimants permanents – onduleur de tension à trois niveaux. ” Thèse de Magister, Université de Batna, 2006.
- [29] T. Mohamed, “Application Des Onduleurs Multi Niveaux Dans Les Systèmes De Chauffage Par Induction. Analyse, Modélisation Et Commande”, Thèse de Magister, Université de Batna, 2012.
- [30] M. Baldé, “Etude D’Un Compensateur Statique Pour Éoliennes À Vitesse Fixe À Base De Génératrice Asynchrone À Cage”, Thèse De La Maîtrise En Génie Électrique, Université Du Québec À Trois-Rivières, 2010.
- [31] T. Abdelkrim, E.M. Berkouk, et all, “Etude et réalisation d’un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle”, Revue des Energies Renouvelables Vol. 14 N°2 (2011) 211 – 217.

- [32] B. A. El Moubarek, "Onduleur triphasé commandé par la Stratégie d'Élimination d'Harmonique « SHE »", Thèse de Magister, École Normale Supérieurs d'Enseignement Technique, 2010.
- [33] H.Brighen, S. Halaimia, " Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale", Thèse de Master, Université Larbi Tebssi-Tebessa, 2016.
- [34] S .Bentouba, A.Slimani, M.S.Boucherit, "Stratégies de Commande et Modélisation de l'Onduleur à Cinq Niveaux ", CIGE'10, 03-04 Novembre 2010, Université de Bechar, Algérie.
- [35] R. Chibani " Modélisation et commande d'un onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC alimentant une machine synchrone à aimants permanent", SSA2 99 Blida 1999.
- [36] Aer. Benbouali, "Commande par Logique floue Adaptative d'une Machine Asynchrone avec Estimation de la Constante de temps Rotorique", Thèse de Magister, Université Hassiba Benbouali De Chlef, 2008.
- [37] Lotfi BAGHLI, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques ", Groupe de Recherche en Electrotechnique et Electronique de Nancy Faculté des Sciences, 1999.
- [38] Y.Mihoub, " Commande floue adaptative de la machine asynchrone ", Thèse de doctorat en science, Université des Sciences et de Technologie d'Oran, 2012.
- [39] R.kettata, " Méthodologies des régulateurs numériques incluant la logique floue ", Thèse de doctorat, *L'INSA de Toulouse*, 1992.
- [40] S. Labiod, " Contribution à la commande adaptative floue des systèmes non linéaires ", Thèse de doctorat, ENP,2004.
- [41] Habib-ur Rehman, H.N. Nounou, "Application of adaptive fuzzy control to ac machines", Science Direct, Applied soft Computing 7 (2007) 899-907, Jun 2006.
- [42] Z.Zouaoui, " Commande des convertisseurs statiques DC/DC Par la logique floue ", Thèse de Magister, université de Batna, 2007.
- [43] M. B. Bouchon, " La logique floue et ses applications ", Edition Addison, wesley, France, 1994.
- [44] F.Ghers , " Application des Techniques de Commandes Intelligentes pour Le Controle d'une Machine Asynchrone ", Thèse de Magister, université Annaba, 2006.
- [45] I. Bendaas, "Contribution à la Commande Hybride par Mode Glissant Floue Appliquée à un Moteur à Induction. Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle ", Thèse de Doctorat, université de Batna 2 , 2016.
- [46] C. C. Kung and C. C. Liao, "Fuzzy-Sliding Mode Controller Design for Tracking Control of Non-Linear System", Proceeding of IEEE the American Control Conference Baltimore, Maryland, pp. 180-184, June 1994.
- [47] B. Meunier, Bernadette, "Réglage par Logique Floue", Presse polytechniques et universitaires Romandes, 1994.
- [48] Y.Zouaoui, " Commande par mode glissant des courants statoriques de la machine asynchrone ", Thèse de magistère, université de Ferhat Abbas De Setif, 2010.

Résumé

Dans ce travail nous allons étudier la commande d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur multi-niveaux. Nous allons étudier ce type de convertisseurs parce qu'il est susceptible de générer des tensions quasi sinusoïdale ayant un nombre de niveaux impair qui peuvent atteindre entre plusieurs niveaux, l'utilisation de la structure multi-niveaux, afin d'améliorer beaucoup plus la qualité de tension de sortie sans augmenter à priori le nombre de cellules des convertisseurs à pont complet ainsi que cette structure est un intérêt certain car elle contient un nombre réduit d'interrupteurs en comparaison avec les autres.

Pour l'entraînement à la vitesse variable pour cette machine, la commande vectorielle avec des correcteurs classiques et intelligents est appliquée ensuite.

Mots clés : Logique floue, convertisseurs statiques, machine asynchrone, Convertisseurs multi-niveaux.

Abstract

In this work, we will study the control of a three-phase asynchronous machine powered by a multi-level inverter.

We will study this type of converters because it is likely to generate quasi sinusoidal voltages having an odd number of levels which can reach between several levels, The use of the multi-level structure, in order to improve the quality much more output voltage without increasing a priori the number of cells of full-bridge converters and this structure is of certain interest because it contains a reduced number of switches in comparison with the others.

For the variable speed drive for this machine, vector control with conventional and intelligent overrides is applied next.

Key words: Fuzzy logic, static converters, asynchronous machine, multilevel converters.

ملخص

في هذا العمل سوف ندرس التحكم في آلة غير متزامنة ثلاثية الطور مدعومة بمحول متعدد المستويات. سوف ندرس هذا النوع من المحولات لأنه يولد جهداً شبه جيبي له عدد فردي من المستويات التي يمكن أن تصل بين عدة مستويات، باستخدام بنية متعددة المستويات، من أجل تحسين الجودة أكثر أهمية معينة لأنه بكثير من الجهد. الناتج دون زيادة بداهة عدد خلايا محولات الجسر الكامل وهذا الهيكل له يحتوي على عدد أقل من المفاتيح بالمقارنة مع الآخرين بالنسبة لمحرك السرعة المتغير لهذا الجهاز، يتم تطبيق التحكم في القوة الموجهة مع المصححات الكلاسيكية والذكية بعد ذلك.

الكلمات المفتاحية: المنطق الضبابي، المحولات الثابتة، الآلة غير المتزامنة، المحولات متعددة المستويات