

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 محمد البشير الإبراهيمي

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

كلية العلوم والتكنولوجيا

Département Electronique

قسم الإلكترونيك

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Filière : Electronique

Spécialité : Industries électroniques

Présenté par :

➤ BEY Aymen baha eddine

➤ HEMMAS Mohamed Abderraouf

Intitulé :

Commande non linéaire d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux

Soutenu le : 03/07/2023

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>Mme. LAOUAMRI Asma</i>	<i>MAA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. MEZAACHE Salah Eddine</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. ZAIDI Elyazid</i>	<i>MCB</i>	<i>Co-Encadreur</i>	<i>ENSH-BLIDA</i>
<i>M. BOUKEZATA Boualem</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2022/2023

Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de master de Département d'Electronique de la Faculté des Sciences et de la Technologie de l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj.

Nous devons remercier Dieu le tout puissant pour ses bienfaits inestimables, de nous avoir permis de terminer nos études et de terminer ce modeste travail dans des circonstances favorables.

*Nous tenons à exprimer notre gratitude à notre référent **Dr. MEZAACHE Salah Eddine, MCB** à l'Université de Bordj Bou Arreridj, pour son aide et sa disponibilité dans la préparation de cet ouvrage.*

*Nous tenons à exprimer notre gratitude à notre Co-Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid, MCB** à l'Ecole Nationale Supérieur d'Hydraulique Blida, pour son aide et sa disponibilité dans la réalisation de cet ouvrage.*

On remercie les enseignants pour leur assistance que nous avons ressenti durant notre travail, aussi tout au long du cursus de notre formation, et aussi pour leurs orientations, leurs conseils. Durant tout ce temps, on a su apprécier leurs qualités scientifiques, leurs humanismes et surtout leur modestie.

On profite également pour remercier tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Dédicace

Enfin, nous avons obtenu notre diplôme et enfin levé le chapeau par respect pour des années d'études. Les adieux ont commencé avec chaque sourire avec chaque coup qui a pris le début des adieux, et d'abord grâce à Dieu, et à ceux qui donnent la vie, symbole de beauté, d'orgueil, de sagesse et de patience. Pour ceux qui sont notre inspiration et notre courage, à qui nous devons amour et gratitude. Chers parents. Nbs frères. Nbs soeurs. Nbs familles et tous nos proches. Tout le monde nous connaît et dépend de nous. Et tous nos amis (es)

BEY AYMEN BAHHA EDDINE

&

HEMMAS MOHAMED ABDERRAOUF

BBA le : 02-07-2023

Table des matières

Table des matières.....	i
Liste des figures	iv
Liste des Abréviations & Symboles.....	i
Introduction Générale	1
Chapitre 1 : Etat de l'art sur les systèmes des entérinements électriques	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Onduleur de tension	3
1.2.1 Onduleurs à deux niveaux	3
1.2.2 Onduleurs à trois niveaux.....	4
1.3 Différentes topologies des onduleurs multi niveaux.....	5
1.3.1 Onduleur Pont H en cascade	6
1.3.2 Onduleurs multi-niveaux à cellules imbriquées (condensateurs flottants)	7
1.3.3 Onduleur multi-niveaux NPC (Diode Clamped).....	7
1.4 Stratégies de commande des onduleurs.....	9
1.4.1 Commande par hystérésis	10
1.4.2 Commande par de modulation de la largeur d'impulsion.....	10
1.5 Types des machines asynchrone	11
1.5.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil.....	12
1.5.2 Machine asynchrone à rotor bobiné	13
1.5.3 Machine asynchrone à double alimentation.....	13
1.5.4 Machine asynchrone double étiole.....	14
1.6 Choix de structure étude.....	15
1.7 Conclusion.....	15

Chapitre 2 Modélisation en vue de la commande de l'association machine/onduleur multi niveaux

2.1 Introduction	17
2.2 Modélisation de la machine asynchrone	17
2.3 Modelé dynamique de la machine asynchrone	17
2.4 Equation générale de la machine asynchrone	18
2.4.1 Equations électriques	18
2.4.2 Equations magnétiques.....	19
2.4.3 Equations mécaniques.....	20
2.5 Transformation de Park.....	20
2.6 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	21
2.7 Modélisation de l'onduleur de tension.....	22
2.8 Stratégie de commande de largeur d'impulsion sinus triangle	25
2.9 Simulation de l'association machine-onduleur sans commande.....	27
2.9.1 Résultats de simulation	27
2.10 Conclusion.....	30

Chapitre 3 : Etude comparative entre la commande linéaire (PI) et non linéaire (FLC) de l'association machine/onduleur

3.1 Introduction	34
3.2 Principe de la commande vectorielle	34
3.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté	35
3.3.1 Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS.....	37
3.4 Concept de base de l'ensemble Floue	38
3.5 Structure d'un système Floue.....	39
3.6 Conception d'un régulateur par Logique Floue (FLC)	41
3.7 Pourquoi la Logique Floue dans la commande de machine asynchrone	42
3.8 Commande Floue de la vitesse d'une machine asynchrone a Flux statorique orienté.....	43

3.8.1 Structure de base d'un contrôleur Floue de vitesse.....	43
3.8.2 Fuzzification.....	44
3.8.3 Base des règles	45
3.8.4 Mécanisme d'inférence	45
3.8.5 Défuzzification.....	45
3.9 Simulation de la commande vectorielle indirecte du système (PI et FLC).....	46
3.10 Conclusion.....	50
Conclusion générale.....	48
Annexe H : Paramètres du système	49
Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle.....	50

Liste des figures

Figure 1-1 Topologies des onduleurs de tension à multi niveaux.	6
Figure 1-2 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à trois niveaux.	8
Figure 1-3 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à cinq niveaux.	8
Figure 1-4 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC.....	9
Figure 1-5 Commande par modulation de largeur d'impulsion.....	11
Figure 1-6 Schéma de machine asynchrone.....	12
Figure 1-7 Schéma de machine asynchrone à double alimentation	14
Figure 1-8 Schéma de structure d'association machine asynchrone/onduleur multiniveaux. .	15
Figure 3-1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé.....	35
Figure 3-2 Schéma globale de la commande vectorielle indirecte de la MAS.....	38
Figure 3-3 Classification des personnes selon la taille.	39
Figure 3-4 Différentes formes des fonctions d'appartenance.	39
Figure 3-5 Configuration de base d'un régulateur par logique Floue.....	40
Figure 3-6 Etapes principales pour la conception d'un contrôleur FLC.....	42
Figure 3-7 Structure du régulateur Floue de vitesse.	43
Figure 3-8 Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur Floue.	44
Figure 3-9 Allures des vitesses de la MAS, (a) : Vitesse mécaniques obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Vitesse mécaniques obtenu avec le contrôleur par FLC.....	47
Figure 3-10 Allures des couples de la MAS , (a) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur par FLC.....	47
Figure 3-11 Allures des courants des phases de la MAS, (a) : Courants des phases obtenu a l'aide de contrôle PI, (b) : Courants Courants des phases obtenu a l'aide de contrôle FLC.	47
Figure 3-12 Allures des tensoins aux bornes de la MAS, (a) : Tensions compose obtenu a l'aide de contrôle PI, (b) : Tensions compose obtenu a l'aide de contrôle FLC.....	48

Figure 3-13 Allures des tensoins aux bornes de la MAS, (a) : Tensions simple obtenu a l'aide de contrôle PI, (b) : Tensions simple obtenu a l'aide de contrôle FLC.....48

Figure 3-14 Courbes des Fluxes de la MAS, (a) : Flux obtenu a l'aide de contrôle, (b) : Flux obtenu a l'aide de contrôle FLC.....48

Figure 3-15 Courbes des courants direct et quadrature de la MAS, (a) : Courants obtenu a l'aide de contrôle PI, (b) : Courants obtenu a l'aide de contrôle FLC.....49

Liste des Abréviations & Symboles

FOC :	Commande à flux orienté
MAS :	Machine asynchrone triphasée
MLI-ST :	Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle
PI:	Proportionnelle-Intégrateur
IGBT:	Insulated Gate Bipolar Transistor
NPC:	Neutral Point Clamped
GTO:	Gate Turn-off Thyristor
CHB :	Cascade H-bridges
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion
FLC :	Fuzzy Logic Controller
I_{ds} :	Composante du courant statoriques suivant l'axe (d)
I_{qs} :	Composante du courant statoriques suivant l'axe (q)
V_{ds} :	Composante de tension rotorique suivant l'axe (d)
V_{qs} :	Composante de tension rotorique suivant l'axe (q)
K_i , K_p :	Coefficients du régulateur conventionnel de la vitesse
L_s :	Inductance cyclique propre d'une phase statorique
L_r :	Inductance cyclique propre d'une phase rotorique
R_r :	Résistance d'une phase de l'enroulement rotorique
R_s :	Résistance d'une phase de l'enroulement statoriques
V_{sabc} :	Tensions instantanées des phases statoriques
V_{rabc} :	Tensions instantanées des phases rotoriques
φ_{sabc} :	Flux des phases statoriques
φ_{rabc} :	Flux des phases rotoriques
φ_{ds} :	Composante du flux statorique suivant l'axe (d)
φ_{qs} :	Composante du flux statorique suivant l'axe (q)

φ_{dr} :	Composante du flux rotorique suivant l'axe (d)
φ_{qr} :	Composante du flux rotorique suivant l'axe (q)
J :	Moment d'inertie du rotor
Ω :	Vitesse angulaire mécanique du rotor
f :	Coefficient de frottement visqueux
C_{em} :	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r :	Couple résistant, ou de charge
ω :	Vitesse angulaire électrique du rotor
θ :	L'angle de rotation du rotor par rapport au stator
θ_{obs} :	Angle de rotation de (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au stator
θ_r :	Angle de rotation de (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au rotor
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$:	Constante de temps rotorique

Introduction Générale

Actuellement, le monde industriel a été dominé par les machines à courant continu car elles sont faciles à commander. Maintenant, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans la production de l'énergie électrique. Cela grâce au développement rapide de l'électronique de puissance durant ces décennies et au développement des commandes numériques.

Les onduleurs multiniveaux offrent des degrés de liberté très intéressants et peuvent s'adapter à des spécifications qui nécessitent des tensions élevées et améliorent la qualité spectrale des formes d'onde obtenues sans augmenter la fréquence de découpage. Cependant, les onduleurs multiniveaux nécessitent des architectures de contrôle plus complexes pour garantir le bon fonctionnement du transfert de puissance équilibré. De plus, nous pouvons envisager des stratégies de reconfiguration pour gérer des choses comme les pannes de composants. Si ce problème est clairement une préoccupation majeure dans les applications à très forte puissance, selon la nature des systèmes concernés (transport et distribution d'énergie, traction ferroviaire, réseaux embarqués par exemple), l'isolement et la corrélation des onduleurs fourniront naturellement une redondance [1] [2] .

Aujourd'hui, dans le monde de la motorisation électrique à vitesse variable, la sécurité, la fiabilité, les performances et la continuité de service sont des préoccupations majeures. Une perte de contrôle totale ou partielle du système peut résulter de défauts du système d'entraînement électrique, qu'ils proviennent des moteurs d'entraînement ou des onduleurs à plusieurs niveaux. Ces défaillances peuvent entraîner des défaillances importantes du système. De plus, si un problème n'est pas identifié et résolu très loin, il peut dans certaines circonstances mettre le système en danger ou avoir un impact économique négatif important une fois qu'une ligne de fabrication est arrêtée. Ainsi, des techniques de détection efficaces et rapides sont nécessaires pour éviter la propagation des défauts à d'autres composants et assurer une continuité de service en toutes circonstances en cas de défaillance du système. [3]

Tout au long de ce mémoire, nous intéressons à la commande non linéaire d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

Le mémoire est composé de trois chapitres structurés de manière suivante :

Le premier chapitre est consacré au contexte de l'étude sous une forme quelque peu descriptive. Nous commençons par spécifier les types les plus importants d'onduleurs multiniveaux et de machines asynchrones. *Des plus ; nous allons citer les avantages et inconvénients de chaque type pour choisir la structure du système d'entérinement électrique.*

Le deuxième chapitre aborde la modélisation mathématique de la machine asynchrone afin de synthétiser le modèle général dans le monde réel, suivi du modèle simplifié (réduit), qui se présente sous forme d'équations d'état et sera utilisé plus tard pour le contrôle du système. La deuxième section de ce chapitre est consacrée à la modélisation d'un système d'alimentation basé sur un onduleur de tension à trois niveaux qui alimente une machine asynchrone triphasée.

Le dernier chapitre compose à deux parties ; la première partie est dédiée à la commande vectorielle de la machine asynchrone, la deuxième partie est consacrée à la commande par **Logique Floue (FLC)** d'un système d'entérinement électrique. Finalement nous avons présentent une étude comparative entre la commande linéaire de type **PI** et non linéaire de type **FLC**.

Chapitre 1 :

Etat de l'art sur les systèmes des entérinements électriques

: Etat de l'art sur les systèmes des entérinements électriques

1.1 Introduction

Dans ce chapitre, nous allons monter un état de l'art sur les onduleurs de tension multi niveaux et les machines électrique. Dans le premier lieu, nous avons présentons les différentes topologies et les différentes techniques de commande des onduleurs. Dans le deuxième lieu, nous donnerons les différents types des machines électriques. Finalement, nous nous citer l'architecture du système d'entérinement électrique qui a choisie pour commencer notre étude.

1.2 Onduleur de tension

Un onduleur transforme la tension continue en une tension alternative. En règle générale, la tension contenue (**DC**) d'information est généralement inférieure tandis que le résultat alternatif (**AC**) équivaut à la tension d'alimentation du réseau de **120 volts** ou de **240 volts** selon le pays.

L'onduleur peut être utilisé comme matériel indépendant pour des applications telles que l'alimentation basée sur la lumière du soleil, ou pour remplir une alimentation de renforcement à partir de batteries chargées indépendamment [4].

1.2.1 Onduleurs à deux niveaux

Un onduleur de deux niveaux est un type d'onduleur qui est utilisé pour convertir une tension continue en une tension alternative à deux niveaux de tension (**généralement +Vdc et -Vdc**), comme montre sur la Figure 1.1. Il est constitué de deux interrupteurs commandés de manière électronique, tels que des transistors à effet de champ (**MOSFET**) ou des transistors bipolaires à jonction (**IBJT**), qui sont connectés en série entre la source de tension continue et la charge. Les deux interrupteurs sont commandés de manière alternative, de sorte que la charge reçoit une tension de même amplitude mais de polarité opposée [4].

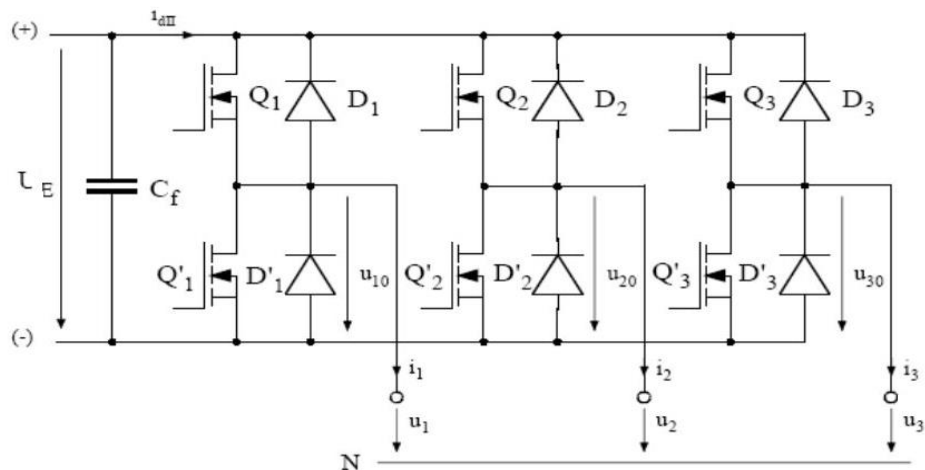


Figure 1-1 Schéma d'un onduleur à deux niveaux.

Le fonctionnement d'un onduleur de deux niveaux peut être décrit comme suit :

- ✚ Lorsque l'interrupteur supérieur est fermé et l'interrupteur inférieur est ouvert, la tension de la source est appliquée à la charge avec une polarité positive ;
- ✚ Lorsque l'interrupteur supérieur est ouvert et l'interrupteur inférieur est fermé, la tension de la source est appliquée à la charge avec une polarité négative ;
- ✚ Alternant la commutation des interrupteurs de manière appropriée, une tension alternative à deux niveaux est générée.

Les onduleurs de deux niveaux sont largement utilisés dans les applications de commande de moteurs électriques, de conversion d'énergie photovoltaïque, de conversion d'énergie éolienne, etc. Ils sont relativement simples et peu coûteux à construire, mais ont l'inconvénient de générer des harmoniques dans le courant et la tension de sortie, ce qui peut affecter les performances du système et causer des interférences électromagnétiques [5].

1.2.2 Onduleurs à trois niveaux

L'onduleur de tension à trois niveaux est un dispositif électronique utilisé pour la conversion des tensions continues vers des tensions alternatives avec des fréquences variable. Contrairement aux onduleurs classiques à deux niveaux, les onduleurs de tension à trois niveaux utilisent trois niveaux de tension de sortie plutôt que deux, ce qui leur permet de fournir une tension plus proche de la forme sinusoïdale souhaitée, avec moins d'harmoniques indésirables [4].

L'onduleur de tension a trois niveaux il a beaucoup des avantages par rapport aux l'onduleur de tension à deux niveaux, notamment [4] :

- ✚ Meilleure qualité de tension de sortie, avec moins d'harmoniques indésirables ;
- ✚ Meilleure capacité à gérer les charges à haute fréquence ;
- ✚ Réduction des contraintes sur les composants électroniques, ce qui peut prolonger leur durée de vie.

Dans ce jour, il existe plusieurs types d'onduleurs de trois niveaux, notamment les onduleurs de type NPC (Neutral Point Clamped), les onduleurs T-type et les onduleurs Flying Capacitor (Figure 1-2). Chacun a ses propres avantages et inconvénients, et le choix de l'onduleur dépendra des exigences spécifiques de l'application.

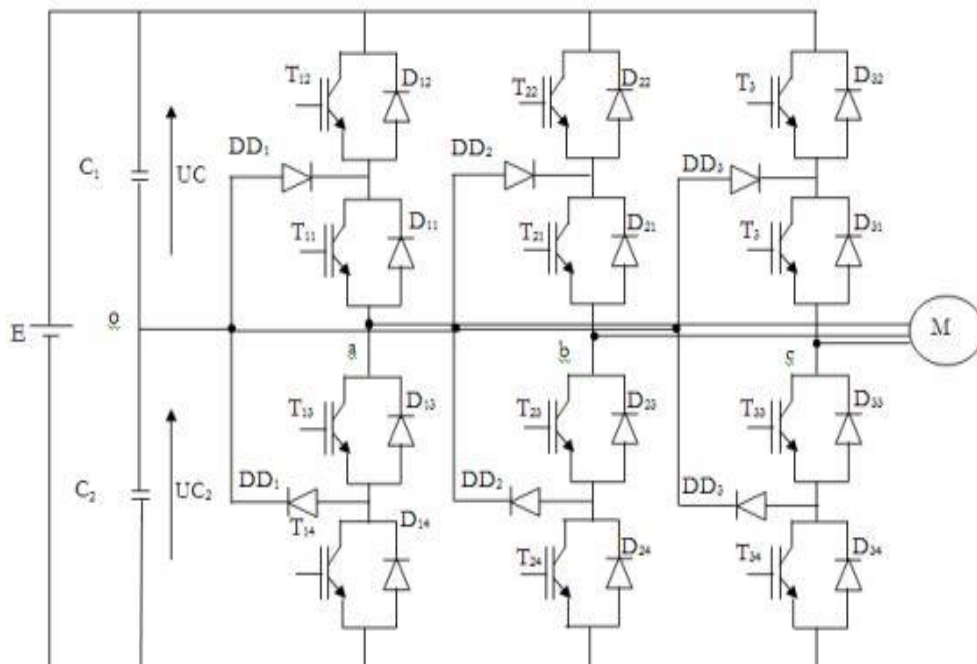


Figure 1-2 Schéma d'un onduleur à trois niveaux de type NPC.

1.3 Différentes topologies des onduleurs multi niveaux

Au cours des dernières années, un certain nombre de topologies d'onduleurs à plusieurs niveaux ont été introduits dans les industries, mais trois de ces topologies qui sont appelés célèbres topologies classiques sont plus fréquents dans l'industrie (Figure 1.3) :

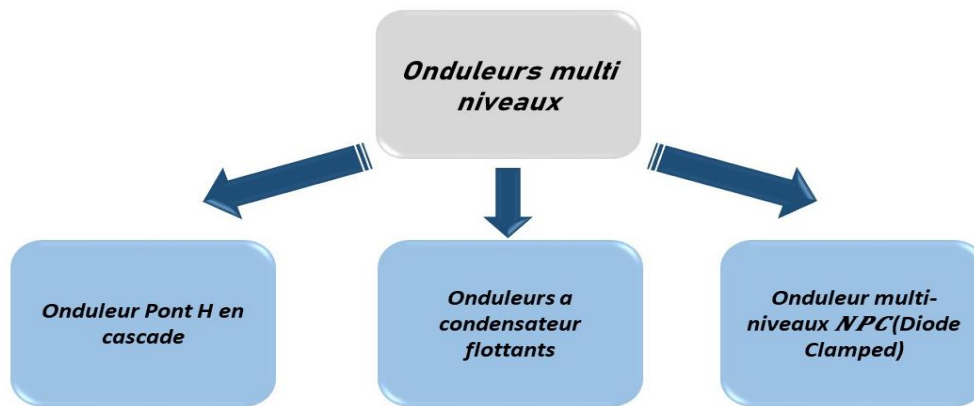


Figure 1-1 Topologies des onduleurs de tension à multi niveaux.

1.3.1 Onduleur Pont H en cascade

Le premier modèle d'onduleur était l'onduleur en pont H (**H-bridge**), apparu en 1975. Un progrès des onduleurs multiniveaux a été dû au modèle en pont **H cascadié en sérié**. 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, comme présenter la Figure 1.4. 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] [6].

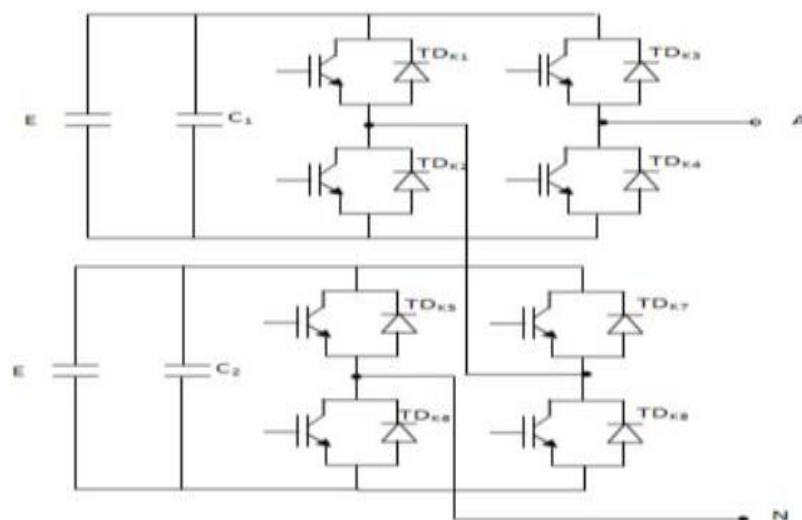


Figure 1-4 Schéma d'un Onduleur cascade en pont H à Trois niveaux.

1.3.2 Onduleurs multi-niveaux à cellules imbriquées (condensateurs flottants)

La Figure 1.5 présenter la première topologie d'onduleur de tension, cette topologie dite (Flying Capacitor Multilevel Inverter) a été proposée par T. Meynard et H. Foch en 1992, dans le but de résoudre d'une part le problème de l'équilibre des tensions (problème de balancement de tension), et d'autre part pour réduire le nombre excessif de diodes. Cette structure de convertisseur est similaire à celle de l'onduleur à diode de bouclage sauf qu'au lieu d'utiliser des diodes de blocage, l'onduleur utilise des condensateurs à leur place. Dans cette topologie, les condensateurs remplacent les diodes, d'où l'appellation « onduleur à condensateur flottants » ; malheureusement dans cette variante un grand nombre de capacités est exigé, contrairement au premier cas qui ne nécessite que $(N-1)$ capacités seulement [1] [7].

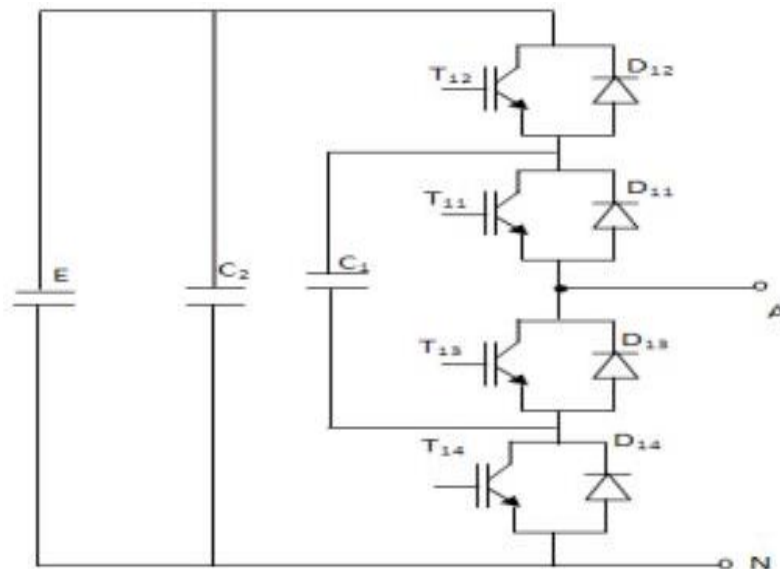


Figure 1-5 Schéma d'un Onduleur à condensateurs flottants à Trois niveaux.

1.3.3 Onduleur multi-niveaux NPC (Diode Clamped)

La deuxième topologie, et la plus pratique, de l'onduleur de tension multi-niveaux est la structure NPC (**N**eutral-**P**oint-**C**lamped). Elle est constituée principalement de trois bras symétriques, cette structure d'onduleur multi-niveau a été introduite par A. Nabae et H. Akagi en 1981, dont l'objectif était de réduire l'amplitude des harmoniques injectés par l'onduleur dans la charge pour des applications de type alimentation de moteurs [7].

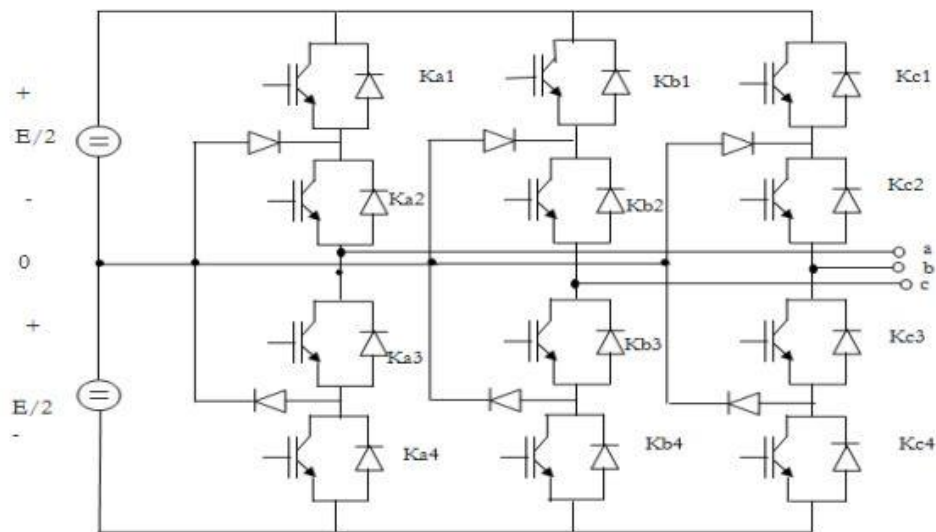


Figure 1-2 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à trois niveaux.

- **Onduleur NPC à cinq niveaux**

Un onduleur NPC de tension triphasée à cinq niveaux, est composée de huit interrupteurs commandés, qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, et de six diodes de maintien connectées tout au long du bus contenu.

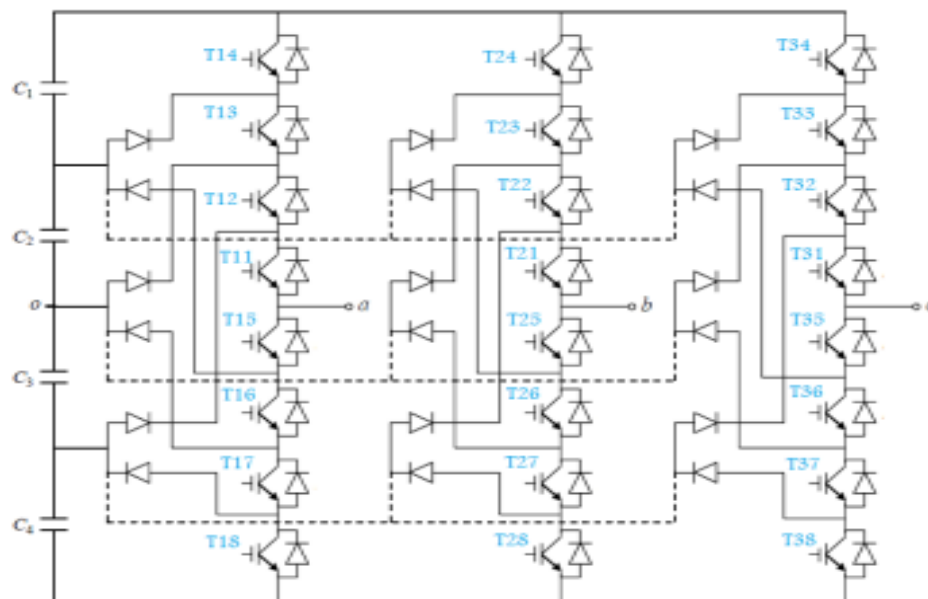


Figure 1-3 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC à cinq niveaux.

La structure triphasée de l'onduleur de type NPC à cinq niveaux de tensions est présentée sur la Figure 1.7. En effet, l'onduleur est alimenté par une source continue E , que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension

E/4. Dans la Figure 1.7, on distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Les positions (61) du vecteur de tension de sortie divisent le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires [7].

- **Onduleur de tension de type NPC à sept niveaux**

La Figure 1.8 présente la structure schématique de l'onduleur de tension à multi-niveaux de type NPC. Par exemple l'onduleur NPC à 7 niveaux est composé de 12 interrupteurs (bras A) et de 6 diodes de maintien. Cet onduleur alimenté par 6 condensateurs. Le nombre du vecteur de tension disponibles en sortie de l'onduleur NPC à sept niveaux est supérieur au nombre des vecteurs délivrés par un onduleur à cinq niveaux [7].

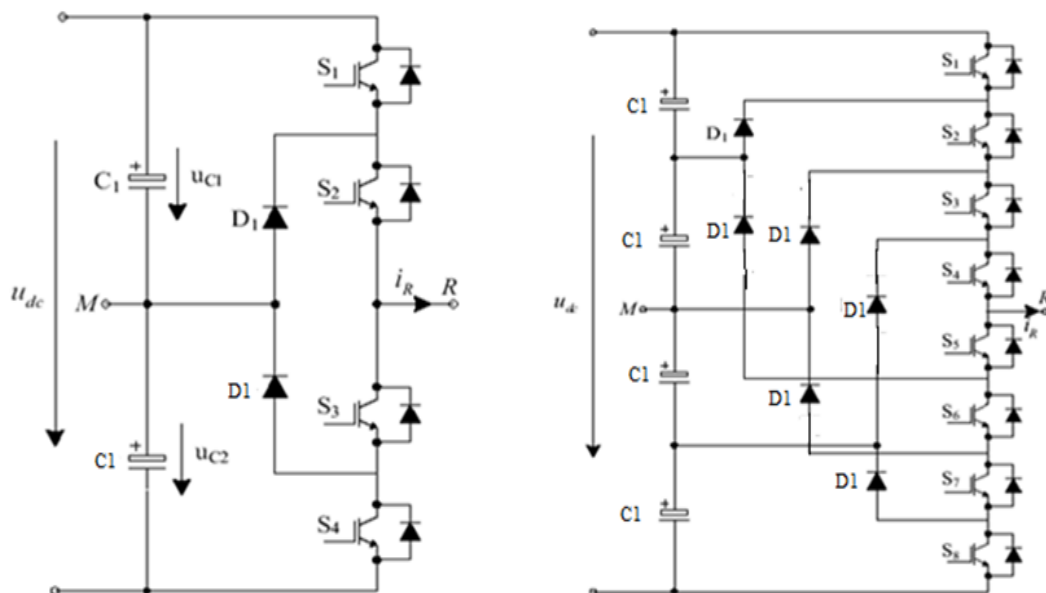


Figure 1-4 Schéma d'un onduleur de tension de type NPC.

1.4 Stratégies de commande des onduleurs

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés par des différentes stratégies de commande. A faible fréquence, ils sont pilotés en pleine onde, le signal de commande sera à la fréquence de la tension désiré à la sortie, et la source continu doit être réglable. A fréquence élevée, ils sont pilotés en modulation de largeur d'impulsion. Cette dernière stratégie permet de régler à la fois l'amplitude et la fréquence en gardent la source continu constante. A fine de produire de tension de sortie proche de la sinusoïde, différentes stratégies de commande ont été proposées par des différents auteurs pour l'onduleur de tension. Nous étudions les stratégies suivantes :

1.4.1 Commande par hystérésis

La commande par hystérésis, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence [9].

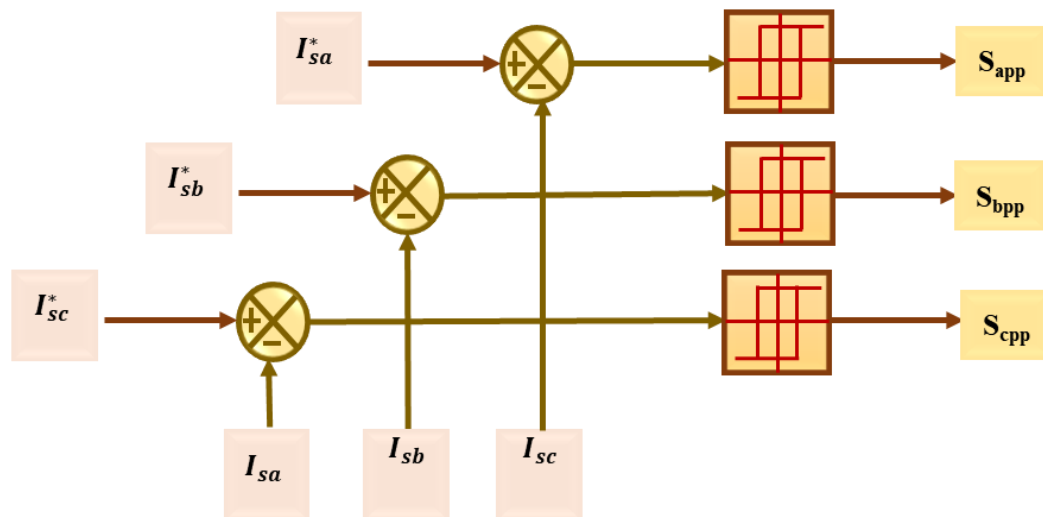


Figure 1-9 Schéma de principe du contrôle par hystérésis d'un bras de l'onduleur.

1.4.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion

Pour la commande de machines à courant alternatif, le contrôle par les techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) ou (Pulse Width Modulation (PWM)) est souvent associé à la régulation des courants statoriques, parce que le courant se relie directement au développement du couple de la machine. Les techniques MLI ont été l'objet de recherches intensives, un nombre important de méthodes, différentes par leurs concepts et leurs performances ont été développées. Le choix d'une technique dépend de la gamme de puissance, des semi-conducteurs utilisés pour l'onduleur et de la simplicité d'implantation de l'algorithme. Ce sont finalement des critères de coût et de performance qui vont déterminer ce choix. Les

critères de performances permettent d'évaluer et de comparer les qualités des différentes techniques MLI. Ils se résument en : l'index de modulation, le facteur de distorsion harmonique (THD), et les pertes à la commutation. Il existe deux techniques pour commander les états des interrupteurs d'un onduleur de tension, la technique de commande en tension (Voltage-Controlled PWM (VC-PWM)) et la technique de commande en courant (Current-Controlled PWM (CC-PWM)) [10].

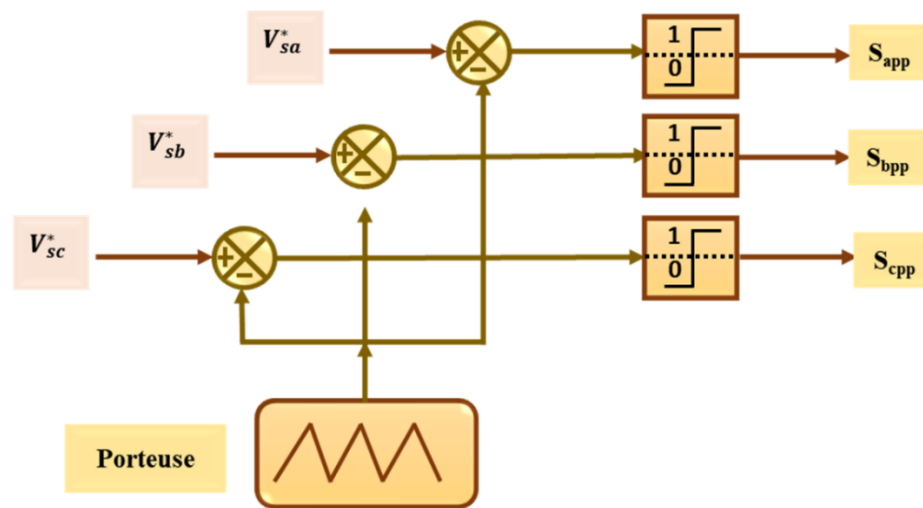


Figure 1-5 Commande par modulation de largeur d'impulsion.

1.5 Types des machines asynchrone

La machine asynchrone ou moteur 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, robuste et facile à construire, leur stator est relié directement au réseau industriel à tension et fréquence constante, il tourne à vitesse peu différente de la vitesse de synchronisme ; c'est lui qui est utilisé pour la réalisation de la quasi-totalité des entraînements à vitesse constante. Il permet aussi la réalisation d'entraînements à vitesse variable et la place qu'il occupe dans ce domaine ne cesse de croître [11] [12].

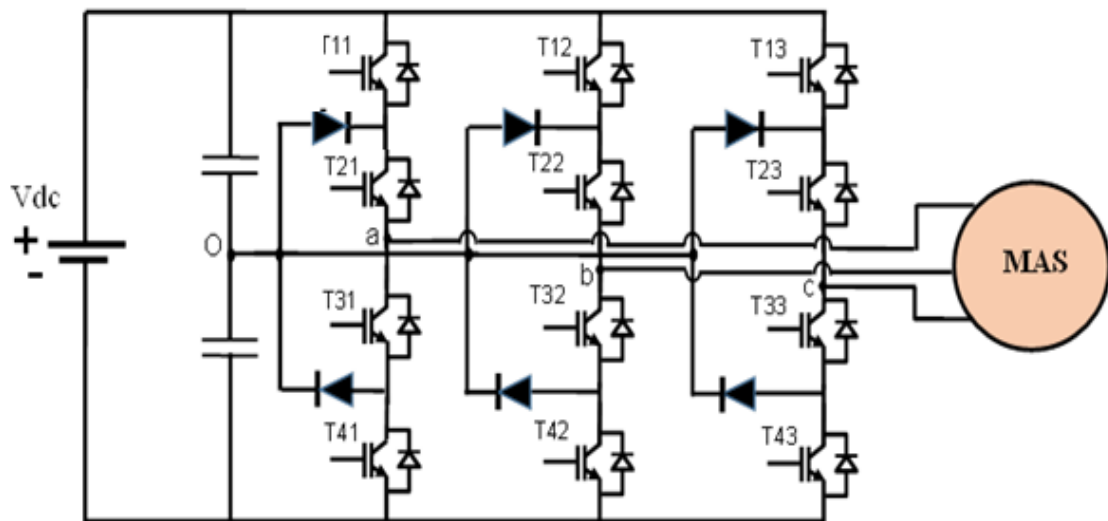


Figure 1-6 Schéma de machine asynchrone.

1.5.1 Machine asynchrone à cage d'écureuil

C'est le type le plus courant de machine asynchrone. Elle est appelée ainsi parce qu'elle utilise une cage d'écureuil, qui est un ensemble de barres conductrices courbées en forme de cercle et reliées aux deux extrémités par des anneaux. Le rotor est constitué d'un noyau en acier empilé avec des barres en aluminium ou en cuivre. Lorsque le stator est alimenté en courant alternatif, un champ magnétique est créé, ce qui induit un courant électrique dans les barres de la cage d'écureuil. Ce courant à son tour crée un champ magnétique qui fait tourner le rotor [11].

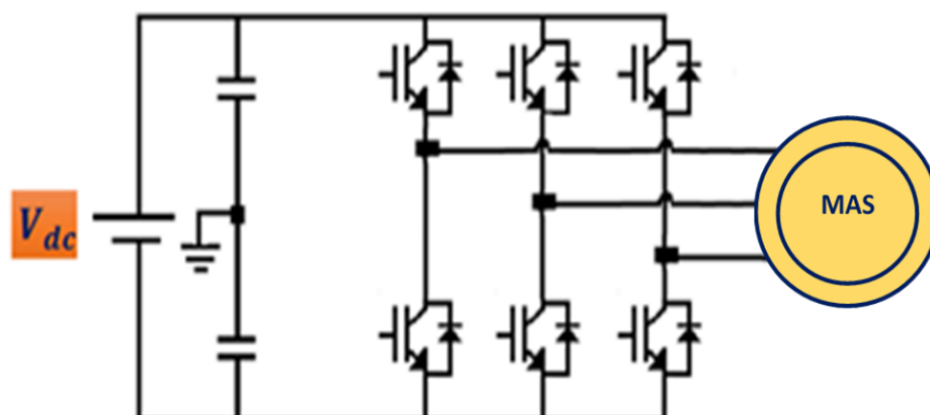


Figure 1-12 Schéma de machine asynchrone à cage d'écureuil

1.5.2 Machine asynchrone à rotor bobiné

Également connue sous le nom de machine asynchrone à bagues et balais, elle utilise un rotor avec des bobines électromagnétiques, plutôt qu'une cage d'écurie. Les extrémités de ces bobines sont connectées à des bagues collectrices, qui permettent au courant de circuler entre le rotor et le stator. Des balais, qui sont des contacts en graphite, sont utilisés pour transmettre le courant électrique entre les bagues collectrices et l'alimentation électrique externe. Ce type de machine asynchrone est moins courant que la machine à cage d'écurie et est généralement utilisé pour des applications spécifiques nécessitant des vitesses de rotation variables.

1.5.3 Machine asynchrone à double alimentation

La machine asynchrone à double alimentation (**MADA**) avec rotor bobiné présente un stator triphasé identique à celui des machines asynchrones classiques et un rotor contenant également un bobinage triphasé accessible par trois bagues munies de contacts glissants.

Ce type de machine est utilisé comme génératrice dans la plupart des projets de centrale éolienne, car il offre de grands avantages de fonctionnement. Intégrée dans un système éolien, la génératrice asynchrone à double alimentation permet de fonctionner sur une large plage de vitesses de vent, et d'en tirer le maximum de puissance possible, pour chaque vitesse de vent. Son circuit statorique est connecté directement au réseau électrique. Un second circuit placé au rotor est également relié au réseau mais par l'intermédiaire de convertisseurs de puissance. Etant donné que la puissance rotorique transitée est moindre.

Le coût des convertisseurs s'en trouve réduit en comparaison avec une éolienne à vitesse variable alimentée au stator par des convertisseurs de puissance. C'est la raison principale pour laquelle on trouve cette génératrice pour la production en forte puissance. Une seconde raison est la possibilité de régler la tension au point de connexion de cette génératrice il existe plusieurs types de machines asynchrones à double alimentation que nous allons décrire ci-dessous. Par ailleurs nous allons nous intéresser plus particulièrement à la génératrice utilisant des convertisseurs **MLI (modulation de largeur d'impulsion)** qui sont les plus utilisés et sont alors dimensionnés pour une fraction de la puissance nominale de la machine (**seulement 30%**). Ainsi le surcoût engendré par la présence de bobinages au rotor est alors compensé par l'économie réalisée sur les convertisseurs [13] [14].

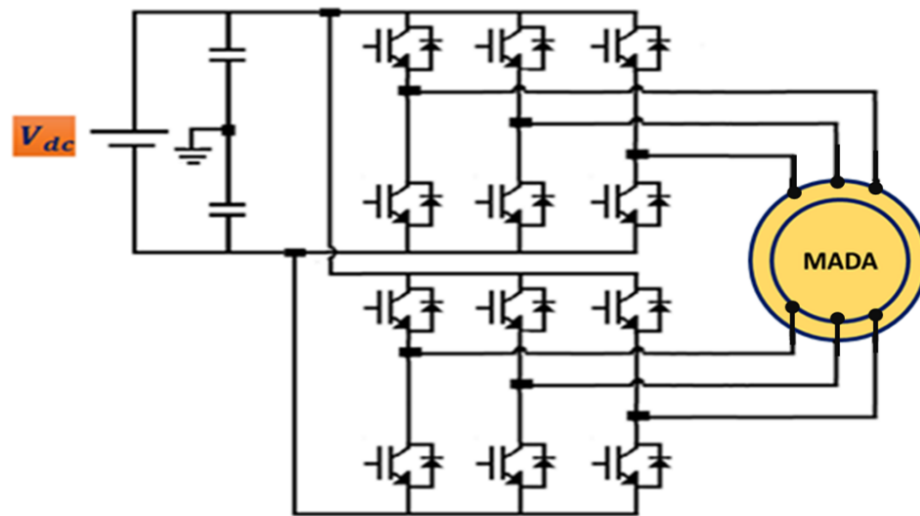


Figure 1-7 Schéma de machine asynchrone à double alimentation

1.5.4 Machine asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile (**MASDE**) se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\alpha=30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil, lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles-mêmes des courants induits rotoriques qui se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. Les grandeurs relatives aux deux étoiles seront notées respectivement par l'indice **1** et l'indice **2** [15].

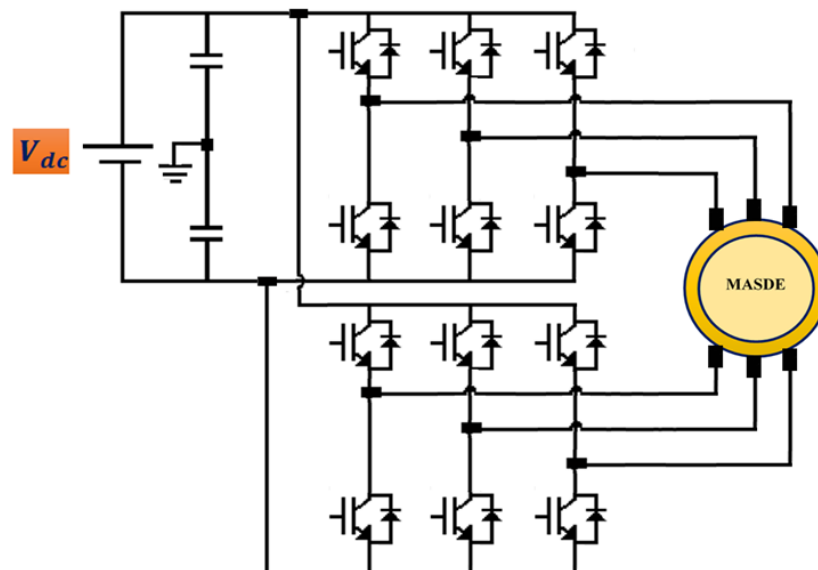


Figure 1-14 Exemple d'application d'une machine asynchrone double étoile.

1.6 Choix de structure étude

Dans ce contexte nous avons choisi la structure qui montre sur la Figure 1.15. Cette structure basée sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension a trois niveaux.

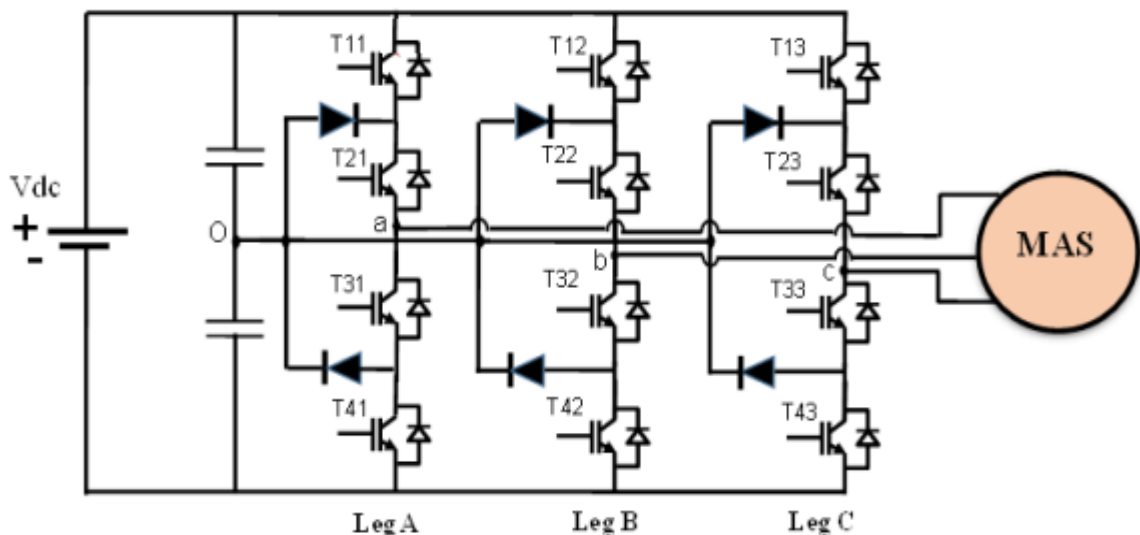


Figure 1-8 Schéma de structure d'association machine asynchrone/onduleur multiniveaux.

1.7 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation d'un état d'art sur les systèmes des entérinements électriques. Autre coté, nous allons présentent les différentes techniques de commande dédiée à la commander des onduleurs multi-niveaux.

Dans ce chapitre, nous avons présenté la description des principales topologies de la conversion multi-niveaux avec leurs avantages et inconvénients. Comme nous l'avons présenté des généralités globales sur les machines asynchrone, nous avons cité quelques domaines d'applications, cette dernière recherche liée également à des applications toujours plus performantes et plus puissantes.

Dans le chapitre suivant nous avons présente les modèles mathématiques de l'association machine asynchrone -onduleur de tension a trois niveaux.

Chapitre 2 :
Modélisation en vue de la commande de
l'association machine /onduleur multi niveaux

Chapitre 1 : Modélisation en vue de la commande de l'association machine/onduleur multi niveaux

2.1 Introduction

Dans ce chapitre nous allons montrer la modélisation de la machine asynchrone et d'onduleur de tension à trois niveaux. Le chapitre est divisé en deux parties pour simplifier l'étude. Dans la première partie, nous présentons le modèle Mathématique de la machine asynchrone triphasée. Dans la deuxième partie, nous montrerons le modèle Mathématique d'onduleur de tension à trois niveaux. Ensuite, nous donnerons les résultats de simulation de la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur de tension trois niveaux sans commande.

2.2 Modélisation de la machine asynchrone

La démonstration de la machine non convergente est une exigence essentielle pour remarquer et décomposer les différents développements de ses montants électromécaniques, électriques et attractifs d'un point de vue, puis à nouveau pour donner le contrôle important. Nous utiliserons un modèle de la machine décalée pour dépendre la manière puissante de se comporter des différents montants engagés avec le cadre de contrôle des grandeurs mécaniques de cette machine, pour se faire on doit tenir compte de quelques hypothèses simplificatrices.

2.3 Modelé dynamique de la machine asynchrone

La Figure 2- traite schématiquement de la machine asynchrone (MAS) en trois étapes. Il comporte six enroulements. Le stator de la machine comprend trois enroulements fixes décalés de 120° dans l'espace et croisés par trois flux variables. En effet, le rotor peut être démontré par trois enroulements indiscernables décalés dans l'espace de 120° . Ces enroulements sont en coupure la tension à leurs bornes est zéro. [16] [17] [18] [19]

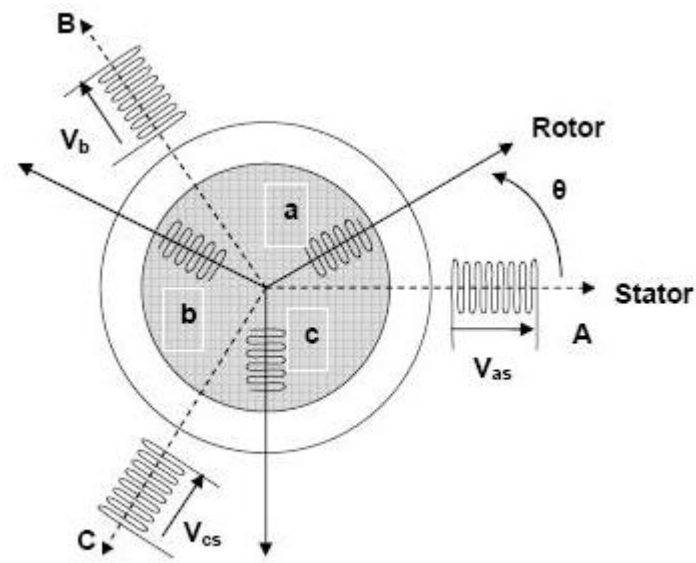


Figure 2-1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

2.4 Equation générale de la machine asynchrone

2.4.1 Equations électriques

Les équations des tensions régissant le fonctionnement d'une machine asynchrone s'écrivent sous forme matricielle

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Où :

$$[V_{sabc}] = [R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}]. \quad (2.2)$$

Et rotoriques :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Où :

$$[V_{rabc}] = [R_r][I_{rabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{rabc}] \quad (2.4)$$

Avec :

✚ R_s et R_r : Résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

2.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices (voire la référence [Zai21]) donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la MAS, qui s'écrivent sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Ou :

$$[\varphi_{sabc}] = [L_{ss}][I_{sabc}] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (2.7)$$

$$[\varphi_{rabc}] = [L_{rr}][I_{rabc}] + [M_{sr}]^t [I_{sabc}] \quad (2.8)$$

On obtient donc :

$$[M_{sr}] = M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

La substitution des équations (2.5) et ((2.6) dans (2.7) et (2.8), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (2.10)$$

$$[V_r] = [0] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} ([M_{sr}]^t \cdot [I_s]) \quad (2.11)$$

2.4.3 Equations mécaniques

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$C_{em} = J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega + C_r \quad (2.12)$$

Où : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

Avec :

- ✓ **J** : Moment d'inertie du rotor ;
- ✓ **Ω** : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- ✓ **f** : Coefficient de frottement visqueux ;
- ✓ **C_{em}** : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;
- ✓ **C_r** : Couple résistant, ou de charge ;
- ✓ **ω** : Vitesse angulaire électrique du rotor.

2.5 Transformation de Park

La transformation de la machine triphasée en une machine biphasée consiste à remplacer tout enroulement triphasé $[(S_1, S_2 \text{ et } S_3) \text{ ou } (R_1, R_2 \text{ et } R_3)]$ par deux enroulements, l'un sur l'axe direct (d) et l'autre sur l'axe en quadrature (q) (Figure 2.2). La transformation qui traduit ce passage du système triphasé (a, b et c) au système biphasé (d, q) est dite de Park [20].

- $\theta = \theta_p - \theta_r$
 - θ_p : Angle électrique entre \vec{S}_1, \vec{d} .
 - θ_r : Angle électrique entre \vec{R}_1, \vec{d} .
 - $\omega_p = \frac{d\theta_p}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au stator.
 - $\omega_r = X_{y2} \frac{d\theta_r}{dt}$: Vitesse angulaire des axes (d, q) par rapport au rotor.
-

Les angles sont liés par la relation :

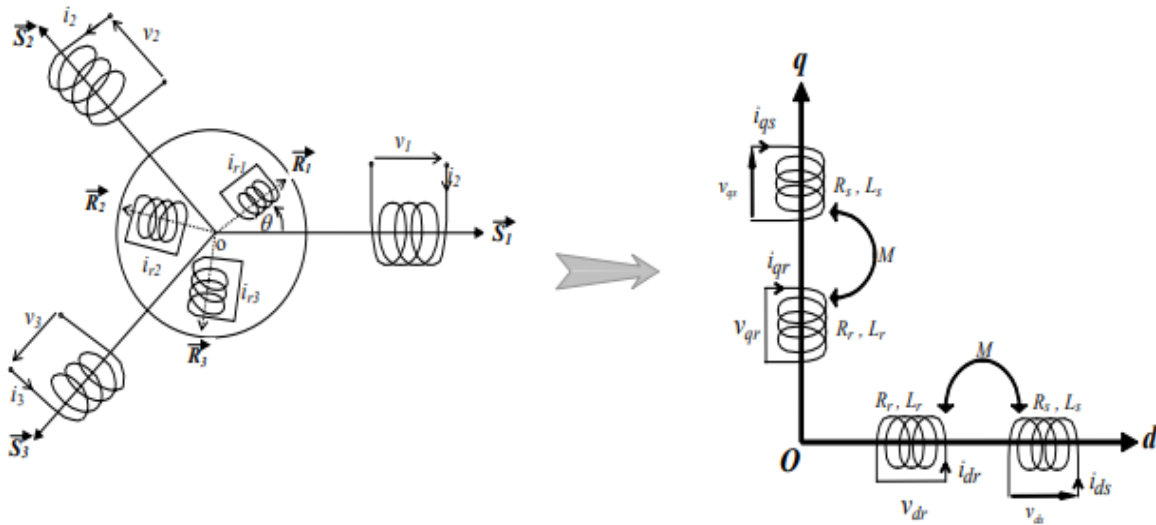


Figure 2-2 Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park.

Les matrices de passage directe, $[P(\theta)]$ et inverse $[P(\theta)]^{-1}$ sont données par :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

$$\text{Et on a : } \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} t = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_3 \\ X_2 \\ X_1 \end{bmatrix} t ; \begin{bmatrix} X_3 \\ X_2 \\ X_1 \end{bmatrix} t = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} t$$

2.6 Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

Dans le repère de Park (d, q) tournant à la vitesse angulaire ω_p , les équations (2.2) et (2.4) s'écrivent : [19] [20]

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_p \cdot \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} + \omega_p \cdot \varphi_{ds} \\ 0 = R_r * I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - \omega_r \cdot \varphi_{qr} \\ 0 = R_r * I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} + \omega_r \cdot \varphi_{dr} \end{cases} \quad (2.15)$$

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + M \cdot I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + M \cdot I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + M \cdot I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + M \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (2.16)$$

En introduisant les inductances cycliques :

- ✚ $L_s = L_s - M_s$; Inductance cyclique propre du stator.
- ✚ $L_r = L_r - M_r$: Inductance cyclique rotorique.
- ✚ $M = \frac{3}{2} M_{rs}$; Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

2.7 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension de type continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc [19] [11].

Grâce au développement technologique des composants des électroniques de puissance et l'apparition des nouvelles techniques de la commande des onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur de tension a deux niveaux doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée.

L'onduleur de tension à trois niveaux, se compose de deux étages avec trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs en série [11]. Chaque interrupteur comporte un transistor et une diode montée en tête bêche, on représente l'onduleur à deux niveaux par la Figure 2.3. De plus, cet onduleur est censé être à trois niveaux en transmettant trois degrés de

tension $(+U_{c1}, 0, -U_{c2})$. La conception choisie dans cette étude est l'onduleur de tension à trois étages de serrage par point neutre (NPC), comme le montre sur la Figure 2.3).

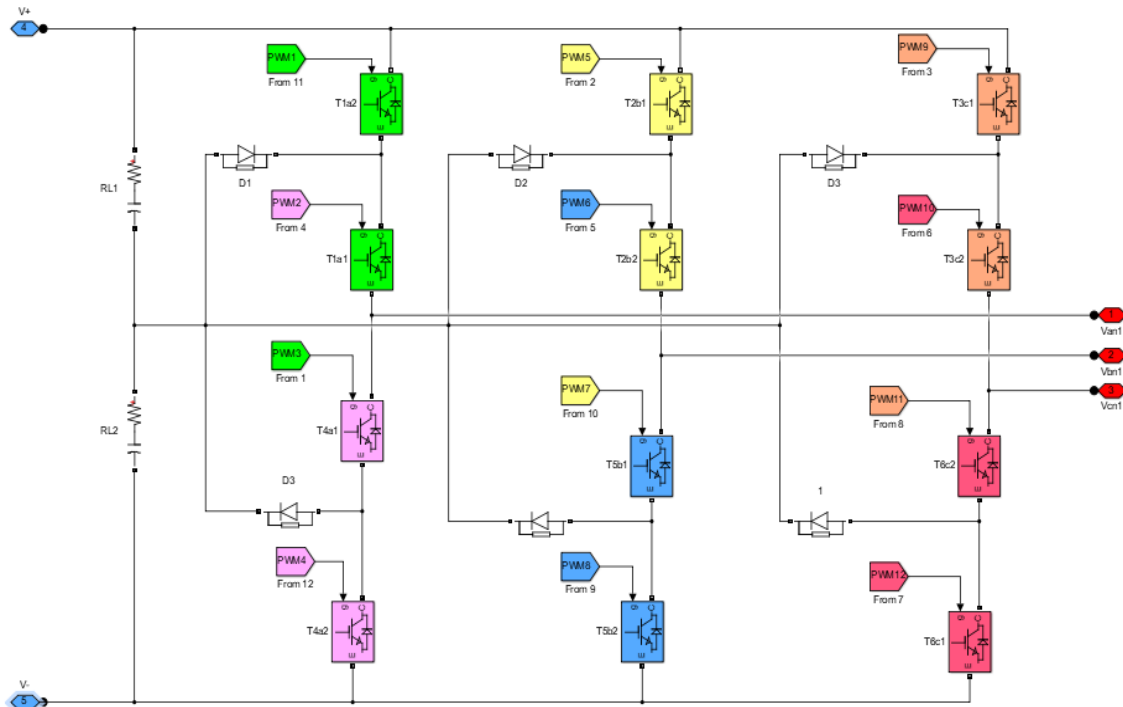


Figure 2-3 Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

Les efforts d'information de l'onduleur sont pensés pour être grands. De plus, il en résulte que, quel que soit la valeur de courant, véhiculé par cette alimentation, la tension à ses bornes reste constante $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3}$, la chute de tension aux bornes semi-conductrices est sans importance avant la tension de réserve qui est de la demande pour deux ou trois cents volts

Pour éviter le court-circuit des sources de tension par conduction de quelques commutateurs, et pour que le convertisseur soit complètement contrôlable, un ordre supplémentaire est pris.

$$\begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x4}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x3}} \end{cases} \quad (2.17)$$

Avec :

B_{xi} : Commande de base du transistor S_{xi} d'un bras x , $x = a, b$ et c ; $i = 1, 2, 3$ et 4 .

Les fonctions de connexion des bras de l'onduleur à trois sont donné par :

$$\begin{cases} F_{X1}^b = F_{x1} \cdot F_{x2} \\ F_{X0}^b = F_{x3} \cdot F_{x4} \end{cases} \quad (2.18)$$

Chapitre 2 : Modélisation en vue de la commande de l'association machine/onduleur multi niveaux

Avec :

X : Numéro du bras et **x**=a, b et c ;

Les potentiels des nœuds **a**, **b** et **c** de l'onduleur triphasé à trois niveaux, par rapport au point **N** de la source de tension d'entrée, sont donnés par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11} \cdot F_{12} U_{c1} - F_{13} F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} F_{14}) U_c \\ V_{bn} = F_{21} \cdot F_{22} U_{c1} - F_{23} F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} F_{24}) U_c \\ V_{cn} = F_{31} \cdot F_{32} U_{c1} - F_{33} F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} F_{34}) U_c \end{cases} \quad (2.19)$$

L'onduleur de tension à trois niveaux est équivalent à deux onduleurs à deux niveaux en série.

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \\ F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \\ F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (2.20)$$

En introduisant l'expression de ces dernières dans les tensions d'entrée on aboutit à :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_c \\ V_{bn} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \\ V_{cn} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \end{cases} \quad (2.21)$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} F_{14} - F_{23} F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} F_{24} - F_{33} F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} F_{34} - F_{13} F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (2.22)$$

Si on admet que les tensions simples du récepteur forment un système triphasé équilibré, on aura :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (2.23)$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left[\begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{210}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right] \quad (2.24)$$

Les tensions simples sont données comme suite:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

2.8 Stratégie de commande de largeur d'impulsion sinus triangle

La modulation de largeur d'impulsion sinus triangle (**MLI-ST**) est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (**tension de référence**) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

$$\begin{cases} V_{p1}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin.} \cos(2\pi f_p \cdot t) \\ V_{p2}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin} \left(\cos(2\pi f_p \cdot t) - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (2.26)$$

Le principe de commande **MLI-ST** (**modulation de largeur d'impulsions**) à trois niveaux est montré par suivante.

La modulation triangle-sinusoidale est appelée également modulation de largeur d'impulsion intersectée puisque son principe repose sur l'intersection d'une onde modulante basse fréquence, dite tension de référence, généralement, sinusoidale, avec une onde porteuse haute fréquence de forme, généralement, triangulaire, d'où l'appellation triangle-sinusoidale. Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance. Deux paramètres caractérisent cette commande si la référence est sinusoidale ;

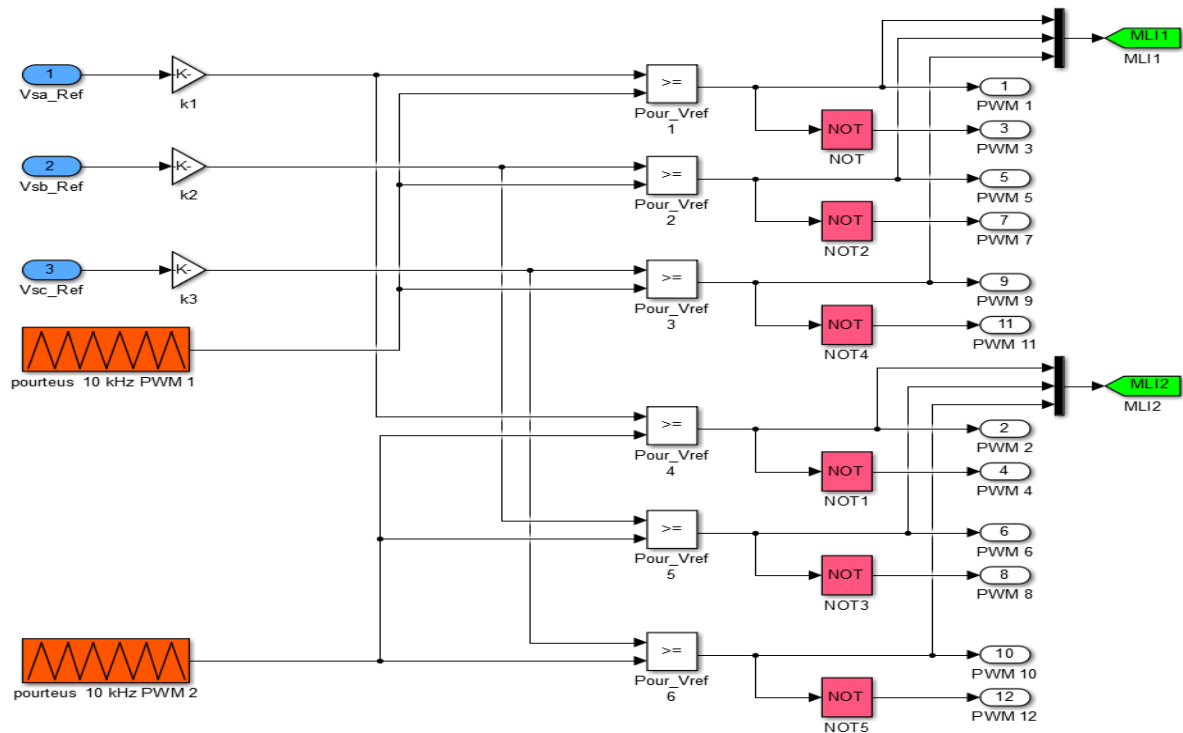


Figure 2-4 Principe de la commande MLI-ST à trois niveaux.

Pour générer les impulsions de commande **MLI-ST** du convertisseur à trois niveaux de tensions, deux porteuses triangulaires d'amplitude et de fréquence est nécessaire (Figure 1-4) Elle est ensuite comparée au signal des références (**sinusoïdale**) d'amplitude et de fréquence. Chaque comparaison donne **1** si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, **0** dans le cas contraire.

Après la réalisation de simulation de la commande **MLI-ST** de l'onduleur de tension a trois niveaux, on obtient les formes d'ondes présentées sur la Figure 2-5.

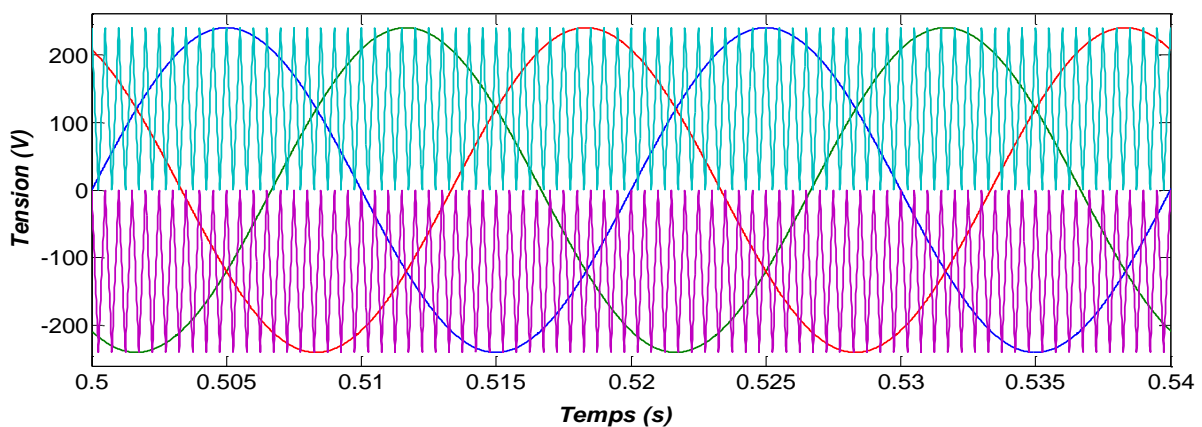


Figure 2-5 Tensions de référence avec les deux signales de porteuse.

2.9 Simulation de l'association machine-onduleur sans commande

Cette section est destinée à la présentation de l'ensemble des résultats de simulation sans commande de la MAS triphasée alimentée par l'onduleur de tension à trois niveaux commandé par la technique MLI-ST. De plus, donc nous nous limitons aux résultats correspondants à la MLI-ST. Afin de simuler les réponses du système réel, en se basant sur le modèle du système d'entraînement présenté précédemment nous avons développé un modèle de la commande de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux sous forme de schéma-blocs (Figure 2-6 Erreur ! Source du renvoi introuvable.) implanté dans l'environnement du logiciel *Matlab/Simulink*.

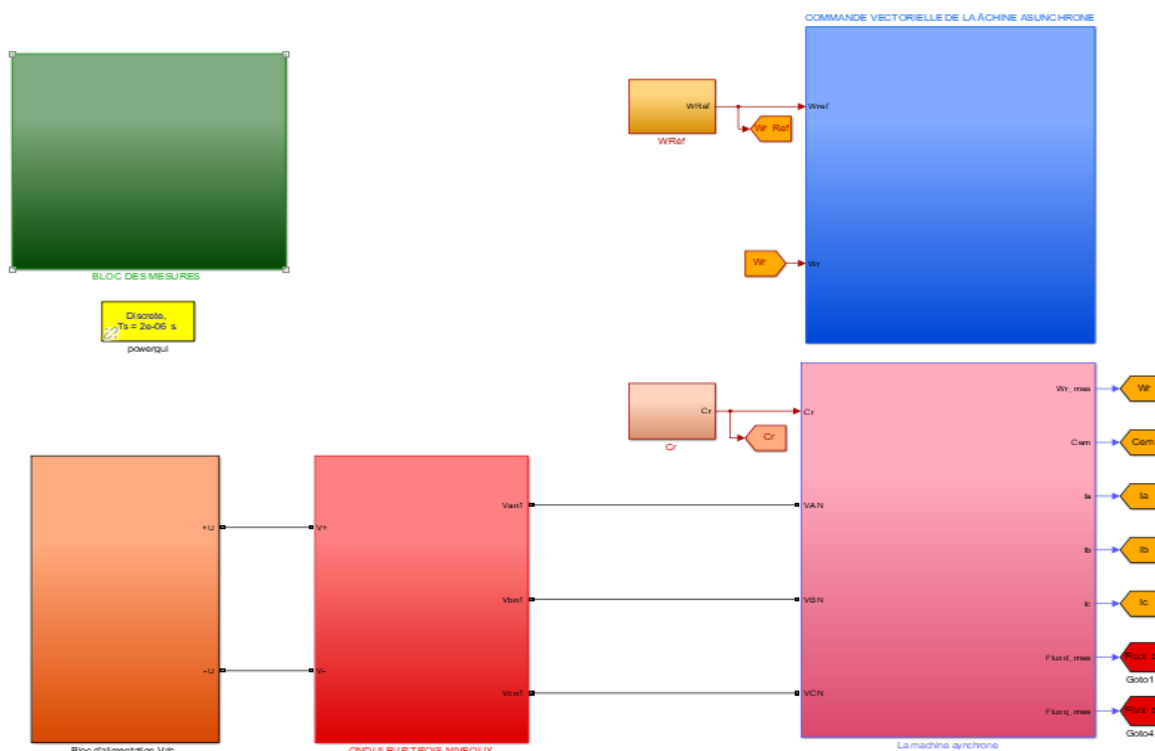


Figure 2-6 Modèle de simulation sous *Matlab/Simulink* de l'association machine-onduleur trois niveaux.

2.9.1 Résultats de simulation

Le système d'entraînement électrique basé sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux sans commande, les paramètres du système au niveau de l'Annexe A, est démarré à une vitesse $N_{Réf} = 1000 \text{ } t_r / \text{min}$, ensuite un couple de charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ est appliqué à l'instant $t = 2\text{s}$, les principaux résultats de simulation de ce cas de fonctionnement (sans commande) sont montrés par les courbes des Figures suivantes :

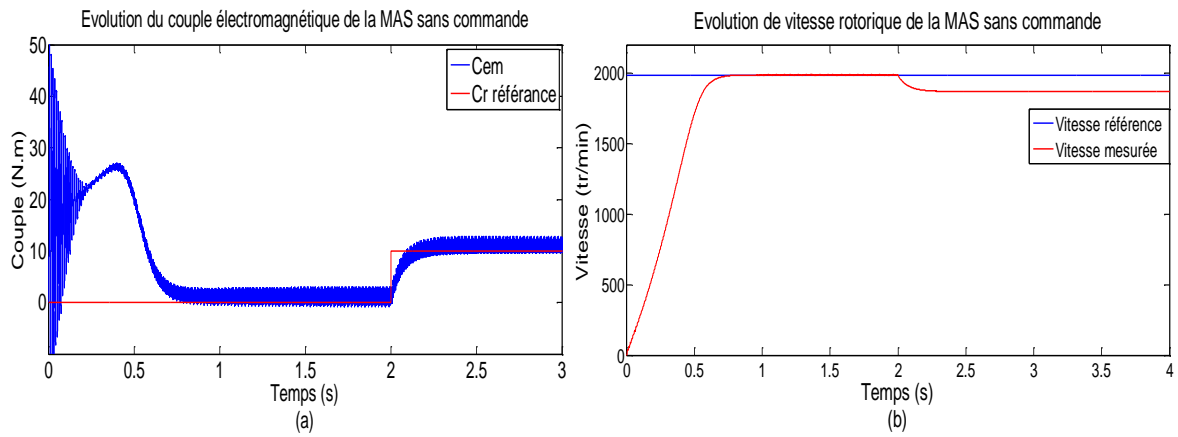


Figure 2-7 Allures des grandeurs mécaniques de la MAS sans commande.

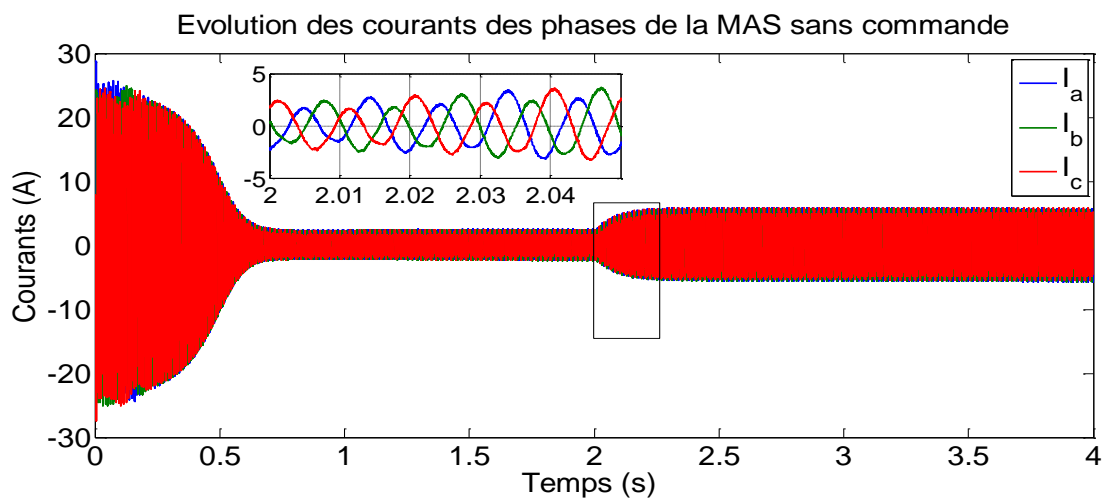


Figure 2-8 Allures des courants des phases de la MAS sans commande .

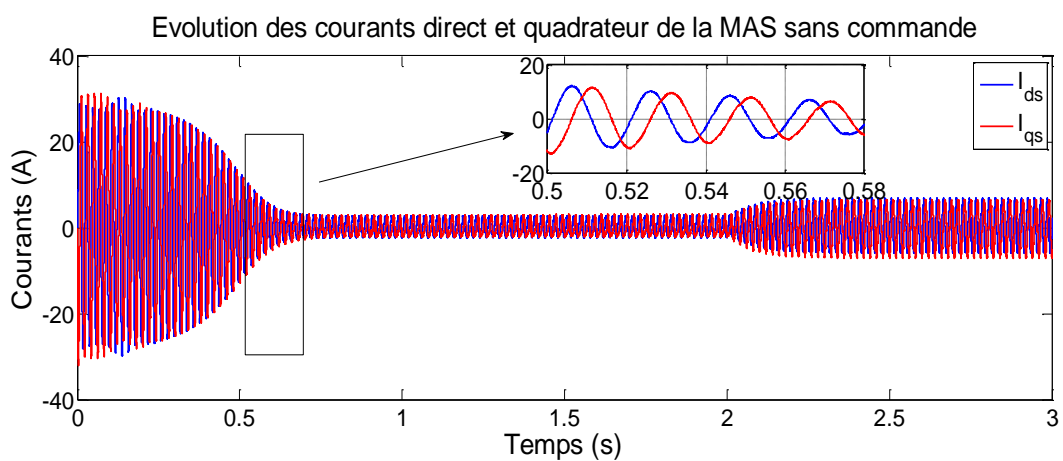


Figure 2-9 Allure de deux courants direct et quadratique de la MAS sans commande.

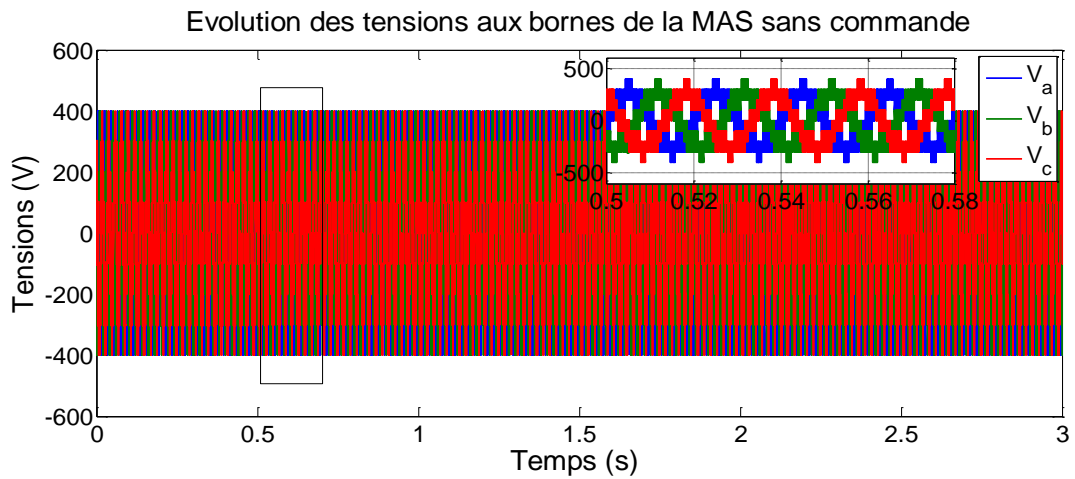


Figure 2-10 Allure des tensions aux bornes de la MAS sans commande.

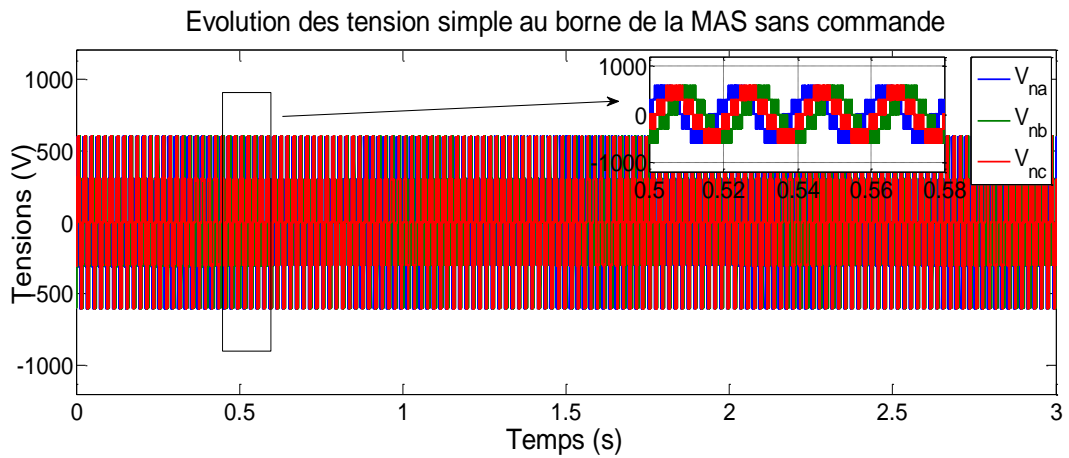


Figure 2-11 Allure des tensions simple au borne de la MAS sans commande.

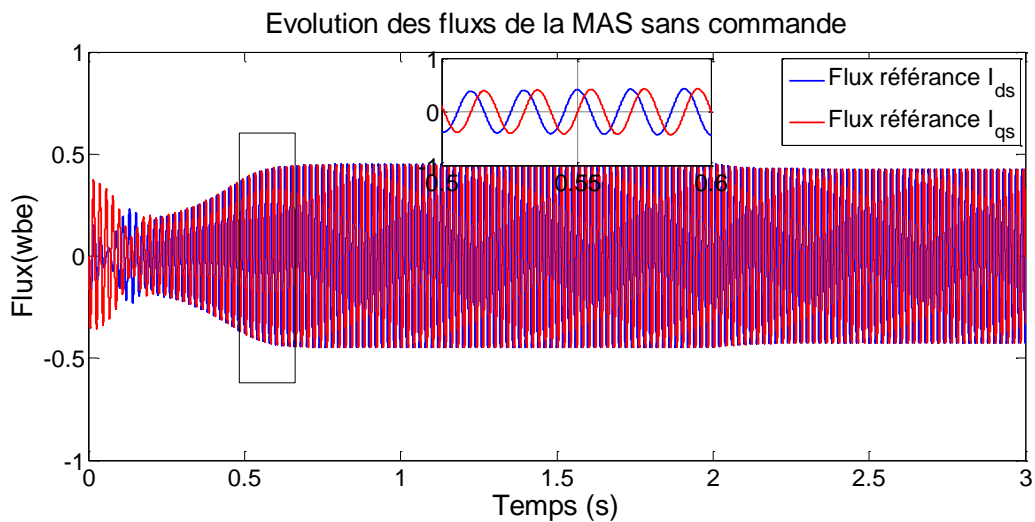


Figure 2-12 Allure des fluxs de la MAS sans commande.

Pour valider la modélisation du système qui présenté présidèrent, nous présentons dans cette section les résultats de simulation numérique illustrant la réponse du comportement de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux.

Les résultats de simulation obtenus sans commande de l'association machine asynchrone/onduleur de tensions a trois niveaux à structure NPC en utilisant la technique de commande MLI-ST.

Les Figures du 2.7 au 2.12 représentent les réponses des grandeurs mécanique et électriques de la MSA, tel que : la vitesse, le couple électromagnétique, les courants statoriques, les deux composantes du courant et du flux et les deux tensons simple et compose, tous les résultats obtenus de la machine asynchrone pour une simulation de l'association machine/onduleur à vide lors du démarrage jusqu'à l'application du couple résistant $C_r=10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=2\text{s}$.

2.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présente la modélisation en vue de la commande de la MAS triphasée et la modélisation en vue de la commande de l'onduleur de tensions à trois niveaux. Cette simulation nous a permis de créer un modèle mathématique de cette machine, ainsi qu'un modèle de l'alimentation représentée par un onduleur de tension à trois niveaux qui est contrôlé par la stratégie MLI-ST. En conséquence, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équations d'état de la machine que nous avons préalablement validés à l'aide d'une simulation numérique sous logicielle *Matlab/Simulink*. Ensuite, nous avons interprété les résultats de simulation obtenus de la MAS sans commande.

Dans le prochain chapitre nous avons représenté la commande vectorielle et la commande par logique Floue de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tensions à trois niveaux.

Chapitre 3 :
Etude comparative entre la commande linéaire
(PI) et non linéaire (FLC) de l'association
machine/onduleur

Chapitre 3 : Etude comparative entre la commande linéaire (PI) et non linéaire (FLC) de l'association machine/onduleur

3.1 Introduction

Les méthodes de réglage traditionnelles se sont révélées utiles pour les systèmes simples à décrire avec des paramètres bien définis. Mais ce n'est pas toujours le cas. La plupart des systèmes industriels sont non linéaires et ont des propriétés variables dans le temps. La précision de chaque modélisation et la présence d'erreurs de mesure rendent les procédures typiques inutiles pour ce type d'ajustement, augmentant la sensibilité de l'ajustement.

A travers ce chapitre, nous offrons la commande vectorielle sur la MAS, d'abord nous fournissons la modélisation de la machine, puis enfin nous faisons une comparaison entre les réponses de l'onduler à trois niveaux par régulateur PI et par logique Flue.

3.2 Principe de la commande vectorielle

La complexité du contrôle des systèmes d'entraînement électrique (des machines à induction) réside dans la non-linéarité du module du système d'entraînement électrique et l'effet dans de couplage intrinsèque entre le couple électromagnétique et le flux. Dans le dernier, le couple électromagnétique est communiqué par un résultat vectoriel du courant induit et du flux inducteur. Ainsi, pour les machines à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont normalement orthogonaux [21] [22].

L'idée fondamentale du contrôle vectoriel (FOC) est de disposer les composantes du flux statique, rotatif ou émis sur un axe de référence tournant à une vitesse de $1000\pi/s$. Le principe fondamental de la commande par orientation de flux (commande vectorielle) est l'orientation d'un de ces trois flux selon l'axe "d" de la référence. Ce sens se traduit par la déclaration du couple électromagnétique comme celui de la machine à courant continu avec une excitation différente ; le développement du couple et la production de flux sont indépendants (Figure 3.1), et il existe un couplage distinctif entre le courant majeur contrôlant le flux, le courant d'excitation, et le courant majeur lié au couple, le courant induit. Du fait d'une structure de commande similaire à celle d'une machine à flux continu avec une excitation différente, le but de la commande vectorielle des machines asynchrones est de travailler sur leur comportement

dynamique et statique. Le choix final pour compléter le couplage électromagnétique entre le flux et le couple de la machine.

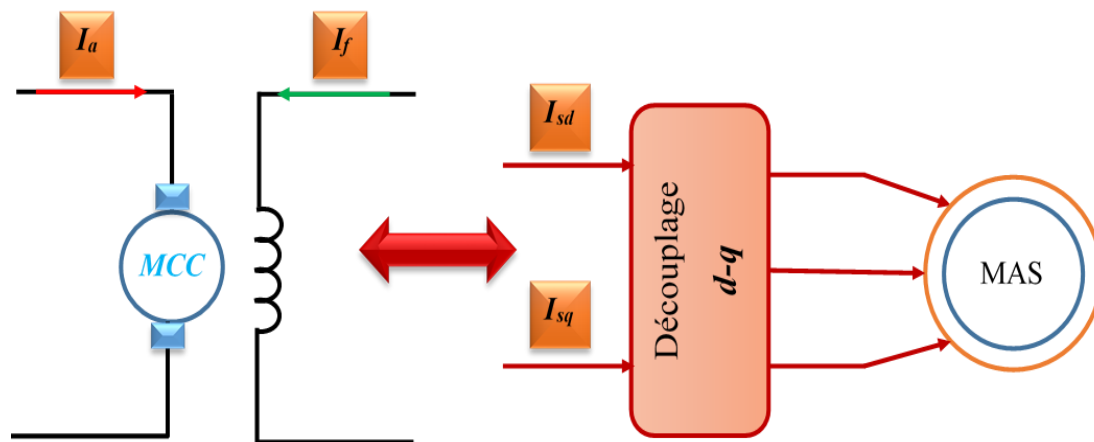


Figure 3-1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé

Le couple électromagnétique de la machine à courant continu excitation séparée est donné par la relation suivante :

$$\begin{cases} C_{em} = K_a \phi_a I_a \\ \phi_a = K_f I_f \end{cases} \quad (3.1)$$

Avec :

- I_a : Courant d'induit ;
- ϕ_a : Flux imposé par le courant d'excitation ;
- I_f : Courant d'excitation ;
- K_a et K_f : Constante.

Le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasé est donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = K_m I_{ds} I_{qs} \quad (3.2)$$

3.3 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Dans le cadre de notre travail, nous utilisons la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté, cette méthode n'exige pas d'estimer l'amplitude du flux rotorique mais d'utiliser directement l'amplitude de référence ϕ_{rd}^* . De plus, la commande vectorielle indirecte exige la

présence d'un capteur de vitesse (position) du rotor ainsi que deux capteurs de courant statorique [23] [19].

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une bonne connaissance de la position du flux à orienter à tout instant et de le faire coïncider avec l'axe direct "d" pour garantir un découplage correct entre le flux et le couple électromagnétique quel que soit le point de fonctionnement. Ainsi, on peut choisir d'orienter le repère de manière à ce que l'axe "d" porte entièrement le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer, car cela permet d'obtenir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers le courant statorique.

Sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite les deux conditions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r^* \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Les équations de la machine asynchrone triphasée et dans un référentiel lié aux champs tournants (d-q) deviennent :

Le couple machine ne dépend que de la composante en quadrature du courant statorique I_{sq} :

$$C_{em}^* = p \frac{M}{L_r} \phi_r^* I_{sq} \quad (3.4)$$

Le flux rotorique ne dépend que le courant statorique I_{sd} :

$$\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} = M I_{sd} \quad (3.5)$$

L'angle d'orientation est donné comme suit :

$$\theta_s = \int \omega_s + p\Omega_m \quad (3.6)$$

La pulsation rotorique peut être exprimée par :

$$\omega_r = \frac{M I_{sq}}{T_r \phi_r^*} \quad (3.7)$$

En régime permanent :

$$\phi_r^* = M I_{sd} \quad (3.8)$$

On obtient les équations de tension de référence sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds}^* = R_s I_{ds} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{qs}^* = R_s I_{qs} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (3.9)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (3.10)$$

Les éléments T_r et σ est écrite comme suit :

$$\begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (3.11)$$

Avec :

- T_r : Constante de temps rotorique ;
- σ : Coefficient de dispersion de Blondel.

3.3.1 Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS

En exploitant les équations précédentes, on peut déduire le schéma bloc générale de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone alimentée par un convertisseur basé sur la commande vectorielle est représenté par la Figure 3-2.

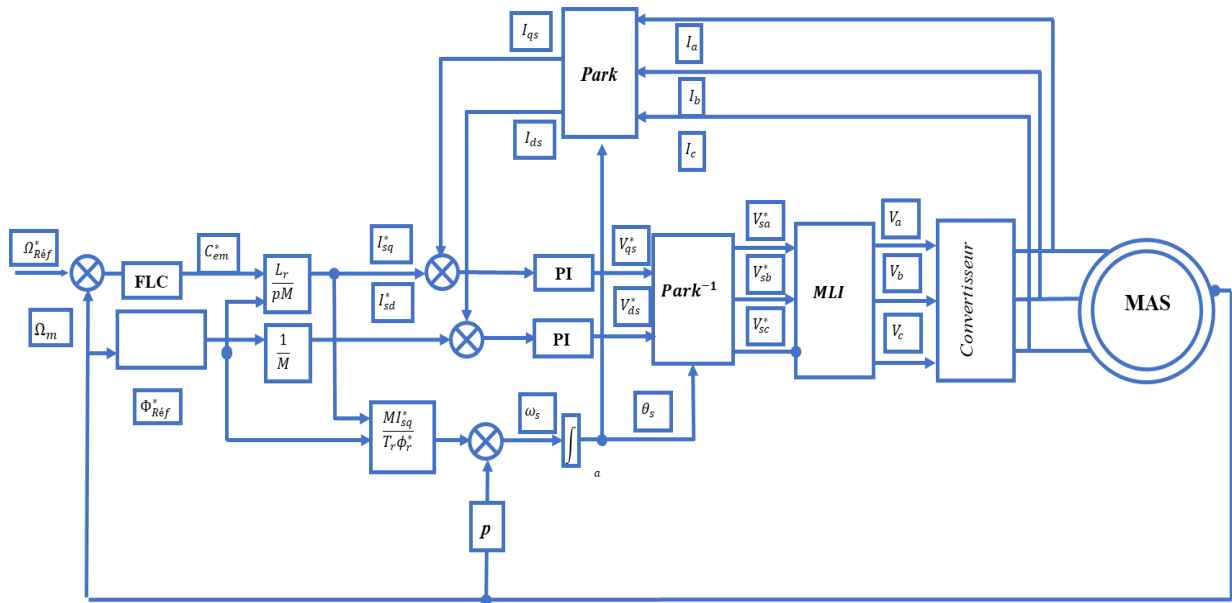


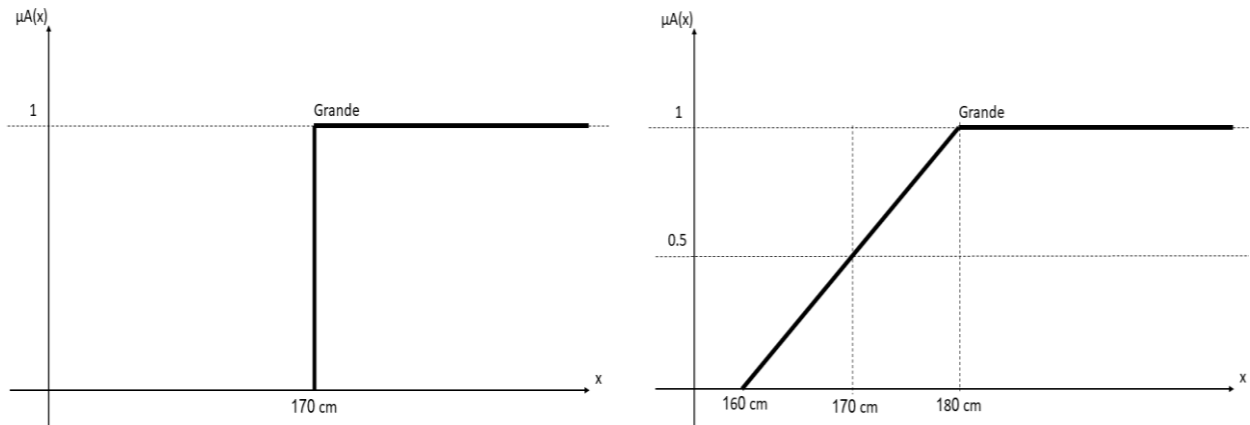
Figure 3-2 Schéma globale de la commande vectorielle indirecte de la MAS.

Le schéma de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone triphasée basée sur la commande vectorielle présentée sur la Figure 3-2, est constitué des boucles de contrôle en cascade et d'un bloc de calcul de l'angle θ_s . Les boucles des régulations internes sont celles des courants I_{ds} et I_{qs} et la boucle de régulation externe est celle de la vitesse Ω . La sortie du régulateur de vitesse donne la référence du couple électromagnétique (image du courant I_{sq}), la référence du courant I_{sd} est l'image de flux rotorique appliqué. Enfin, les tensions de référence V_{ds}^* et V_{qs}^* obtenues à la sortie des régulateurs des courants sont transformées dans le repère lié au stator en utilisant l'angle θ_s et serviront de références au bloc MLI.

3.4 Concept de base de l'ensemble Floue

Dans la théorie des ensembles traditionnels, une entité peut être classée comme appartenant ou non à un ensemble. Dans la pratique, il est rare de rencontrer des éléments dont le statut est bien défini. Où exactement une personne haute et une personne courte varient-elles, par exemple (Figure 3.3). En effet, l'un est court ou haut selon la logique bivalente ($x_{170cm} : \text{not tall} ; x_{170cm} : \text{tall}$). C'est drôle, hein ? Je suis grand si j'ai 170 cm, et petit si je suis 169 cm... Cette pause est vraiment ridicule [24] [25] [26].

Je ne suis en fait ni très grand ni vraiment petit à 170cm ; mais, à 175cm, je commence à être vraiment grand, et à 180cm je suis extrêmement grand. Voici une illustration typique de l'utilisation de la logique Fuzzy.



(a) Logique classique

(b) Logique Floue

Figure 3-3 Classification des personnes selon la taille.

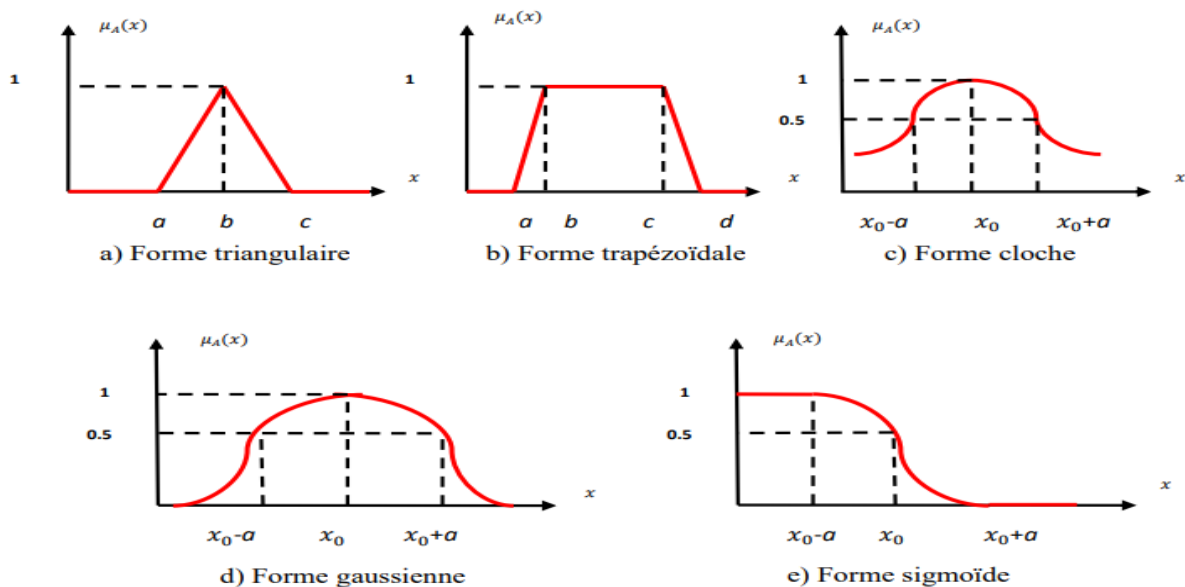


Figure 3-4 Différentes formes des fonctions d'appartenance.

3.5 Structure d'un système Floue

On trouve deux façons de comprendre un système Floue : Mathématiquement ou Logiquement. En effet, un système Fuzzy est une fonction non linéaire qui connecte un vecteur

de données d'entrée à un vecteur de données de sortie d'un point de vue mathématique. En effet un système Floue est logiquement parlant sur un système avec une certaine structure composée de quatre modules principaux : La base de connaissances, la Fuzzification, le moteur d'Inférence et la Défuzzification. De plus, l'application la plus populaire de la logique Floue est la commande Blurry. En fait, l'utilisation de cette stratégie permet souvent d'effectuer des ajustements très efficaces sans nécessiter de modélisation approfondie.

Par opposition à un régulateur standard, le contrôleur par Logique Floue (FLC) ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais utilise des inférences (déductions) avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques.

La Figure 3.5 montre la configuration de base d'un contrôleur de type FLC, pris comme exemple d'un système Floue et qui sera l'objet de notre étude dans les prochaines sections.

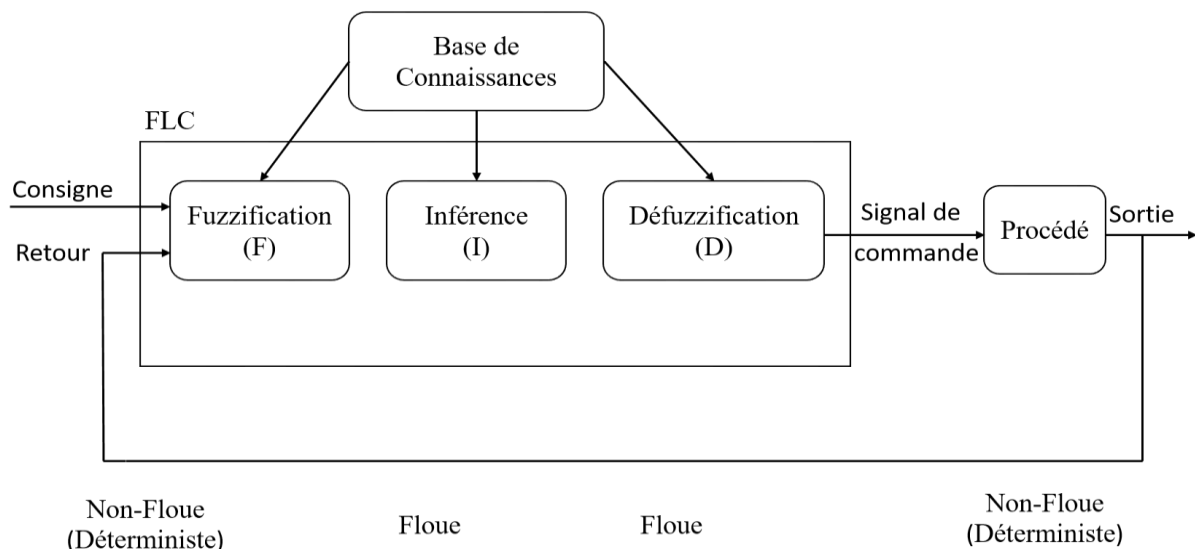


Figure 3-5 Configuration de base d'un régulateur par logique Floue.

Comme le système à commander ne reçoit que des valeurs réelles (non- Floues), un contrôleur FLC devrait convertir les valeurs réelles à son entrée en valeurs Floue, les traiter avec les règles Floue et reconvertir le signal de commande, de valeurs Floue en valeurs réelles, pour l'appliquer au procédé. De plus, les rôles de chaque bloc peuvent être résumés comme suit puis détaillés, pour plus de clarification :

1. **Bloc de Fuzzification** effectue les fonctions suivantes :

- Mesure des variables d'entrées ;
- Établit les plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir des valeurs des variables d'entrées ;

- Effectue une fonction de **Fuzzification** qui convertit les données d'entrée en valeurs linguistiques convenables.
- 2. **Bloc de base de connaissances**, ou base de règles, caractérise les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques de contrôle ;
- 3. **Bloc d'inférence** est le cerveau d'un contrôleur **FLC**, qui possède la capacité de simuler les décisions humaines et de déduire (**inférer**) les actions de commande **Floue**, à l'aide de l'implication **Floue** (section IV) et des règles d'**Inférence** ;
- 4. **Bloc de defuzzification** fournit un signal de commande non- **Floue (réel)** à partir du signal Floue déduit.

3.6 Conception d'un régulateur par Logique Floue (FLC)

La Figure 3.7 illustre les principales phases de la conception d'un contrôleur **FLC**. Le système (**processus**) qui doit être contrôlé doit d'abord faire l'objet d'une recherche et d'une description détaillée. Au lieu de faire une analyse pour créer un modèle mathématique, il convient d'identifier les quantités mesurables et d'examiner le comportement dynamique du processus en réponse aux changements de la quantité de commande. L'approche d'ajustement peut alors être déterminée en établissant les règles pertinentes.

La conception d'un contrôleur **FLC**, qui intègre la **Defuzzification**, l'**Inférence** et la **Fuzzification**, est la prochaine étape. Pour découvrir un comportement approprié, il est souvent essentiel de modifier les fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie à travers de nombreuses itérations. Il convient de souligner que la compréhension du modèle mathématique du processus n'est pas essentielle pour le contrôle par logique Floue. Cependant, si un modèle est fourni (comme dans notre cas), il peut être utilisé pour tester et ajuster la méthode d'ajustement afin d'obtenir la meilleure régulation possible [26].

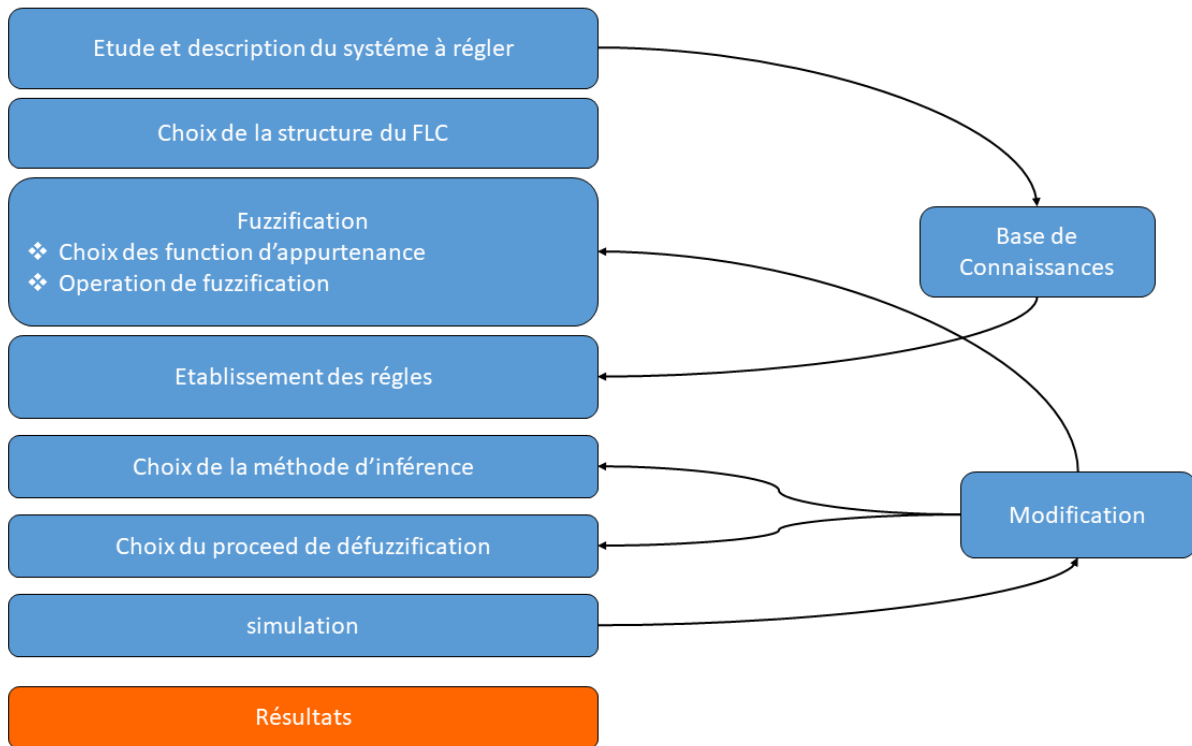


Figure 3-6 Etapes principales pour la conception d'un contrôleur FLC.

3.7 Pourquoi la Logique Floue dans la commande de machine asynchrone

Les équations d'état peuvent être utilisées pour représenter les machines asynchrones, comme cela a été abordé dans le premier chapitre. La commande par **logique Floue** est souvent utilisée pour réguler des processus (une ligne de fabrication, par exemple) lorsque la modélisation est peu pratique ou imprécise. Alors pourquoi utiliser la **logique Floue** pour gérer des machines asynchrones ? Quels sont les avantages d'utiliser cette stratégie avec ces machines asynchrones ? Voici un résumé des réponses à ces questions :

Le processus utilisé par la machine asynchrone est très non linéaire. Ce système peut mieux fonctionner avec un régulateur non linéaire qu'un régulateur normal. Le contrôleur **FLC** est un régulateur non linéaire, nous pouvons donc l'utiliser pour créer un système de contrôle haute performance. La commande par **Logique Floue** est également plus simple à construire que les autres techniques contemporaines (commande adaptative classique, commande par réseau de neurones).

3.8 Commande Floue de la vitesse d'une machine asynchrone a Flux statorique orienté

Cette partie est consacrée à l'application de la logique Floue à la commande de vitesse d'une machine asynchrone à cage d'écuréuil et à Flux statorique orienté. A noter que toutes les notions - La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'Inférence présentées dans le deuxième chapitre ont été conservées.

3.8.1 Structure de base d'un contrôleur Floue de vitesse

Généralement, la conception d'un régulateur Floue pour la commande des entrainements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- ✚ Choix des variables linguistiques ;
- ✚ Choix des fonctions d'Appartenance ;
- ✚ Choix de la méthode d'Inférence ;
- ✚ Choix de la stratégie de Defuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur Floue sont généralement l'erreur (différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la figure suivante :

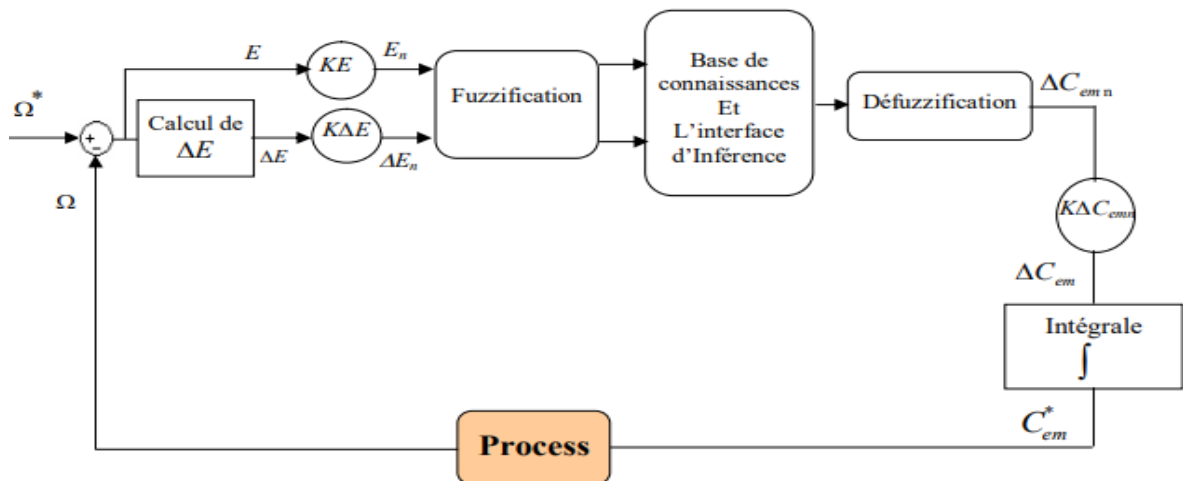


Figure 3-7 Structure du régulateur Floue de vitesse.

Les deux entrées du contrôleur Floue sont l'erreur de vitesse et sa variation.

L'erreur de vitesse notée E est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r(t) \quad (3.12)$$

-La variation de l'erreur de vitesse notée ΔE est définie par :

$$de = \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta T} \quad (3.13)$$

3.8.2 Fuzzification

Cette étape s'occupe de la transformation des valeurs numériques aux entrées en valeurs **Floue** ou variables linguistiques. Les variables d'entrées qui sont l'erreur de vitesse et sa variation sont soumises à une opération de **Fuzzification** et par conséquent converties à des ensembles **Floue**. L'univers de discours normalisé de chaque variable du régulateur (l'erreur, sa variation et la variation de la commande) est subdivisé en cinq ensembles **Floue**. Ceux-ci sont caractérisés par les désignations standards suivantes :

- Négatif grand noté **NG** ;
- Négatif moyen noté **NM** ;
- Positif moyen noté **PM** ;
- Positif petit noté **PP** ;
- Négatif petit noté **NP** ;
- Positif grand noté **PG** ;
- Environ de zéro noté **EZ**.

Pour les fonctions d'appartenance, on a choisi pour chaque variable les formes triangulaires et trapézoïdales comme la montre sur la Figure suivante :

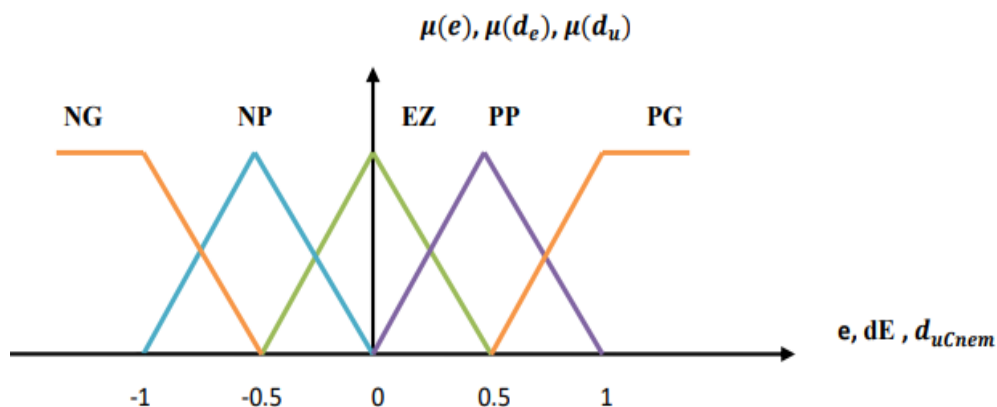


Figure 3-8 Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur Floue.

3.8.3 Base des règles

La base de règles utilise des règles de contrôle du langage pour exprimer la méthode de contrôle et l'objectif visé. Il permet de déterminer le choix ou la ligne de conduite que prendra le contrôleur Floue ainsi que l'expression qualitative du lien entre les variables d'entrée et la variable de sortie. Les règles de commande liant la sortie aux entrées peuvent être établies à partir de l'étude du comportement du système. Chacune des deux entrées de langage du contrôleur Floue contient cinq ensembles Floue, produisant un ensemble de vingt-cinq règles. La matrice d'Inférence suivante peut servir de représentation de ceux-ci :

Tableau 3.1 Matrice d'Inférence des règles Floue.

<i>Atemi</i>		<i>Dwr</i>						
		<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>PP</i>	<i>EZ</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>NG</i>
<i>Wr</i>	<i>NM</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>NM</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>NG</i>
	<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>EZ</i>	<i>NP</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>NG</i>
	<i>PP</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PM</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>NM</i>
	<i>EZ</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>PP</i>	<i>EZ</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>NG</i>
	<i>PM</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PG</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>NP</i>
	<i>PG</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>EZ</i>
	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NG</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>NG</i>

La logique de détermination de cette matrice des règles est basée sur une connaissance globale ou qualitative du fonctionnement du système. A titre d'exemple, prenons les deux règles suivantes :

Si E est PG et dE est PG Alors dC_{nem} est PG

Si E est EZ et dE est EZ Alors dC_{nem} est EZ

Elles indiquent que si la vitesse est trop petite par rapport à sa référence (E est), alors il faut un appel de couple grand (C est PG) d nem pour ramener la vitesse à sa référence. Et si la vitesse atteint sa référence et s'établit (E est EZ et dE est) alors grader le même couple (C est EZ) d_{nem}.

3.8.4 Mécanisme d'inférence

A partir de la base des règles et les sous-ensembles Floues correspondant à la Fuzzification, le mécanisme d'inférence Floue permet la détermination des variables Floue de

sortie. En effet, la traduction des opérateurs ‘‘Et’’, ‘‘Ou’’ et ‘‘ Alors ’’ par des fonctions et la combinaison de ces différentes fonctions donnent la sortie Floue du régulateur. Comme on l’a mentionné précédemment, plusieurs méthodes d’Inférence ont été élaborées pour réaliser les opérateurs Floue. Dans notre travail, on a adopté la Méthode d’Inférence « Max-Min ». Dans cette méthode l’opérateur ‘‘Et’’ est représenté par la fonction Produit, l’opérateur ‘‘Ou’’ par la fonction Somme ou Moyenne et pour la conclusion, l’opérateur ‘‘ Alors’’ est représenté par la fonction Produit.

3.8.5 Defuzzification

La sortie Floue doit être convertie en une valeur numérique avant d’être calculée. Cette transition peut être accomplie à travers une variété de stratégies. L’approche du centre de gravité, que nous avons employée dans notre travail, est la plus populaire. L’équation suivante donne l’abscisse du centre de gravité qui correspond à la sortie du régulateur :

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \cdot \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (3.14)$$

Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d’Inférence Max Min :

$$dC_{nem} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi}}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci}} \quad (3.15)$$

Ou : dC correspondant à la deuxième i règle et $G_i x$ est l’abscisse de son centre de gravité.

3.9 Simulation de la commande vectorielle indirecte du système (PI et FLC)

Dans cette partie, nous présentent les allures des résultats de simulation de la commande vectorielle de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension a trois niveaux contrôlés par des deux techniques de commande linéaire et non-linéaire (contrôleur PI et contrôleur FLC) est faite sous *Matlab/Simulink*.

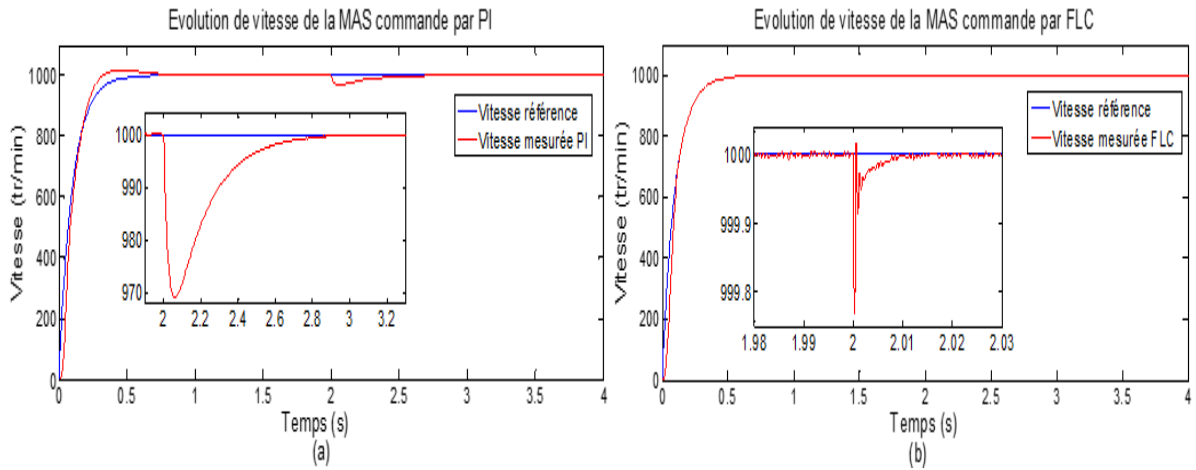


Figure 3-9 Allures des vitesses de la MAS, (a) : Vitesse mécaniques obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Vitesse mécaniques obtenu avec le contrôleur par FLC.

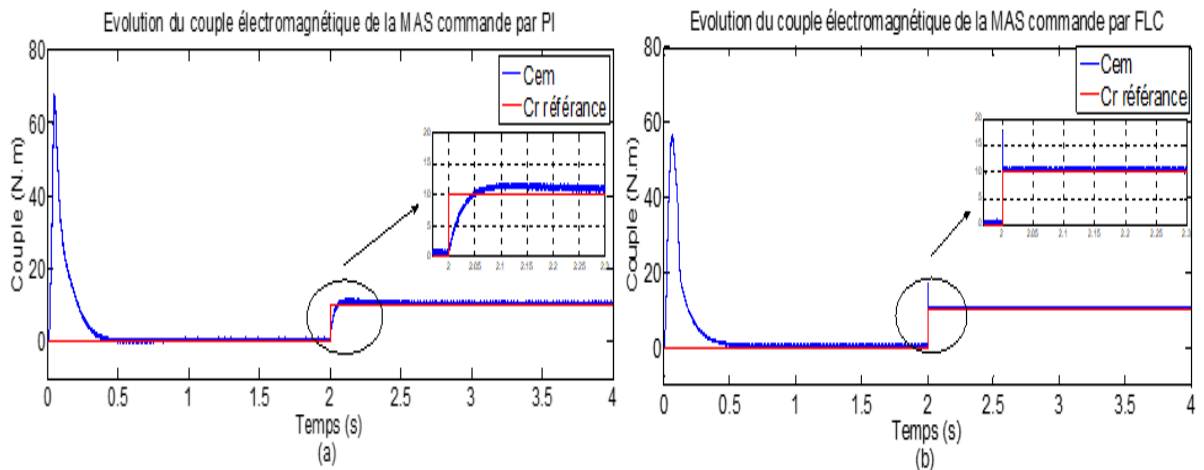


Figure 3-10 Allures des couples de la MAS, (a) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur PI, (b) : Couple électromagnétique obtenu avec le contrôleur par FLC.

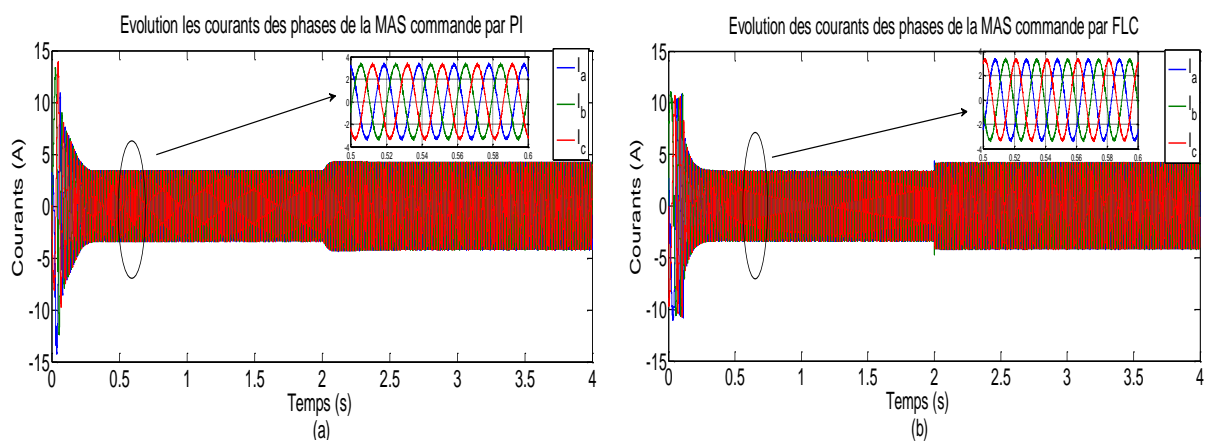


Figure 3-11 Allures des courants des phases de la MAS, (a) : Courants des phases obtenu a l'aide de contrôle PI, (b) : Courants Courants des phases obtenu a l'aide de contrôle FLC.

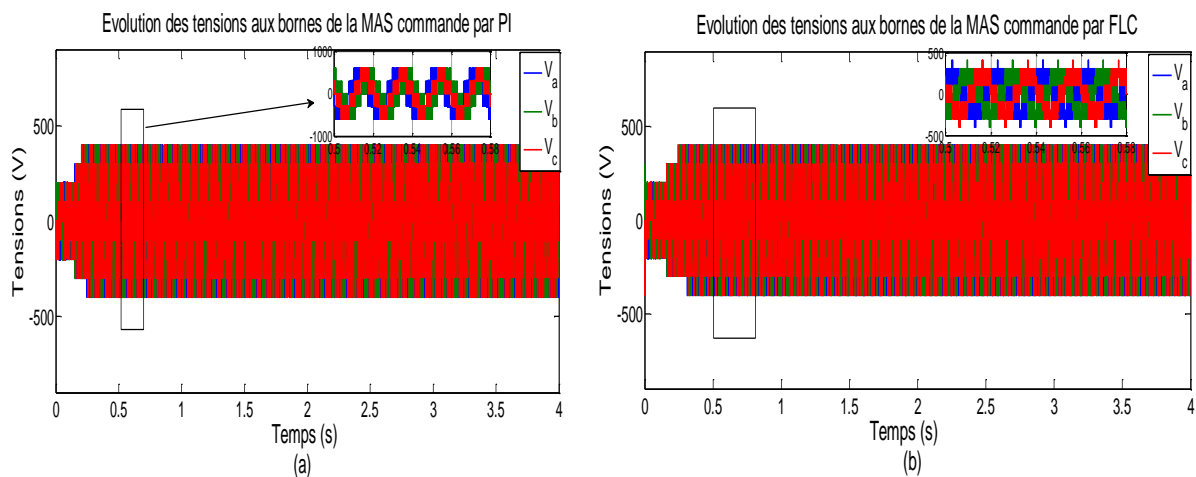


Figure 3-12 Allures des tensions aux bornes de la MAS, (a) : Tensions composées obtenues à l'aide de contrôle PI, (b) : Tensions composées obtenues à l'aide de contrôle FLC.

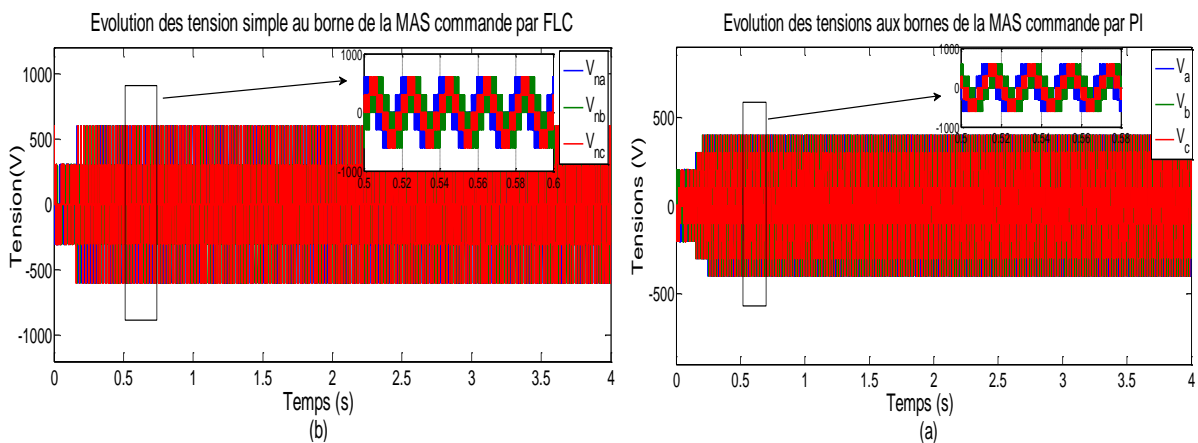


Figure 3-13 Allures des tensions aux bornes de la MAS, (a) : Tensions simples obtenues à l'aide de contrôle PI, (b) : Tensions simples obtenues à l'aide de contrôle FLC.

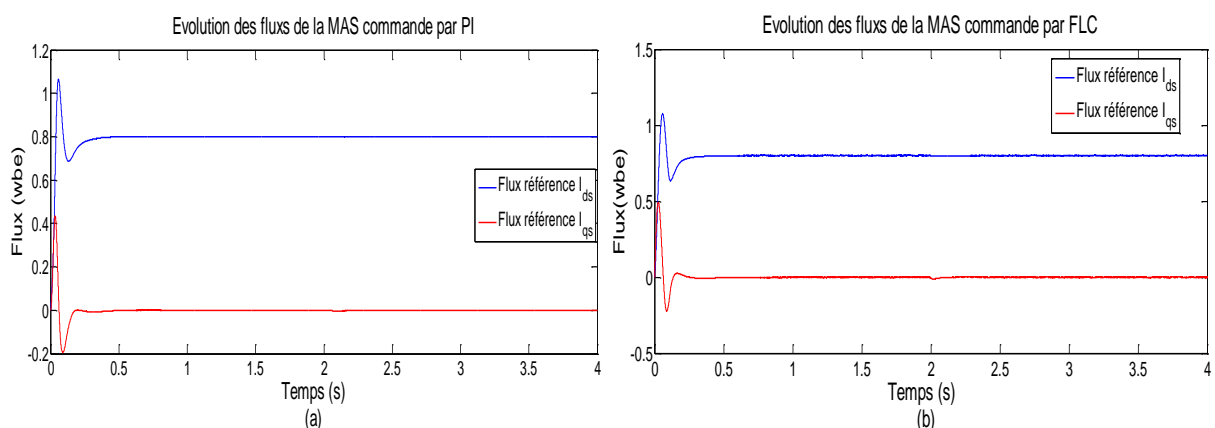


Figure 3-14 Courbes des flux de la MAS, (a) : Flux obtenus à l'aide de contrôle PI, (b) : Flux obtenus à l'aide de contrôle FLC.

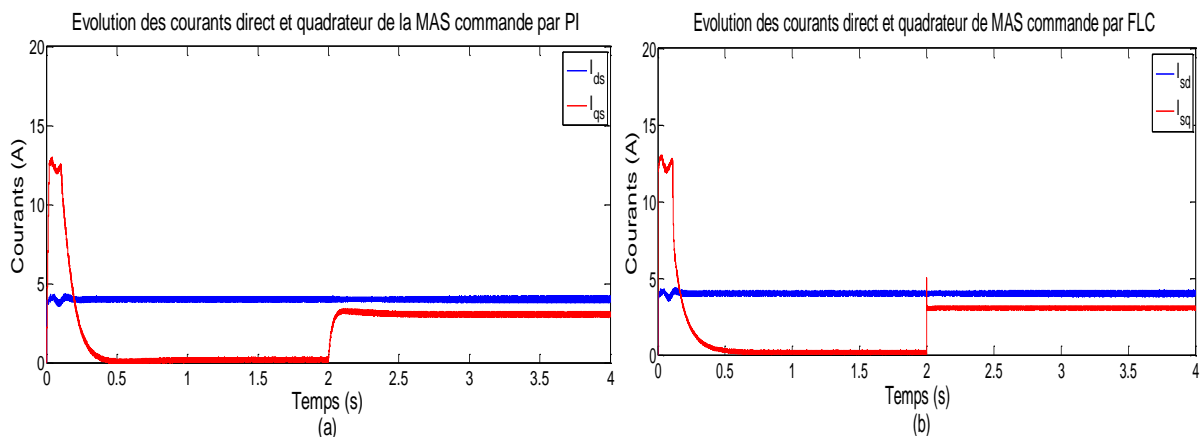


Figure 3-15 Courbes des courants direct et quadrature de la MAS, (a) : Courants obtenu a l'aide de contrôle PI, (b) : Courants obtenu a l'aide de contrôle FLC.

Les résultats de simulation présentés sur les Figures du 3.10 au 3.15 correspondent la vitesse, le couple électromagnétique, les courants statoriques, la tension compose, la tension simple, le flux et les courants direct et quadrature de la MAS obtenus avec les deux régulateurs PI et FLC. On constate après une période d'adaptation que les performances de la poursuite sont nettement améliorées comparativement à la commande avec le régulateur PI classique en raison que :

- ✚ Vitesse atteint et suit la valeur de profile sans dépassement.
- ✚ Dynamique de vitesse est plus rapide que celle achevée avec le contrôleur FLC.
- ✚ Couple électromagnétique et les courants des phases statoriques notent des pics lors de l'application de couple résistant.

D'après les résultats de simulation obtenus, on remarque que le contrôleur de type FLC procure une très bonne réponse dynamique de vitesse et un bon rejet de perturbation par rapport au contrôleur de type PI. On observe que le système d'entraînement électrique commandé par le contrôleur de type FLC est plus robuste vis-à-vis des perturbations extérieures comparés avec le contrôleur de type PI, ce qui présente la robustesse de la technique de commande par FLC.

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présente la modélisation et la commande de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, en utilisant la commande vectorielle à flux rotorique orienté par le contrôleur de type classique PI et le contrôleur de type FLC. Les résultats de simulations obtenus présentent que l'utilisation du contrôleur FLC a donné une amélioration vis-à-vis des performances dynamiques pour le temps de réponse et le dépassement de la vitesse mécanique de la MAS compare avec le contrôleur classique PI. Nous remarquons qu'elle rejette totalement la perturbation extérieure, et permet une bonne poursuite de référence de la vitesse par le régulateur FLC compare avec le régulateur PI.

Conclusion générale

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire est consacré à la commande non linéaire d'une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur à trois niveaux.

Le premier chapitre a permis de positionner notre étude en dressant un état de l'art sur les onduleurs multi-niveaux et les machines électrique avec le choix de la structure basée sur la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension a trois niveaux et la technique de commande applique **MLI-ST**.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons introduit le principe des modèles mathématiques de l'association machine asynchrone-onduleur de tension a trois niveaux. Aussi, nous avons utilisé la transformation de *Park* et le système d'équations d'état de la machine que nous avons préalablement validés à l'aide d'une simulation numérique sous logicielle *Matlab/Simulink*. Ensuite, nous avons interprété les résultats de simulation obtenus de la **MAS** sans commande.

Dans le troisième chapitre, nous avons développé et appliqué les commandes par **PI** et **FLC** au contrôle du système. Les résultats de simulation obtenus ont confirmé que le contrôleur de type **FLC** offre une excellente robustesse comparée au contrôleur **PI**.

Le travail développé dans le cadre de ce mémoire a permis de dégager quelques perspectives résumées dans les points suivants :

- La mise en œuvre expérimentale ;
- Application d'autres approches de commande robuste, telles que :
 - ✚ Algorithmes génétiques ;
 - ✚ Commande adaptative.

Annexe H : Paramètres du système

H.1 Paramètre de la machine pour effectuer les différents essais de simulation

<i>Désignation</i>	<i>Valeur</i>
<i>Puissance nominale</i>	<i>5.5 kW</i>
<i>Vitesse nominale</i>	<i>10000 tr/min</i>
<i>Fréquence nominale</i>	<i>50 Hz</i>
<i>Résistance statorique</i>	<i>2,03 Ω</i>
<i>Résistance rotorique</i>	<i>3 Ω</i>
<i>Inductance statorique</i>	<i>0.207 H</i>
<i>Inductance rotorique</i>	<i>0.207 H</i>
<i>Inductance mutuelle stator-rotor</i>	<i>0.2 H</i>
<i>Moment d'inertie</i>	<i>0.06 Kg.m³</i>
<i>Coefficient de frottement visqueux</i>	<i>0.006 N.m.s/rd</i>
<i>Nombre de paires de pôles</i>	<i>3</i>
<i>Flux rotorique</i>	<i>0.8 Webber</i>
<i>Tension du bus contenu</i>	<i>600 V</i>

Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle.

A. 1. Calcul des régulations de la vitesse et des courants

La stratégie de commande de la MAS décrite au chapitre 3, utilise un régulateur linéaire classique de type PI à action Proportionnelle-Intégrale. De plus, il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité, en parallèle avec l'action intégrale qui élimine l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [Zai21], [Mar10]. Par conséquent, nous nous limiterons donc par la suite aux régulateurs PI suivants :

$$C_d(p) = K_d \frac{1 + T_{Id}p}{T_{Id}p}, C_q(p) = K_q \frac{1 + T_{Iq}p}{T_{Iq}p}, C_\Omega(p) = K_\Omega \frac{1 + T_{I\Omega}p}{T_{I\Omega}p} \quad (A.1)$$

avec :

- $C_d(p)$: Le régulateur de courant direct (I_{ds}).
- $C_q(p)$: Le régulateur de courant quadrature (I_{qs}).
- $C_\Omega(p)$: Le régulateur de la vitesse (Ω).

A. 1. 1. Régulation de vitesse

D'après les équations (2.1) et (2.2) (chapitre 2), si le courant I_{ds} est maintenu constant alors que l'équation du couple devient [Zai21], [Mar10]:

$$C_{em} = k_t I_{qs} \quad (A.2)$$

avec: $K_t = P \frac{M}{L_r} \phi_r$.

En ajoutant l'équation mécanique du système :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (A.3)$$

Le schéma de boucle de régulation de la vitesse du système est représenté par la Figure suivante :

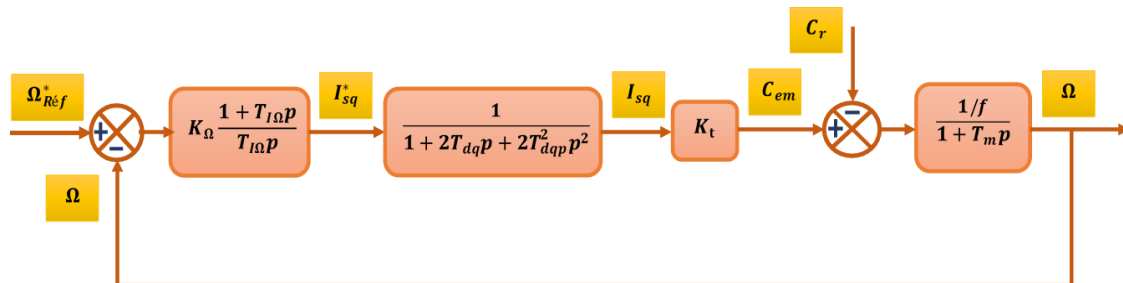


Figure A. 1. Boucle de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert en boucle ouverte ($FTBO_{\Omega}$) par rapport à la consigne est [Zai21], [Mar10]:

$$FTBO_{\Omega} = K_{\Omega} \frac{1 + T_{I\Omega}p}{T_{I\Omega}p} \cdot \frac{K_t}{1 + 2T_{dq}p + 2T_{dq}^2p^2} \cdot \frac{1/f}{1 + T_m p} \quad (A.4)$$

Si on choisit de compenser la constante de temps mécanique ($T_m=J/f$), on peut écrire :

$$T_{I\Omega} = T_m \quad (A.5)$$

En remplaçant l'équation (A.5) dans l'équation (C.4), alors la fonction de transfert en boucle ouverte est [Zai21], [Mar10] :

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_{\Omega}K_t}{fT_m} \cdot \frac{1}{p(1 + 2T_{dq}p + 2T_{dq}^2p^2)} \quad (A.6)$$

La fonction de transfert en boucle fermée ($FTBF_{\Omega}$) devient :

$$FTBF_{\Omega} = \frac{1}{1 + \frac{K_{\Omega}K_t}{fT_m}(p + 2T_{dq}p^2 + 2T_{dq}^2p^3)} \quad (A.7)$$

L'équation caractéristique du système est caractérisée par une dynamique du 3^{ème} ordre. Selon la référence [Zai21], [Mar10], le coefficient K_{Ω} du régulateur peut être déterminé par :

$$\begin{cases} \sqrt{B} = \frac{fT_m}{K_{\Omega}K_t} \cdot \omega_{co} \\ K_{\Omega} = \frac{fT_m}{K_t} \cdot \frac{\omega_{co}}{\sqrt{B}} \\ \omega_{co} = \frac{1}{2T_{dq}} \end{cases} \quad (A.8)$$

avec:

- ω_{co} : Pulsation de coupure ;
- B : Coefficient d'avance de phase.

L'équation caractéristique présente trois pôles réels si $9 < B < 25$ et deux pôles complexes et un réel si $B < 9$ ou $B > 25$. Plus, les valeurs usuelles de a sont inférieures à 25 et seule la limite $B = 9$ est d'intérêt [Zai21], [Mar10]. Pour fixer la valeur optimale de a on compare les performances du système pour des valeurs comprises entre 2 et 9. Les critères choisis sont le dépassement et le temps de réponse du système en boucle fermée. En fait, l'augmentation de a permet de diminuer le dépassement mais au détriment du temps de réponse qui croit avec l'amortissement [Zai21], [Mar10].

A. 1. 2. Régulation des courants

Afin de tenir compte des retards inhérents à la régulation numérique et à l'onduleur statique on introduit dans la boucle des courants un retard pur qui sera approximé par une fonction de transfert du premier ordre [Zai21], [Mar10] :

$$e^{-T_{dq}p} \approx \frac{1}{1 + T_{dq}p} \quad (\text{A. 9})$$

Les schémas des boucles des régulations des courants I_{sd} et I_{sq} représentant par les Figure s A. 2 et A.3 :

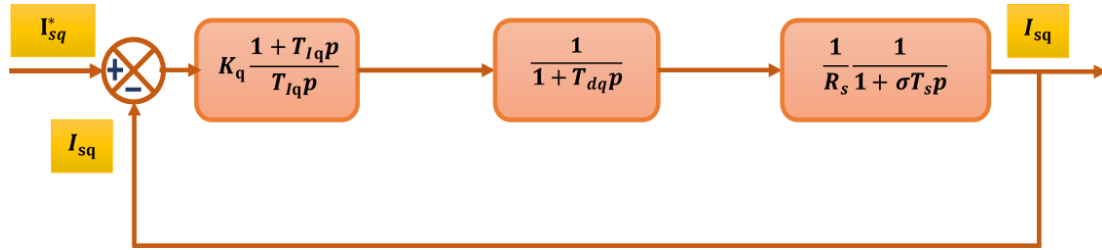


Figure A. 2. Boucle de régulation de courant I_{sq} .

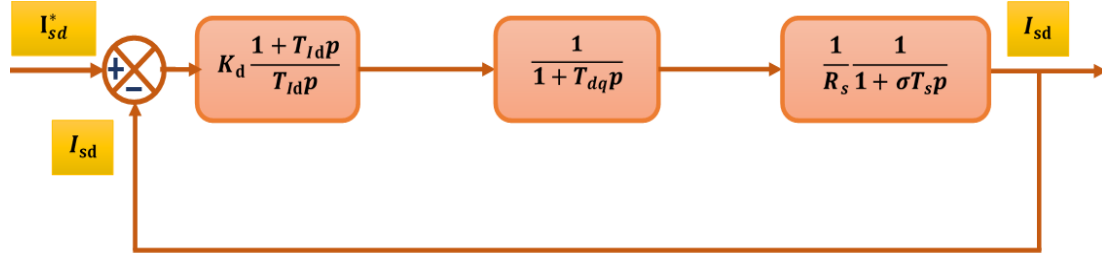


Figure A. 3. Boucle de régulation de courant I_{sd} .

Les paramètres du régulateur des courants sont calculés par la même procédure utilisée pour les régulateurs de vitesse. De plus, on peut déduire les fonctions de transfert en boucle ouverte ($FTBO_I$), qui sont utilisées pour calculer les régulateurs des courants sont écrits comme suit [Zai21], [Mar10] :

$$FTBO_{Id} = K_d \frac{1 + T_{Id}p}{T_{Id}p} \cdot \frac{1}{1 + T_{dq}p} \cdot \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s p} \quad (\text{A. 10})$$

$$FTBO_{Iq} = K_q \frac{1 + T_{Iq}p}{T_{Iq}p} \cdot \frac{1}{1 + T_{dq}p} \cdot \frac{1/R_s}{1 + \sigma T_s p} \quad (\text{A. 11})$$

Si nous choisissons de compenser la plus grande constante de temps (σT_s), on peut imposer la constante de temps des régulateurs T_{Iq} et T_{Id} égale à σT_s :

$$T_{Iq} = T_{Id} = \sigma T_s \quad (\text{A.12})$$

En remplaçant l'équation (A.12) dans les équations (A.10) et (A.11) les fonctions de transfert en boucle ouverte sont données par :

$$FTBO_{Id} = \frac{K_d}{R_s \sigma T_s} \cdot \frac{1}{(p + T_{dq} p^2)} \quad (\text{A.13})$$

$$FTBO_{Iq} = \frac{K_q}{R_s \sigma T_s} \cdot \frac{1}{(p + T_{dq} p^2)} \quad (\text{A.14})$$

Les fonctions des transferts en boucle fermée ($FTBF_I$) sont données par [Zai21], [Mar10]:

$$FTBF_{Id} = \frac{FTBO_{Id}}{1 + FTBO_{Id}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s \sigma T_s}{K_d} p + \frac{R_s \sigma T_s T_{dq}}{K_d} p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (\text{A.15})$$

$$FTBF_{Iq} = \frac{FTBO_{Iq}}{1 + FTBO_{Iq}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s \sigma T_s}{K_q} p + \frac{R_s \sigma T_s T_{dq}}{K_q} p^2} = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (\text{A.16})$$

avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma T_s T_{dq}}} = \sqrt{\frac{K_q}{R_s \sigma T_s T_{dq}}} \\ \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_d T_{dq}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma T_s}{K_q T_{dq}}} \end{cases}$$

Les coefficients K_d et K_q peut être déterminé en choisissant le coefficient d'amortissement [Zai21], [Mar10]. De plus, nous prendront comme exemple un coefficient d'amortissement optimal $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$,

$$\begin{cases} K_d = K_q = \frac{R_s \sigma T_s}{2T_{dq}} \\ T_{Id} = T_{Iq} = \sigma T_s \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

En remplaçant l'équation (A.17) dans les équations (A.15) et (A.16), le $FTBF_I$ de boucle des courants deviennent :

$$FTBF_{Id} = FTBF_{Iq} = \frac{I_{sd}}{I_{sd}^*} = \frac{I_{sq}}{I_{sq}^*} = \frac{1}{1 + 2T_{dq} p + 2T_{dq}^2 p^2} \quad (\text{A.18})$$

A. 2. Découplage entrée-sortie

Dans cette partie, Le but d'utilisation dans la mesure du possible est d'assurer limitation des effets d'une entrée à une seule sortie. De plus, nous avons pourrons alors modéliser le

processus sous la forme d'un ensemble des systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Par conséquence, les équations des tensions statoriques peuvent être réécrites en définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que [Zai21], [Mar10] :

$$\begin{cases} V_{sd} = V_{sd1} + e_{sd} \\ V_{sq} = V_{sq1} + e_{sq} \end{cases} \quad (\text{A. 19})$$

avec :

$$\begin{cases} V_{sd1} = (R_s + \sigma L_s p) I_{sd} \\ V_{sq1} = (R_s + \sigma L_s p) I_{sq} \end{cases} \quad (\text{A. 20})$$

$$\begin{cases} e_{sd} = \frac{M}{L_r} p \phi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ e_{sq} = \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sq} \end{cases} \quad (\text{A. 21})$$

Les tensions V_{sd} et V_{sq} sont alors reconstituées à partir des tensions V_{sd1} et V_{sq1} :

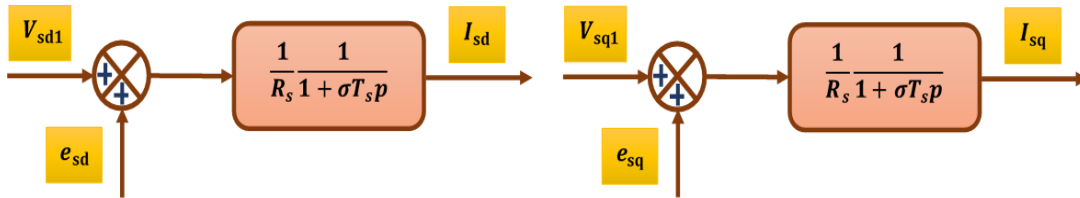


Figure A. 3. Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

Les termes e_{sd} et e_{sq} correspondent aux termes de couplage entre les axes d et q . Afin de découpler les deux axes, une solution consiste à ajouter à la sortie des régulateurs de courant des termes de compensation identiques aux termes de couplage mais de signes opposés, comme la montre la Figure A.4 [Zai21], [Mar10].

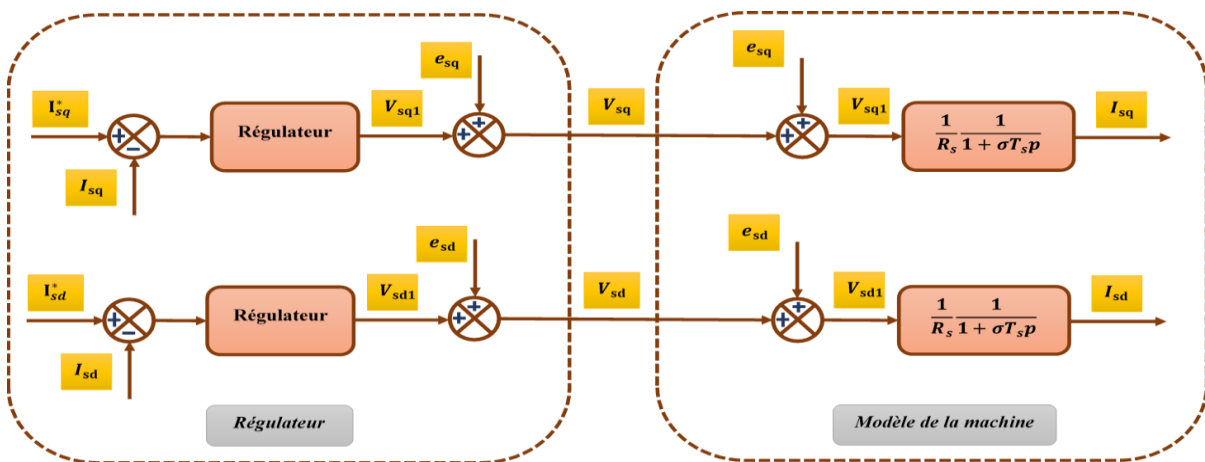


Figure A. 4. Découplage par addition des termes de compensation.

Les actions sur les deux axes sont donc découplées et on aboutit alors aux schémas blocs simples et identiques pour les deux axes d et q :

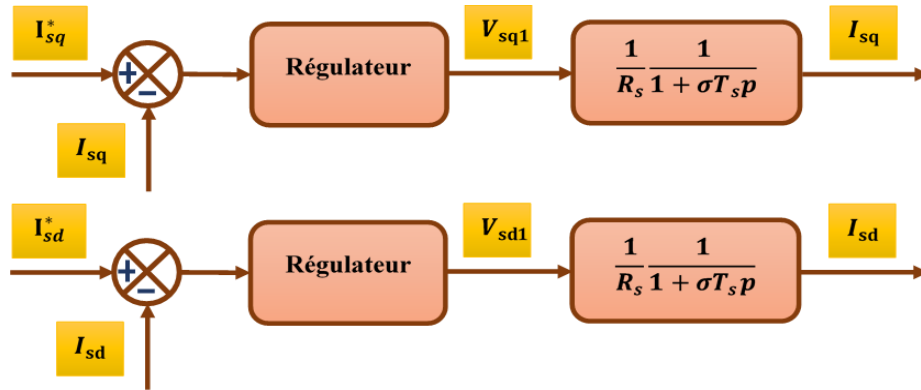


Figure A.5. Boucles des courants I_{sd} et I_{sq} après découplage.

Biographique Annexe A

[Zai21] E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, Thèse de Doctorat en Electrotechnique à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.

[Mar10] K. Marouani, "contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile," Thèse de Doctorat en Electrotechnique à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2010.

Référence bibliographiques

- [1] H. Abdelhak, *DIMENSIONNEMENT ET COMMANDE DES ONDULEURS MULTI-NIVEAUX ASYMETRIQUES*, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA: MÉMOIRE DE MASTER, 07/06/2015.
- [2] T. Ayoub, *Etude Comparative Entre la Commande Vectorielle a Flux Oriente et la Commande Directe du Couple de la machine Asynchrone*, MASTER PROFESSIONNEL: UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 30/05/2016.
- [3] D. Daniel, *"Optimisation de la commande d'un onduleur MLI à trois niveaux de tension pour machine asynchrone"*, 1995: thèse de doctorat, université de Reims champagne.
- [4] M. L. Dekkiche, *etude d'un onduleur multi-niveaux en cascade de type 3/2*, Vols. %1 sur %2Vol. 2, No. 2, Diplôme de Master: Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2018, pp. Transportation Safety and Environment, 2020,.
- [5] F. LABRIQUE, G. SEGUIER et R. BAUSIERE, *"Les convertisseurs de l'électronique de puissance"*, Editions", Editions Lavoisier, 1998..
- [6] M. Abdallah, *Commande des Onduleurs Multiniveaux*, MASTER EN GENIE ELECTRIQUE: UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2015/2016.
- [7] I. Saifi, *Alimentation d'onduleurs multi niveaux, "analyse des possibilités de réalisation et méthodes de répartition de la puissance »*, université d'Ouargla: mémoire de master, 2016..
- [8] H. BENBOUHENNI, «Apport des onduleurs multiniveaux dans la commande DTC basée sur l'intelligence artificielle de la machine asynchrone de forte puissance,» *Journal of Advanced Research in Science and Technology ISSN: 2352-9989*, 2020.
- [9] C. kamilia, *Etude d'une loi de commande En Courant par hystérésis à bande Adaptative pour un onduleur de tension*, Université Mohamed Khider de Biskra: Faculté des Sciences et de laTechnologie, Dimanche 07 juillet 2019.
- [10] A. N. Wahiba, *Modélisation et commande d'un onduleur MLI*, Diplôme de Master: Universitaire Larbi Ben M'hidi Oum El-Bouaghi, 2008/2009.
- [11] L. Lagron, *les Moteurs à Courants Alternatifs*, france: Éditions Dunod, 1949.

- [12] L. Djaghdali, "*Contribution à la commande prédictive directe du couple de la machine à induction*", université de Batna 2: Thèse de doctorat, 2016.
- [13] A. ZEMMIT, *Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes*, Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat 3ème Cycle LMD en Electrotechnique: Université Mohamed Boudiaf -Msila, 04 /07/2017.
- [14] A. N. Amine, *Commande vectorielle d'une machine asynchrone à double alimentation par régulateur PI*, En vue de l'obtention du Diplôme de MASTER en Machines Électriques: Université M'Hamed Bougara, Boumerdes, régulateur PI.
- [15] H. MOHAMMED, *Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle*, Doctorat en science: UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES, 05/10/2017.
- [16] B. Tarak, *Modélisation de la machine asynchrone triphasée*, Université de Msila.
- [17] N. M. Lamine, *Modélisation, Commande et Simulation d'un Moteur Asynchrone à cage*, MASTER: UNIVERSITÉ BADJI MOKHTAR- ANNABA.
- [18] A. Merabet, *Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone*, COMME EXIGENCE PARTIELLE DU DOCTORAT EN INGÉNIERIE: L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI, Mai 2007.
- [19] S. M. E. DEFFAF Badreddine, *Commande du system d'entrainement électrique en présence des défauts d'onduleur multi-niveaux*, Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj, 27/06/2022.
- [20] B. H. e. H. Safouane, *Etude et analyse de la commande des onduleurs Multi-niveaux par MLI sinusoïdale*, 2015-2016, 2015-2016.
- [21] J.-M. RETIF, *COMMANDES VECTORIELLES DES MACHINES ASYNCHRONES ET SYNCHRONES*, universit de Lyon, 2008.
- [22] N. L. M. M. BOUSSIALA Boubakr, *Modélisation et Commande Vectorielle d'une Machine Asynchrone à Sept phases*, Welding and NDT Research Centre (CSC) BP 64 CHERAGA, ALGERIA..
- [23] T. G. F. F. Mimouni, *commande vectorielle d'un moteur asynchrone par orientation de flux rotorique*, January 2007.

- [24] K. M. a. H. B. E. ZAIDI, *Simulation and Analysis of DSIIM Speed Control System Supplied by Multi-Level Converter Using Fuzzy Logic Controller*, Ecole Militaire Polytechnique, LCM-UER-ELT, Bordj El-Bahri-16046 Algeria.
- [25] L. Y. L. H. EDDINE, *Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique Flouee*, MASTER ACADEMIQUE: UNIVERSITE DE KASDI MERBAH OURGLA.
- [26] T. BESSAAD, *Commande par logique Flouee d'un système multi-machines connectées en série*, Université d'Oran, Professeur de Sciences et Techniques, Mohamed Boudiaf, 2017/2018.
- [27] Z. TIR, *Commande d'un Moteur Asynchrone par Logique Flouee*, El-Oued University, June 2014.
- [28] B. Oussama, *Etude comparative entre les différentes topologies et les commandes des onduleurs*, Avenue Hassen Badi BP182 El-Harrach : Mémoire de Master En vue de l'obtention du Master en Electronique , 16 Juin 2015.
- [29] I. O. YAHIA Fatima, *Etude et commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile*, vol. vol 14, En vue d'obtention du diplôme Master en Electrotechnique: Université A. Mira de Bejaia, 2016-2017, pp. pp. 3-13.
- [30] G. Lefebvre, *Commande de machine asynchrone sans capteur de vitesse : application à la traction ferroviaire*, THESE de DOCTORAT DE L'UNIVERSITE DE LYON, 29/11/2016.
- [31] F. POITIERS, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes: UNIVERSITE DE NANTES, 2003.

ملخص:

سمح التطور التكنولوجي في إلكترونيات الطاقة ودوائر التحكم بإنتاج بطاقات إلكترونية تستخدم في مختلف المجالات من بينها التحكم في المحركات الكهربائية غير المتزامنة التي يتم تغذيتها عن طريق عاكس متعدد المستويات. قدمنا من خلال هذا العمل تقنية التحكم المنطق الضبابي في المحرك اللاتزامني، وقد قمنا بتغذية هذا المحرك بواسطة عاكسين للتوتر ذي ثلاث مستويات. إن نتائج المحاكاة المتحصل عليها الخاصة بالمقارنة بالمتحكم الخطي والمنطق الضبابي أظهرت فعالية ونجاعة العاكس المنطق الضبابي في التحكم في نظام التحريك.

كلمات مفتاحية: التحكم الشعاعي، المحرك الكهربائي، المنطق الضبابي، العاكسين ذي ثلاث مستويات.

Résumé :

L'évolution technologique de l'électronique de puissance et des circuits de contrôle a permis la réalisation de cartes électroniques utilisées dans divers domaines, dont le contrôle de moteurs électriques asynchrones qui sont alimentés par un onduleur multi-niveau. A travers ce travail, nous avons introduit la technique de commande par logique Floue dans un moteur asynchrone, et nous avons alimenté ce moteur par deux onduleurs de tension à trois niveaux. Les résultats de simulation obtenus pour la comparaison entre le contrôleur **PI** et le contrôleur par logique Floue (**FLC**) ont montré l'efficacité et la performance de commande du système d'entraînement par **FLC**.

Mots clés : commande radiale, moteur électrique, logique Floue, onduleur trois niveaux.

Abstract:

The technological development in power electronics and control circuits allowed the production of electronic cards used in various fields, including the control of asynchronous electric motors that are fed by a multi-level inverter. Through this work, we introduced the technique of fuzzy logic control in an asynchronous motor, and we fed this motor by two three-level voltage inverters. The simulation results obtained for the comparison between the **PI** controller and Fuzzy Logic controller (**FLC**) showed the performance and efficiency of the **FLC** for the command electrical systems .

Keywords: Radial control, electric motor, fuzzy logic, three-level inverters