

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 Electromécanique

قسم الإلكتروميكانيك

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Département : Électromécanique

Spécialité : Automatique et informatique industrielle

Présenté par :

➤ **BELEFKI HAOUARI**

Intitulé :

*Étude et commande par logique floue d'un actionneur électrique
alimenté par un onduleur multi niveau en mode dégradé*

Soutenu le : **01/07/2024**

Devant le Jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>Mr. MERABET Elkheir</i>	<i>Pr</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mr. ZAIDI El Yazid</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadrant</i>	<i>ENSH-Blida</i>
<i>Mr. REFFAS Abderrahim</i>	<i>MCA</i>	<i>Co-Encadrant</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mr. NEZZARI Idhir</i>	<i>MAB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2023/2024

Remerciements

Ce document présente les travaux réalisés dans le cadre de mon projet de fin d'études de master au Département d'Électromécanique de la Faculté des Sciences et de la Technologie de l'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi à Bordj Bou Arreridj.

Tout d'abord, je tiens à exprimer ma gratitude à Dieu le Tout-Puissant pour ses innombrables bienfaits, qui m'ont permis de mener à bien nos études et de réaliser ce modeste travail dans des conditions favorables.

J'adresse mes remerciements à mon Encadrant, le [Dr. Zaidi El Yazid, MCB, ENSH, Blida](#). Je remercie également les enseignants pour leur assistance précieuse tout au long de mon travail et de ma formation. Leurs orientations et conseils ont été inestimables. Durant cette période, j'ai pu apprécier leurs qualités scientifiques, leur humanisme et surtout leur modestie.

J'adresse mes remerciements à mon Co-Encadrant, [Reffas Abderrahim, MCA](#), maître de conférences à l'Université de Bordj Bou Arreridj, pour sa contribution et sa disponibilité à l'élaboration de ce travail.

Je 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

A mes chers parents, dont l'amour, le soutien et les sacrifices m'ont permis de réaliser ce rêve. Leur patience et leurs encouragements constants ont été une source inestimable de motivation tout au long de ce parcours,

A ma femme ma compagne de vie qui m'ont aidé à surmonter les moments de doute et de fatigue,

A mes sœurs chéries, pour leur présence rassurante et leurs conseils avisés,

A tous ceux qui, de près ou de loin, ont contribué à l'aboutissement de ce travail, je vous exprime ma profonde gratitude.

À mon Encadreur, le Dr. [Zaidi El Yazid](#), pour son aide précieuse et ses efforts tout au long de l'élaboration de ce mémoire. Nous avons travaillé avec acharnement, échangé des idées et relevé des défis ensemble. Sa collaboration et son soutien ont été inestimables, et cette réussite est le fruit de notre partenariat.

Ce mémoire est dédié à vous tous, en témoignage de ma reconnaissance et de mon estime,

Merci d'être toujours là pour

Table des matières

Table des matières.....	i
Liste des figures	iv
Liste des Abréviations & Symboles.....	vi
Introduction Générale	1
Chapitre 1 : État d'art de l'association onduleur multi niveaux-actionneur électrique.....	4
1.1 Introduction	4
1.2 Généralités et types des actionneur électrique.....	4
1.2.2 Actionneur asynchrones triphasées	6
1.2.3 Actionneur double alimentation	7
1.2.4 Actionneur asynchrones multi-phases.....	8
1.3 Généralités sur l'onduleur de tension multi niveau.....	9
1.4 . Topologies des onduleurs multi niveaux.....	10
1.5.1 Onduleur a diode de bouclage NPC.....	10
1.5.2 Onduleur a condensateur flottant.....	11
1.5.3 Onduleur Pont H en cascade.....	12
1.5 Choix de la structure d'entraînement électrique étudié	13
1.6 Conclusion.....	13
Chapitre 2 : Modélisation et commande de l'association onduleur à trois niveaux-machine asynchrone.....	18
2.1 Introduction	18
2.2 Modélisation de la machine asynchrone.....	18
2.3 Modelé de la machine asynchrone	19

2.4	Equation générale de la machine asynchrone.....	19
2.4.1	Équations électriques.....	19
2.4.2	Equations magnétiques.....	20
2.4.3	Équations mécaniques	21
2.5	Onduleur de tension.....	22
2.6	Principe de la commande vectorielle.....	23
2.6.1	Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté.....	24
2.6.2	Schéma de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS	26
2.7	Simulation de l'association machine-onduleur sans commande	27
2.7.1	Résultats de simulation.....	28
2.8	Conclusion.....	30
Chapitre 3: Commande par logique floue de la MAS alimentée par un onduleur de tension à multi-niveaux		32
3.1	Introduction	32
3.2	Concept de base de l'ensemble Floue	32
3.3	Structure d'un système Floue	33
3.4	Conception d'un régulateur par Logique Floue (FLC).....	34
3.5	Pourquoi la Logique Floue dans la commande de machine asynchrone.....	35
3.6	Commande Floue de la vitesse d'une machine asynchrone a Flux statorique orienté ...	36
3.6.1	Structure de base d'un contrôleur Floue de vitesse	36
3.6.2	Fuzzification	37
3.6.3	Base des règles.....	38
3.6.4	Mécanisme d'inférence.....	38
3.6.5	Défuzzification.....	39
3.7	Simulation de la commande vectorielle indirecte du système.....	39
3.8	Etude de système suite à un défaut.....	41
3.8.1	Défaut de type circuit-ouvert (CO).....	42
3.9	Commande de la MAS en présence du défaut circuit ouvert d'un IGBT	43
3.10	Conclusion	45

Conclusion générale.....	47
Annexe A : Model mathematic d'ondileur a trois niveau.....	48
Annexe B : Modélisation de l'onduleur de deux niveaux et la transformation de Park ...	51
Annexe C : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle.....	54
Annexe D : Paramètres du système	55

Liste des figures

Figure 1-1 Actionneur linéaire électrique.	5
Figure 1-2 Actionneur triphasé a cage d'écureuil.	6
Figure 1-3 Actionneur à double alimentation.	7
Figure 1-4 Actionneur hexa-phasé double étoile.	8
Figure 1-5 Schéma d'alimentation d'une machine asynchrone penta-phases.	9
Figure 1-6 Structure des différents types des onduleurs multi-niveaux.	10
Figure 1-7 Onduleurs multi-niveaux de type NPC à trois.	10
Figure 1-8 Onduleurs NPC à condensateur Flottant.	11
Figure 1-9 Onduleur multi-niveau H Bridge monophasé de niveau m en cascade	12
Figure 1-10 Structure d'entraînement électrique étudié.	13
Figure 2-1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.	19
Figure 2-2 Structure de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux.	23
Figure 2-3 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé.	24
Figure 2-4 Schéma global de la commande vectorielle indirecte de la MAS.	26
Figure 2-5 Modèle de simulation sous Matlab/Simulink de l'association machine-onduleur trois niveaux.	27
Figure 2-6 Allures des grandeurs mécaniques de la MAS (vitesses et couple).	28
Figure 2-7 Allures des courants des phases de la machine.	29
Figure 2-8 Allures des tensions aux bornes de la machine.	30
Figure 3-1 Différentes formes des fonctions d'appartenance.	32
Figure 3-2 Configuration de base d'un régulateur par logique Floue.	33
Figure 3-3 Etapes principales pour la conception d'un contrôleur FLC.	35
Figure 3-4 Structure du régulateur Floue de vitesse.	36
Figure 3-5 Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur Floue.	37
Figure 3-6 Allures des grandeurs mécaniques de la MAS obtenus avec le contrôleur par FLC.	40

Figure 3-7 Allures des courants des phases de la MAS obtenu à l'aide de contrôle FLC.....	40
Figure 3-8 Allures des tensions aux bornes de la MAS obtenu à l'aide de contrôler FLC.....	41
Figure 3-9 Défaut circuit ouvert (CO) d'un IGBT.....	42
Figure 3-10 Défaut court-circuit (CC) d'un IGBT.	43
Figure 3-11 Défaut circuit ouvert d'un IGBT du premier bras de l'onduleur a trois niveaux.	43
Figure 3-12 Allures des couples développés par la MAS, en présence d'un défaut de coupure d'un bras et en contrôlant le système par FLC (a) et PI (b).....	44
Figure 3-13 Allures des courants des phases développés par la MAS, en présence d'un défaut de coupure d'un bras et en contrôlant le système par FLC (a) et PI (b).	44

Liste des Abréviations & Symboles

FOC	: Field Oriented Control
MAS	: Machine asynchrone
MLI-ST	: Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle
SV-PWM	: Space vector pulse width modulation
MLI-V	: Modulation de largeur d'impulsion vectorielle
PI	: Proportionnelle - Intégrale
IGBT	: Insulated Gate Bipolar Transistor
NPC	: Neutral Point Clamped
GTO	: Gate Turn-off Thyristor
CHB	: Cascade H-bridges
MLI	: Modulation de largeur d'impulsion
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
\emptyset_{sabc}	: Flux des phases statoriques
\emptyset_{rabc}	: Flux des phases rotoriques
\emptyset_{ds}	: Composante du flux statorique suivant l'axe (d)
\emptyset_{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 (d, q) par rapport au stator
 θ_r : Angle de rotation de (d, q) par rapport au rotor
 $T_r = \frac{L_r}{R_r}$: Constante de temps rotorique

Introduction Générale

Les progrès dans l'électronique de puissance et de commande ont ouvert la voie à l'application d'algorithmes de commande qui étaient impensables il y a peu. Ainsi, les entraînements à base de machines asynchrones ont émergé, rivalisant en performance avec ceux utilisant des machines à courant continu, tout en conservant leurs avantages (robustesse, coût réduit, large plage de vitesses). Dans cette perspective, l'intérêt pour l'utilisation d'onduleurs multi-niveaux pour alimenter les machines asynchrones a augmenté ces dernières années. Ces onduleurs offrent des avantages potentiels en termes de qualité de la tension de sortie, de réduction des pertes et d'amélioration du comportement dynamique des machines.

Dans ce travail, notre principal objectif est de proposer une étude et une analyse des performances d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur multi-niveaux, avec une comparaison spécifique entre un onduleur à deux niveaux et un onduleur à trois niveaux. Notre travail est organisé en trois chapitres.

Les onduleurs multiniveaux offrent des avantages notables, notamment une grande flexibilité pour s'adapter à des spécifications exigeant des tensions élevées et une meilleure qualité spectrale des formes d'onde sans augmenter la fréquence de découpage. Cependant, ils nécessitent des architectures de contrôle plus sophistiquées pour assurer un transfert de puissance équilibré. En outre, des stratégies de reconfiguration peuvent être envisagées pour gérer les défaillances de composants. Bien que ce problème soit particulièrement préoccupant dans les applications de très haute puissance, telles que le transport et la distribution d'énergie, la traction ferroviaire et les réseaux embarqués, l'isolement et la corrélation des onduleurs apportent une redondance naturelle. [1] [2] .

De nos jours, dans le domaine de la motorisation électrique à vitesse variable, la sécurité, la fiabilité, les performances et la continuité de service sont des priorités essentielles. Des défauts dans le système d'entraînement électrique, qu'ils proviennent des moteurs ou des onduleurs multiniveaux, peuvent provoquer une perte de contrôle totale ou partielle du système, entraînant des défaillances significatives. Si ces problèmes ne sont pas rapidement identifiés et résolus, ils peuvent mettre en danger le système ou causer des impacts économiques négatifs, notamment lors de l'arrêt d'une ligne de production. Par conséquent, des techniques de détection efficaces et rapides sont indispensables pour éviter la propagation des défauts aux autres

composants et garantir une continuité de service en toutes circonstances en cas de défaillance [3].

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

Le premier chapitre présente le contexte de l'étude de manière descriptive. Nous y détaillons les principaux types d'onduleurs multiniveaux et d'actionneur électrique, en soulignant les avantages et les inconvénients de chacun pour sélectionner la meilleure structure pour le système d'entraînement électrique.

Le deuxième chapitre se concentre sur la modélisation mathématique d'actionneur électrique. Nous y développons le modèle général applicable dans le monde réel, puis nous présentons un modèle simplifié sous forme d'équations d'état, qui sera utilisé ultérieurement pour le contrôle du système. La deuxième section de ce chapitre est dédiée à la commande vectorielle d'un système d'alimentation utilisant un onduleur de tension à trois niveaux pour alimenter un actionneur électrique.

Le dernier chapitre est divisé en deux parties : la première partie est consacrée à la commande par logique floue (FLC) d'actionneur électrique alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, tandis que la deuxième partie porte sur la simulation des systèmes. Enfin, nous réalisons une étude comparative entre la commande linéaire de type PI et la commande non linéaire de type FLC en deux modes (modes normale et dégradé).

Finalement, notre travail sera clôturé par une conclusion générale et quelques perspectives qui pourront faire suite à ce travail de recherche.

Chapitre 1 :

État d'art de l'association onduleur multi niveaux-actionneur électrique

Chapitre 1 : État d'art de l'association onduleur multi niveaux-actionneur électrique

1.1 Introduction

Les actionneurs électriques jouent un rôle crucial dans la transformation entre l'énergie électrique et mécanique, et vice versa. Ils ont été largement utilisés dans les domaines industriel et domestique depuis longtemps. Parmi eux, la machine asynchrone est la plus répandue en raison de sa simplicité de construction et de maintenance, ainsi que de sa fiabilité, robustesse et puissance massique élevée.

Ces dernières décennies, la qualité de conversion de l'énergie électrique pour alimenter les systèmes d'entraînement électrique a été au cœur de nombreux travaux de recherche. De plus, différentes méthodes d'évaluation des conversions d'énergie (DC/AC) des systèmes ont été définies et analysées [1-2].

Dans ce chapitre, notre objectif est de fournir une analyse approfondie des différents types d'actionneurs électriques, en mettant en évidence leurs avantages et inconvénients respectifs. Nous examinerons également les diverses catégories de convertisseurs (DC/AC), en détaillant les avantages et les inconvénients associés à chacune d'entre elles. Enfin, nous procéderons à une évaluation pour déterminer la topologie de convertisseur de puissance la mieux adaptée à nos besoins.

1.2 Généralités et types des actionneur électrique

Les actionneurs électriques à courant continu répondent partiellement, mais leur utilisation de balais frottant sur le collecteur à lames entraîne des limitations en termes de vitesse maximale et de puissance, ainsi que des interruptions de fonctionnement et des défis en matière de maintenance préventive et corrective [3]. Pour ces raisons, les machines à courant continu atteignent leurs limites d'utilisation, tandis que les machines à courant alternatif ont tendance à les remplacer dans de nombreuses applications [4]. Cette transition vers les machines à courant alternatif dans les entraînements électriques à vitesse variable découle de l'évolution technologique dans les domaines de l'informatique et de l'électronique de puissance [3].

1.2.1 Actionneurs linéaires

Un actionneur linéaire est un mécanisme qui transforme le mouvement rotatif d'un moteur en un mouvement linéaire, capable de fournir des forces de poussée ou de traction. Il existe une variété de types d'actionneurs linéaires, qui varient selon la source d'énergie utilisée, la conception mécanique et les caractéristiques de mouvement. Par exemple, un actionneur linéaire peut être un moteur pas à pas associé à une vis sans fin, ou encore un vérin électrique équipé d'une motorisation intégrée ou ajoutée par la suite [5]. Ces actionneurs sont utilisés dans diverses applications nécessitant un mouvement linéaire précis et contrôlé, comme les systèmes de positionnement, les machines-outils, les robots industriels et les systèmes d'automatisation.

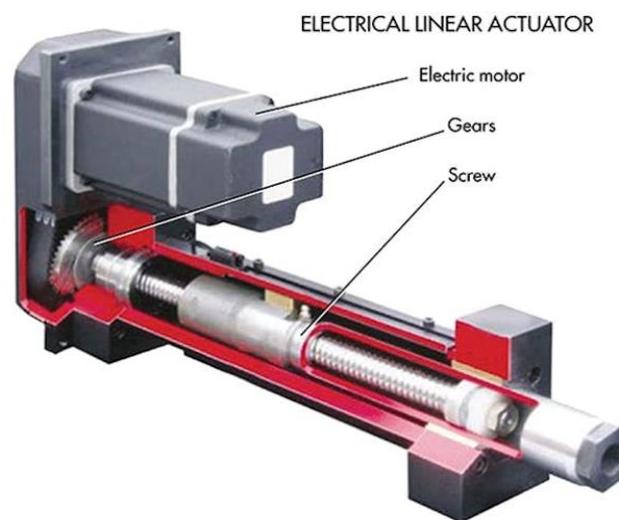


Figure 1-1 Actionneur linéaire électrique.

a. *Avantages des actionneurs linéaires* [6]

- Mouvement linéaire direct ;
- Construction simple ;
- Large plage de vitesse ;
- Force élevée et Haute précision.

b. *Inconvénients des actionneurs linéaires* [6]

- Coût plus élevé ;
- Ondulations de force affectant la qualité du mouvement avec des bruits ;
- Un rendement énergétique inférieur aux moteurs rotatifs ;
- Difficultés d'intégration.

1.2.2 Actionneurs asynchrones triphasés

Un actionneur asynchrone triphasé est un type de moteur électrique qui fonctionne en utilisant un champ magnétique tournant pour produire un mouvement mécanique. Alimenté par un système électrique à trois phases, cet actionneur est largement utilisé dans diverses applications industrielles en raison de sa simplicité de construction, de sa fiabilité et de son coût relativement bas. Ces actionneurs sont particulièrement efficaces pour les charges variables et les applications nécessitant un démarrage et un arrêt fréquents.



Figure 1-2 Actionneur triphasé a cage d'écureuil.

a. *Avantages des machines asynchrones triphasées* [7]

- Coût d'achat faible ;
- Démarrage facile ;
- Puissance adaptée à tous les besoins ;
- Robustesse et fiabilité à toute épreuve.

b. *Inconvénients des machines asynchrones triphasées* [7]

- Couple de démarrage qui est proportionnel au carré de la tension est réduit dans le même rapport ;
- Pertes de glissement et surtout à la nécessité de fonctionner pratiquement au voisinage de la vitesse de synchronisme ;
- Courant de démarrage est élevé (5 à 8 fois le courant nominal) ;
- Difficile de contrôler la vitesse mande.

1.2.3 Actionneur double alimentation

Un actionneur à double alimentation est une machine électrique qui peut être alimentée par deux sources d'énergie distinctes, généralement électrique et mécanique. Cette conception permet à l'actionneur de fonctionner de manière flexible en utilisant soit une source d'alimentation, soit une combinaison des deux selon les besoins spécifiques de l'application [8][9]. Les actionneurs à double alimentation sont souvent utilisés dans les systèmes où la disponibilité d'une seule source d'énergie peut être limitée ou où une redondance énergétique est nécessaire pour assurer un fonctionnement fiable (Figure 1-3).

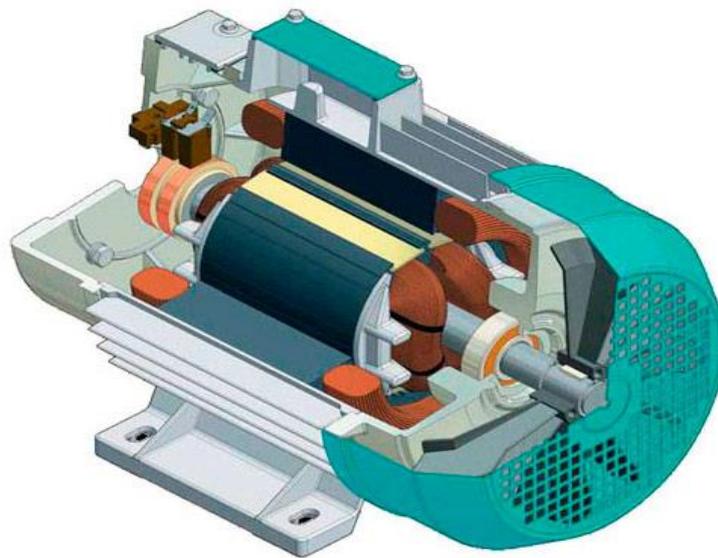


Figure 1-3 Actionneur à double alimentation.

a. *Avantages des actionneurs double alimentation* [9]

- Accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance ;
- Capacité de pouvoir augmenter la plage de variation de la vitesse autour de la vitesse de synchronisme ;
- Dans la **MADA**, le circuit rotorique peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator ;
- Réglage de vitesse par action sur des résistances placées dans le circuit rotorique ;
- Possibilité de démarrer sans demander un courant important du réseau électrique.

b. *Inconvénients des actionneurs double alimentation* [9]

- Actionneur double alimentation consomme l'énergie deux fois comparé avec la **MAS** ;

- L'aspect multi-onduleurs, augmente le nombre de convertisseurs et par conséquent le cout.

1.2.4 Actionneur asynchrones multi-phases

Les actionneurs électriques multi phases sont des machines ayant un nombre des phases supérieur à trois phases [7][10]. L'augmentation du nombre de phases permet de diminuer en proportion la puissance transitée par chaque phase et par conséquent par composant semi-conducteur [7][10].

a. *Actionneur asynchrones multi-étoiles :*

Les actionneurs asynchrones multi-étoiles sont les actionneurs dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois de sorte que l'on puisse les regrouper en mp étoiles triphasées. Ces machines sont aussi appelées **machines polyphasées de Type 1** [7][6]



Figure 1-4 Actionneur hexa-phase double étoile.

b. Actionneur à grand nombre de phases : Les actionneurs asynchrones à grand nombre de phases sont les actionneurs dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair avec un décalage angulaire régulier égal à $2\pi/q$. En effet, ces machines sont aussi appelées **machines polyphasées de Type 2** [7][10].



Figure 1-5 Schéma d'alimentation d'une machine asynchrone penta-phases.

c. Avantage [7][10]

- Segmentation de puissance ;
- Plus grande tolérance aux défauts ;
- Réduction des ondulations du couple et des pertes rotoriques ;
- L'amélioration de la production de couple.

d. Inconvénients [7][10]

- Certains THD du temps ne contribuent pas à la création d'onde de F.m.m ;
- Courant de circulation entre les phases ;
- Coût de l'ensemble du système pourrait être plus élevé dans ce cas ;
- Multiplication du nombre de semi-conducteurs complique évidemment le système de commande.

1.3 Généralités sur l'onduleur de tension multi niveau

Un onduleur de tension multiniveau est un convertisseur électronique de puissance qui transforme une tension continue (DC) en une tension alternative (AC) avec une forme d'onde plus complexe que la traditionnelle onde sinusoïdale à deux niveaux. Contrairement aux onduleurs classiques qui produisent une sortie avec deux niveaux de tension (positive et négative), les onduleurs multiniveaux génèrent plusieurs niveaux de tension distincts. Cela permet d'obtenir une forme d'onde de sortie qui se rapproche davantage d'une onde sinusoïdale pure [11].

1.4. Topologies des onduleurs multi niveaux

Actuellement, plusieurs topologies d'onduleurs multi-niveaux ont été introduites dans divers domaines, tels que l'industrie et la santé. Parmi ces topologies, trois sont particulièrement courantes et sont souvent appelées les topologies traditionnelles dans les secteurs industriels [11].

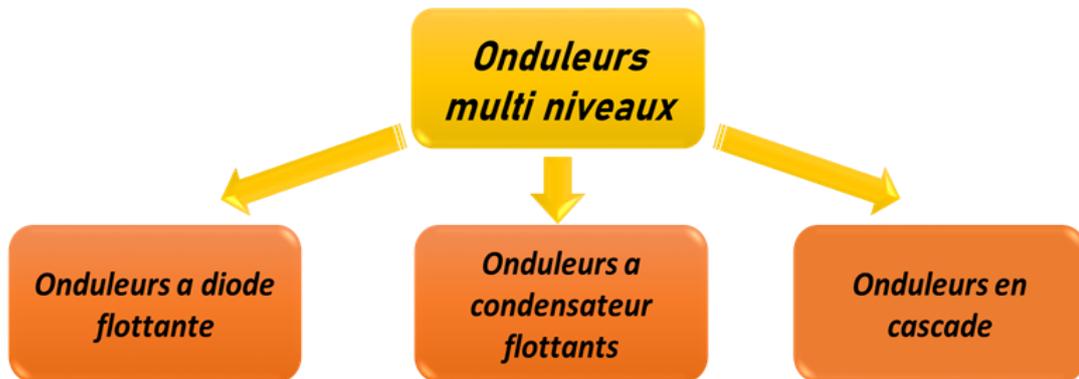


Figure 1-6 Structure des différents types des onduleurs multi-niveaux.

1.5.1 Onduleur a diode de bouclage NPC

La construction la plus conjoint pour les onduleurs à tension multi niveaux est le NPC (Neutral Point Clamped), comme la montre sur la Figure 1.6 [15].

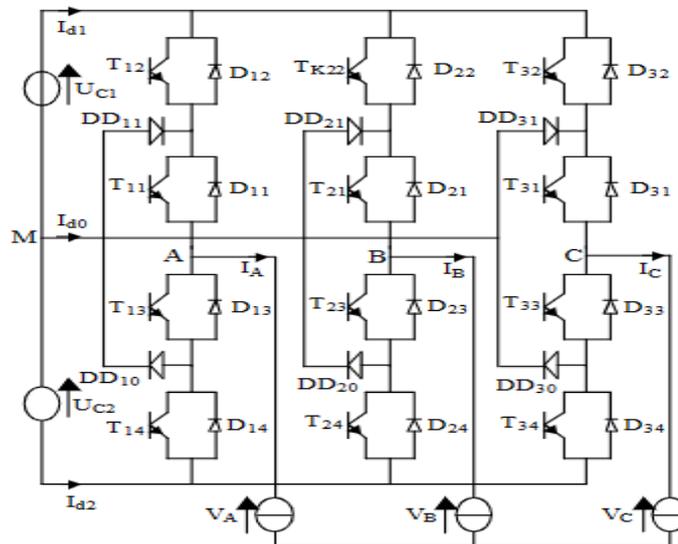


Figure 1-7 Onduleurs multiniveaux de type NPC à trois.

La Figure 1-7 montre la structure d'un onduleur de tension triphasé à potentiel distribué, utilisant des diodes pour se connecter au point de référence 0 et obtenir une tension de 220V. Ces diodes augmentent le coût de la topologie et posent également des problèmes d'encombrement. Pour générer une tension multiniveau, il est nécessaire d'utiliser N-1

condensateurs, avec des tensions aux bornes de chaque condensateur égales à $E/(N-1)$, où E est la tension totale du bus continu. Chaque paire d'interrupteurs constitue une cellule de commutation, et les deux interrupteurs sont commandés de manière complémentaire [14].

a. Avantages

- Qualité de la tension de sortie ;
- Réduction des pertes de commutation ;
- Compatibilité avec les moteurs industriels ;
- Réduction du filtre de sortie.

b. Inconvénients

- Complexité de conception ;
- Coût élevé ;

1.5.2 Onduleur a condensateur flottant

L'onduleur à condensateurs flottants (FC), également connu sous le nom d'onduleurs multicellulaires, est une configuration de conversion d'énergie qui consiste à mettre en série des interrupteurs commandés. Cette topologie présente une alternative intéressante pour les applications à moyenne tension (Figure 1-8) [15].

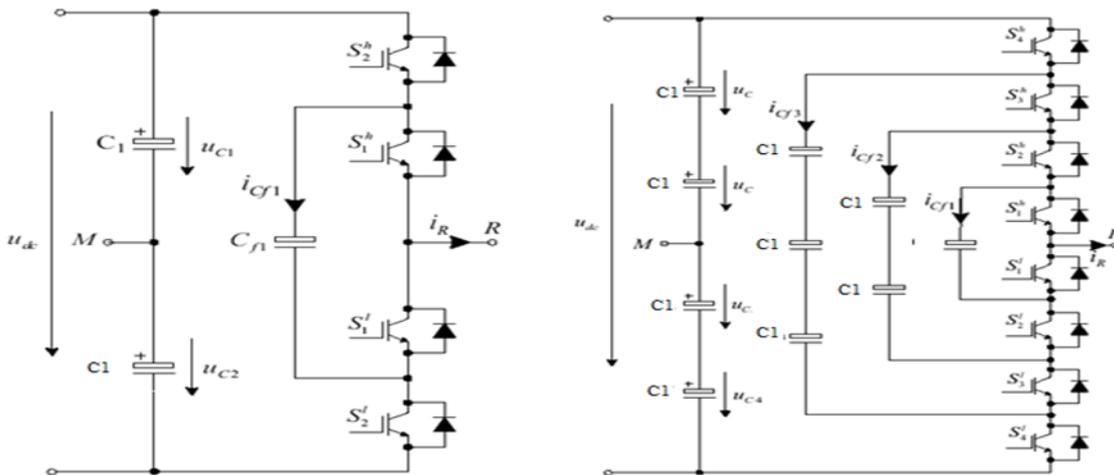


Figure 1-8 Onduleurs NPC à condensateur Flottant.

Le principal avantage d'un onduleur multi-niveau à FC est l'absence de diodes de bouclage, typiques des topologies de convertisseurs de type NPC et MPC. De plus, les contraintes en tension sur les composants de puissance sont naturellement limitées. En effet, des redondances

de commutation dans les séquences de fonctionnement permettent de maintenir l'équilibre des charges des condensateurs. Cependant, malgré ses avantages, le FC présente quelques inconvénients. En outre, les onduleurs FC sont des systèmes complexes en raison du nombre élevé de semi-conducteurs impliqués [15].

1.5.3 Onduleur Pont H en cascade

La configuration du circuit fondamental de la topologie H-Bridge (CHB) en flux de MLI est montrée sur la Figure 1.8 [11] [13-15].

Cette Figure illustre la CHB qui comprend quelques modules d'onduleur à un étage qui sont associés en série et par la suite leur résultat obtient équivalait à façonner un rendement échelonné. Le côté information de chaque module est associé à des sources DC indépendantes. Chaque module de convertisseur peut produire trois niveaux de tension distincts, soit $+V_{dc}$, 0 et $-V_{dc}$. Ces niveaux de tension sont obtenus en associant la source DC d'entrée au côté AC en activant et en désactivant différents interrupteurs de commutation **S1**, **S2**, **S3** et **S4** [12-13] [16-17].

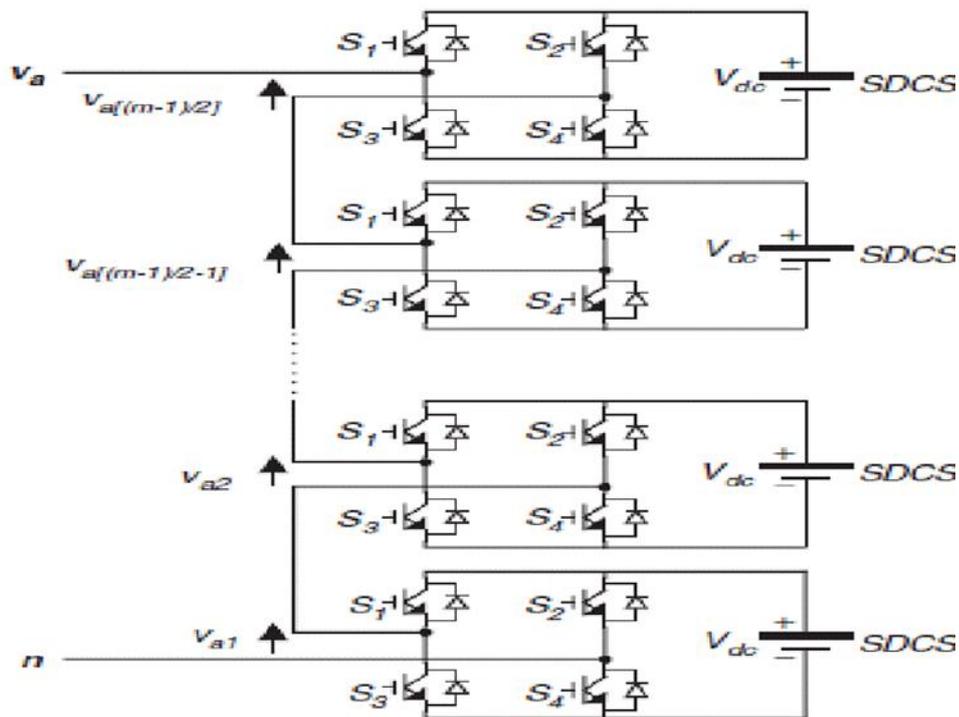


Figure 1-9 Onduleur multiniveau H Bridge monophasé de niveau m en cascade

a. Avantages

- Contrôle précis de la tension et du courant ;
- Faible encombrement ;

- Coût abordable.

b. Inconvénients

- Effet électromagnétique ;
- Pertes de commutation ;
- Nécessité d'une commande complexe.

1.5 Choix de la structure d'entraînement électrique étudié

Nous sélectionnerons dans ce mémoire notre choix d'une structure générale basé sur une **MAS** alimenté par un onduleur de tension à trois niveaux. De plus, ce système permettra de contribuer à l'avancement de la recherche dans ce domaine et de relever les défis actuels de l'industrie, tels que l'efficacité énergétique, la qualité de l'énergie et la réduction des coûts. En outre, cette thèse offre la possibilité de comparer les performances d'un onduleur multiniveau à celles d'un onduleur à deux niveaux, une technologie plus ancienne mais toujours largement utilisée dans l'industrie. Cette comparaison fournira des informations utiles sur les avantages et les limites de chaque technologie en termes d'efficacité énergétique, de qualité de l'alimentation électrique et de coût, ce qui aidera les concepteurs de systèmes à prendre des décisions éclairées en fonction de leurs besoins spécifiques.



Figure 1-10 Structure d'entraînement électrique étudié.

1.6 Conclusion

Ce chapitre est consacré à la présentation d'un état de l'art sur les machines électriques et les onduleurs de tension triphasés à multi niveaux. En effet, un intérêt particulier a été accordé aux systèmes des onduleurs statiques multi niveaux qui présentent une architecture de

segmentation de la puissance avec une tolérance aux défauts. Les onduleurs multi-niveaux est une solution intéressante dans les applications des moyennes et des fortes puissances, par conséquent, des mesures doivent être respectées afin de garantir un fonctionnement sain du système. Les mesures les plus importantes sont les suivantes :

- Synchronisation du module ;
- Protection contre les défauts ;
- Redondance maximisée.

Le prochain chapitre est dédié à la présentation du modèle mathématique de l'association onduleur à trois niveau-Machine asynchrone.

Référence bibliographique

- [1] P. E. Vidal, “*Commande non-linéaire d'une machine asynchrone a doublé alimentation*”, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, Frances, 2004.
- [2] M. Bouharkat, “*Etude de l'évolution des courants rotoriques d'une machine asynchrone à cage en régime dynamique*”, Thèse de Doctorat d'état de l'Université de Batna, Algérie, 2006.
- [3] A. Saibi, “*Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile*”, Mémoire de Magistère de l'école nationale polytechnique d'El-Harrach, Algérie, 2006.
- [4] A. Kerboua, “*Commandes et observateur par mode de glissement : Application à une machine asynchrone alimentée en tension*”, Mémoire de Magistère de l'école nationale polytechnique d'El-Harrach, Algérie, 1999.
- [5] Jacek F. Gieras, “*Status of linear Motors in the United Sates* », 4th Int. Symp. on Linear Drives for Industry Application (LDIA)”, September 2003, Birmingham (UK).
- [6] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi, K. Nounou, and M. Becherif, “*Circulating current reduction-based hybrid controller of an electrical drive system fed by two parallel inverters*”, *Electrical Engineering*, vol. 103, no. 1, pp. 205-216, April 2021.
- [7] E. Zaidi, “*Etude de la commande d'un entrainement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée*”, Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.
- [8] A. BOYETTE, “*Contrôle - commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne*”, thèse de doctorat, Université Henri, Nancy 1, 11 décembre 2006.
- [9] S. K. El Khil, “*Commande vectorielle d'une Machine Asynchrone Doublement Alimentée (MADA)*”, Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse & école Nationale d'ingénieurs de Tunis, 2006.
- [10] E. Zaidi, K. Marouani and H. Bouadi , “*Simulation and Analysis of DSIM Speed Control System Supplied by Multi-Level Converter Using Fuzzy Logic Controller*” ,In conference 2019 International Conference on Advanced Electrical Engineering (ICAEE), 19-21 November 2019.
- [11] K. Marouani, “*Contribution à la commande d'un entrainement électrique à base de moteur asynchrone double étoile* ”, Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2010.
- [12] A. Martin, “*Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires,*” Thèse de Doctorat de Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2003.
- [13] N. Celanovic, and D. Boroyevich, “*A Fast Space Vector Modulation Algorithm for Multilevel Three Phase Converters,*” *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 37, March/April. 2001.
- [14] Beriber, D., E. M. Berkouk, M. O. Mahmoudi, and A. Talha. “*Association Onduleur À Trois Niveaux A Structure Npc Machine Asynchrone À Double Stator*”, *Ecole Nationale Polytechnique d'Alger-10, rue Hassen Badi, El Harrach, Alger : 20-21, 2004.*
-

- [15] Bouarfa, A., Bodson, M. and Fadel, M., 2018. *Méthode d'allocation pour la commande en tension et l'équilibrage actif d'un onduleur multicellulaire à condensateurs flottants. Automatique Control, 2(1), 2018.*
- [16] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter", *Transaction on Industry Applications, Vol. IA-17, pp. 518-523, September/ October. 1981.*

Chapitre 2 :

*Modélisation et commande de l'association
onduleur à trois niveau-Machine asynchrone*

Chapitre 2 : Modélisation et commande de l'association onduleur à trois niveaux-machine asynchrone

2.1 Introduction

La modélisation en vue de la commande est une phase primordiale pour le contrôle d'une MAS, les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes. Le modèle mathématique d'une machine électrique est un modèle de représentation de la machine plus proche pour permettre de restituer une image de ce que l'on peut observer expérimentalement, elle apporte une aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques.

Dans ce chapitre, nous allons aborder la modélisation du système d'association d'une machine asynchrone et d'un onduleur trois niveaux. Pour faciliter l'étude, nous allons diviser le système en deux parties distinctes. Tout d'abord, nous allons présenter la modélisation de la machine asynchrone triphasée, puis nous aborderons la modélisation de l'onduleur trois niveaux. Enfin, nous présenterons les résultats de simulation obtenus à l'aide de techniques de commande MLI -Sinus Triangle pour l'ensemble du système.

2.2 Modélisation de la machine asynchrone

Il est essentiel de démontrer le caractère non convergent de la machine pour pouvoir décomposer et comprendre les différents aspects électromécaniques, électriques et magnétiques impliqués dans son fonctionnement. Cela permettra ensuite de concevoir un système de contrôle adapté. Pour ce faire, nous allons utiliser un modèle de machine décalée qui permettra de décrire de manière efficace le comportement des différents composants impliqués dans la régulation des grandeurs mécaniques de la machine [1].

Cependant, pour simplifier l'étude, nous devons faire certaines hypothèses simplificatrices. Ces hypothèses seront prises en compte pour analyser le comportement de la machine, mais il est important de noter que ces hypothèses pourraient ne pas être exactes dans tous les cas. Nous devons donc prendre en compte les limites de notre modèle et veiller ce qu'il reste suffisamment précis pour permettre une compréhension adéquate du comportement de la machine.

2.3 Modelé de la machine asynchrone

La Figure 2-1 représente schématiquement la machine asynchrone en trois phases. Cette machine comporte six enroulements : trois sur le stator et trois sur le rotor. Les enroulements du stator sont fixes et sont décalés de 120° les uns par rapport aux autres dans l'espace. Ils sont traversés par trois flux magnétiques variables. Le rotor, quant à lui, est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace [2].

Il est important de noter que ces enroulements sont en coupe, ce qui signifie que la tension à leurs bornes est nulle. Cela permet de réduire les pertes dans la machine et de maintenir une tension équilibrée sur l'ensemble des enroulements. Cette configuration en trois phases permet à la MAS de fonctionner de manière efficace et de générer un champ magnétique tournant qui entraîne la rotation du rotor [2].

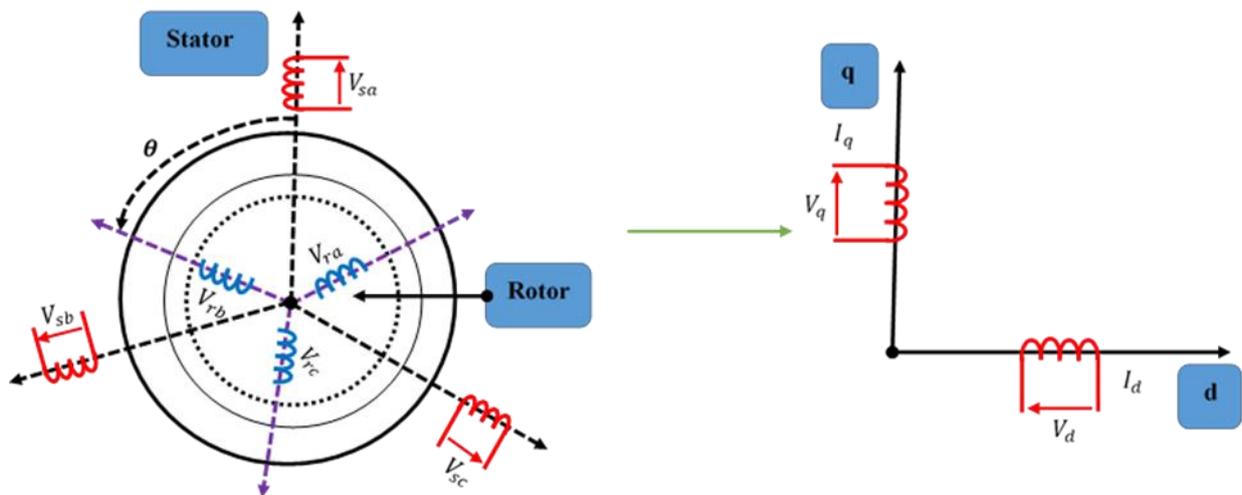


Figure 2-1 Représentation schématique d'une MAS triphasée.

2.4 Equations générales de la machine asynchrone

Les trois types des équations reflétant le comportement de la machine asynchrone triphasée sont les suivants [3].

2.4.1 Équations électriques

En appliquant la loi d'Ohm à chaque phase de la machine asynchrone triphasée (comme représenté sur la Figure 2.1, les deux conditions statoriques et rotoriques peuvent être exprimées comme suit [2-4]. Pour toutes les phases statoriques :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

En structure consolidée :

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

Pour toutes les phases rotoriques ;

Les équations des tensions rotoriques, peuvent être exprimées par :

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

En structure consolidée

$$[0] = [R_rabc] \cdot [I_rabc] + \frac{d}{dt} [\Phi_rabc] \quad (2.4)$$

Avec :

- **Rs et Rr** : Résistances par phase respectivement du stator, et du rotor.

2.4.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices (cité dans la thèse Marouani) de la MAS d'obtenir des relations linéaires entre les flux et les courants de la machine asynchrone triphasée, qui peuvent être écrites sous forme matricielle [2-4] :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix} + M_0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

En structure consolidée :

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

Tel que :

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

On obtient donc :

$$[M_{sr}] = M0 \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} Ls & Ms & Ms \\ Ms & LS & Ms \\ Ms & Ms & LS \end{bmatrix}; [L_{rr}] = \begin{bmatrix} Lr & Mr & Mr \\ Mr & Lr & Mr \\ Mr & Mr & Lr \end{bmatrix}$$

La substitution des équations

(2.7) et (2.8) dans les deux équations (2.3) et (2.4), respectivement, nous obtenons les deux expressions suivantes [2-4] :

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

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

2.4.3 Équations mécaniques

L'analyse des caractéristiques de la machine asynchrone non convergente met en évidence non seulement les limites électriques (**Tension, flux et courant**), mais également les limites mécaniques (couple, vitesse) [2-4] :

$$C_{em} = p [I_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{rabc}] \quad (2.12)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.13)$$

Ou : $\Omega = \frac{\omega}{p}$

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.

La disposition des équations (2.10) et (2.11) est effectivement gênante car les détails du réseau d'inductances $[M_{sr}]$ et $[M_{sr}]^T$ varient en fonction de la position relative du rotor et du stator angle θ ce qui nécessite leur recalculations à chaque étape de simulation. Pour pallier ce problème, on utilise des transformations numériques pour décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles avec des coefficients constants. Ces transformations doivent être rapides et prendre en compte les inductances partagées pour permettre une modélisation précise de l'interaction électromagnétique entre le stator et le rotor. Les transformations de *Park* sont l'une des méthodes couramment utilisées pour cela ([voir l'Annexe A](#)) [2-3][5] :

2.5 Onduleur de tension

Les caractéristiques des composants de puissance ne sont pas déterminées uniquement par leur niveau de puissance et leur fréquence d'échange. En général, les composants plus rapides sont capables d'échanger de l'énergie à des niveaux de puissance plus faibles, et vice versa. Par exemple, les *MOSFT* sont des composants très rapides mais de puissance modérée. Les bipolaires sont plus lents que les *MOSFT* mais sont plus adaptés aux niveaux de puissance moyens (jusqu'à environ 10 kW à une fréquence de 20 kHz). Les *IGBT* sont des composants de puissance standard pouvant être utilisés jusqu'à environ 20kHz et pour plusieurs kW de puissance. Les thyristors *GTO* sont adaptés pour les applications haute puissance et permettent un contrôle progressif de l'ouverture et de la fermeture, contrairement au thyristor classique ([le modèle mathématique d'onduleur de tension a trois niveaux voire l'Annexe A](#)) [4].

Dans cette étude, l'onduleur de tension choisi est un onduleur à trois niveaux avec transmission de trois niveaux de tension ($+U_{c1}$, 0 , $-U_{c2}$). Plus précisément, il s'agit d'un onduleur de tension à trois niveaux avec serrage par point neutre (*NPC*), tel que présenté dans ([Figure 2.2](#)) [5-6].

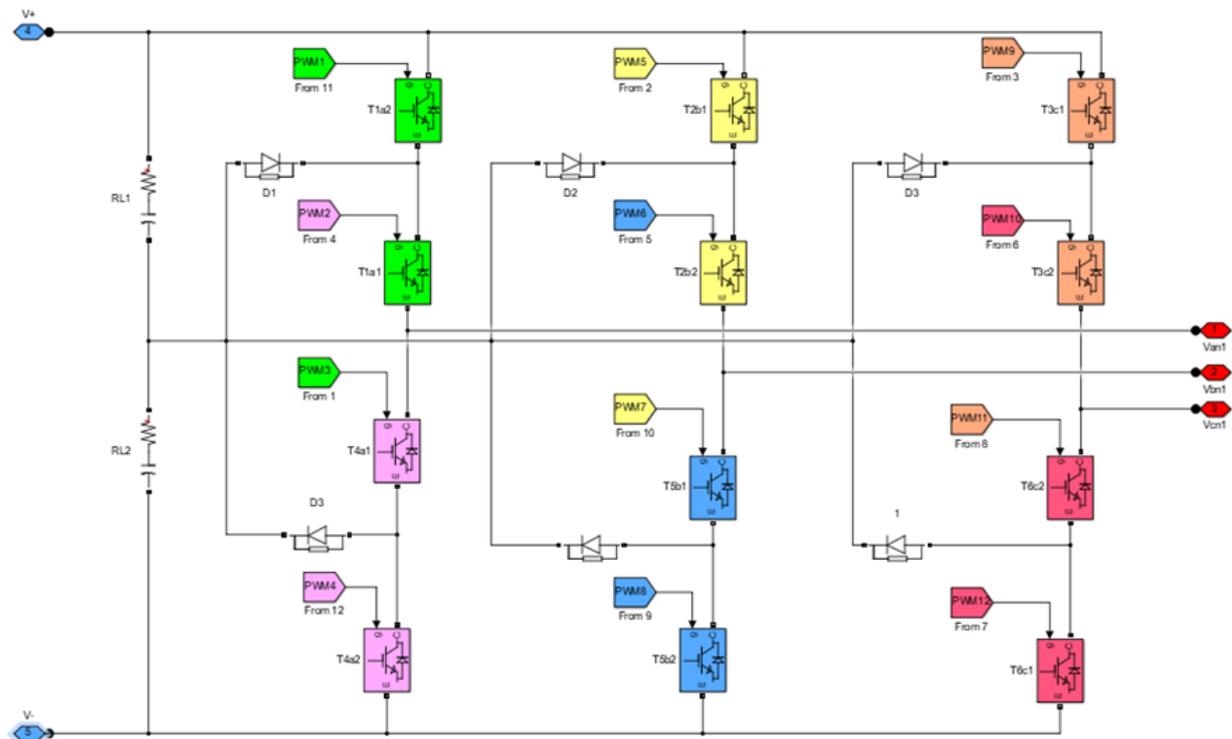


Figure 2-2 Structure de l'onduleur de tension triphasé à trois niveaux.

2.6 Principe de la commande vectorielle

La complexité de la commande des systèmes d'entraînement électrique, tels que les machines à induction, réside dans la non-linéarité du système et dans l'effet de couplage intrinsèque entre le couple électromagnétique et le flux. Dans ce dernier cas, le couple électromagnétique est déterminé par la combinaison vectorielle du courant induit et du flux inducteur [1-4].

En revanche, dans les machines à courant continu, le champ inducteur et le courant induit sont généralement orthogonaux, ce qui facilite leur commande.

Le principe de la commande vectorielle (FOC) consiste à projeter les trois composantes du flux (statorique, rotorique ou entrefer) sur un axe de référence tournant à la vitesse ω_s [3] [4]. L'orientation de l'un de ces trois flux le long de l'axe "d" du référentiel est le principe fondamental de la commande par orientation du flux (commande vectorielle). Cette direction détermine la production du couple électromagnétique, similaire à celui de la machine à courant continu à excitation différente, où le développement du couple électromagnétique et la production de flux sont découplés. Il y a donc un découplage caractéristique entre la grandeur commandant le flux (courant d'excitation) et celle liée au couple électromagnétique (le courant induit).

L'objectif de la commande vectorielle des machines asynchrones est de maîtriser leur comportement dynamique et statique en leur offrant une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation différente. Cette approche permet de découpler le flux et le couple électromagnétique de la machine [3-6].

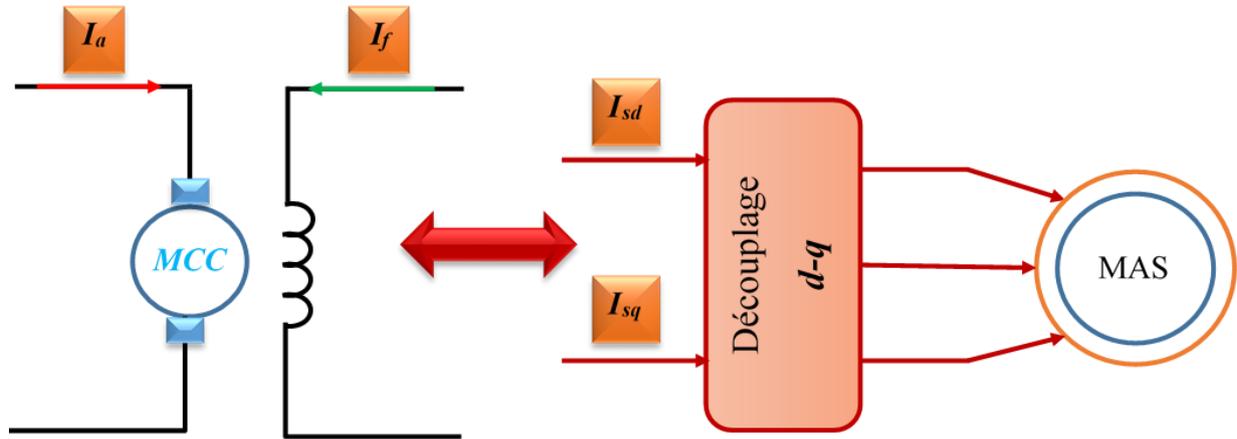


Figure 2-3 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé.

La relation suivante décrit le couple électromagnétique de la machine à courant continu excitation séparée :

$$\begin{cases} C_{em} = K_a \phi_a I_a \\ \phi_a = K_f I_f \end{cases} \quad (2.14)$$

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.

L'équation suivante décrit le couple électromagnétique de la machine asynchrone triphasée :

$$C_{em} = K_m I_{sd} I_{sq} \quad (2.15)$$

2.6.1 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Dans le cadre de notre travail, nous optons pour la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Cette méthode ne requiert pas l'estimation de l'amplitude du flux rotorique, mais utilise directement l'amplitude de référence ϕ_{rd}^* . Néanmoins, la commande vectorielle

indirecte nécessite la présence de trois capteurs : un capteur de vitesse (position) du rotor et deux capteurs de courant statorique [3-4] [7-8].

La commande par orientation du flux rotorique nécessite une connaissance précise de la position du flux à orienter en tout temps et de le faire coïncider avec l'axe direct “*d*” afin de garantir un découplage correct entre le flux et le couple électromagnétique, quel que soit le point de fonctionnement [7-8]. 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, ce qui permet d'obtenir un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont commandés indépendamment à travers les courants statoriques.

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

$$\begin{cases} \phi_{rd} = \phi_r^* \\ \phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (2.16)$$

Les équations de la machine asynchrone triphasée (2.12) et (2.13) Peuvent être transformées dans un référentiel lié aux champs tournants (*d-q*) comme suit :

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

$$C_{em}^* = p \frac{M}{L_r} \phi_r^* I_{sq} \quad (2.17)$$

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

$$\phi_r^* + T_r \frac{d\phi_r^*}{dt} = M I_{sd} \quad (2.18)$$

L'angle d'orientation est donné comme suit :

$$\theta_s = \int \theta_s + p\Omega_m \quad (2.19)$$

La pulsation rotorique peut être exprimée par :

$$\omega_r = \frac{M I_{sq}}{T_r \phi_r^*} \quad (2.20)$$

En régime permanent :

$$\phi_r^* = M I_{sd} \quad (2.21)$$

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

$$\begin{cases} V_{sd}^* = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ V_{sq}^* = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (2.22)$$

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.23)$$

Les éléments T_r et σ est écrite comme suit :

$$\begin{cases} T_r = \frac{L_r}{R_r} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \end{cases} \quad (2.24)$$

Avec :

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

2.6.2 Schéma de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS

En utilisant les équations précédentes, on peut déduire le schéma bloc général de contrôle de la vitesse de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux basés sur la commande vectorielle, comme le montré sur la Figure 2.4 .

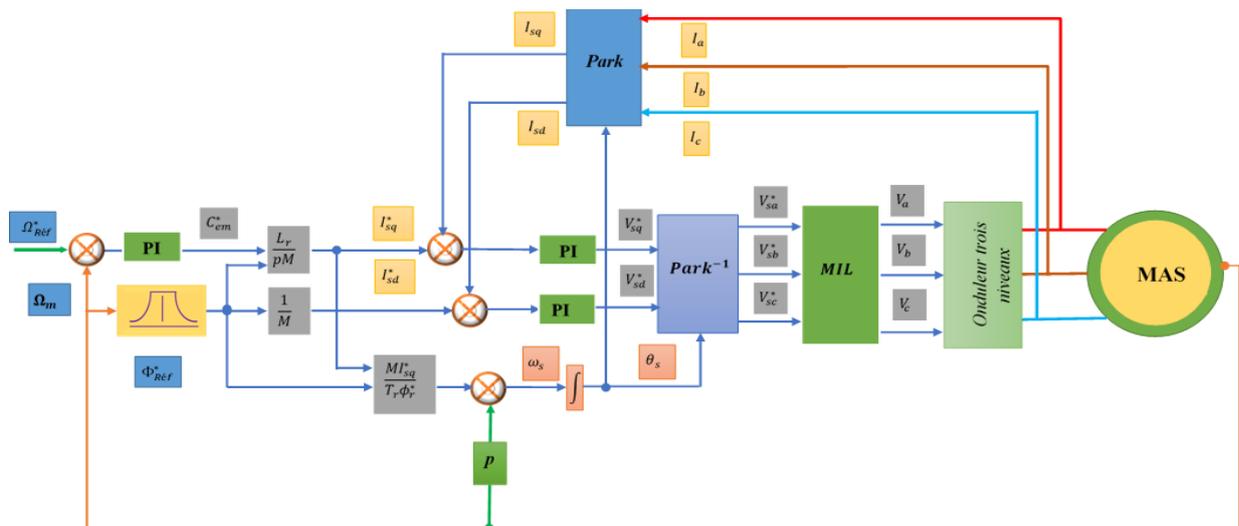


Figure 2-4 Schéma global de la commande vectorielle indirecte de la MAS.

Le schéma de commande de la vitesse pour la machine asynchrone triphasée basé sur la commande vectorielle est présenté sur la Figure 2-4. Il se compose de plusieurs boucles de régulation en cascade et d'un bloc de calcul de l'angle θ_s . Les régulateurs internes concernent les courants I_{sd} et I_{sq} , tandis que la régulation externe concerne la vitesse Ω . La sortie du régulateur de vitesse fournit la référence de couple électromagnétique (liée au courant I_{sq}), tandis que la référence de courant I_{sd} est liée au flux rotorique appliqué. Les tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* obtenues à la sortie des régulateurs de courant sont transformées en utilisant l'angle θ_s . Dans le repère lié au stator et servent de références pour le bloc MLI. Le calcul des différents régulateurs est expliqué en détail dans l'Annexe C.

2.7 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 commande par la technique MLI-ST.

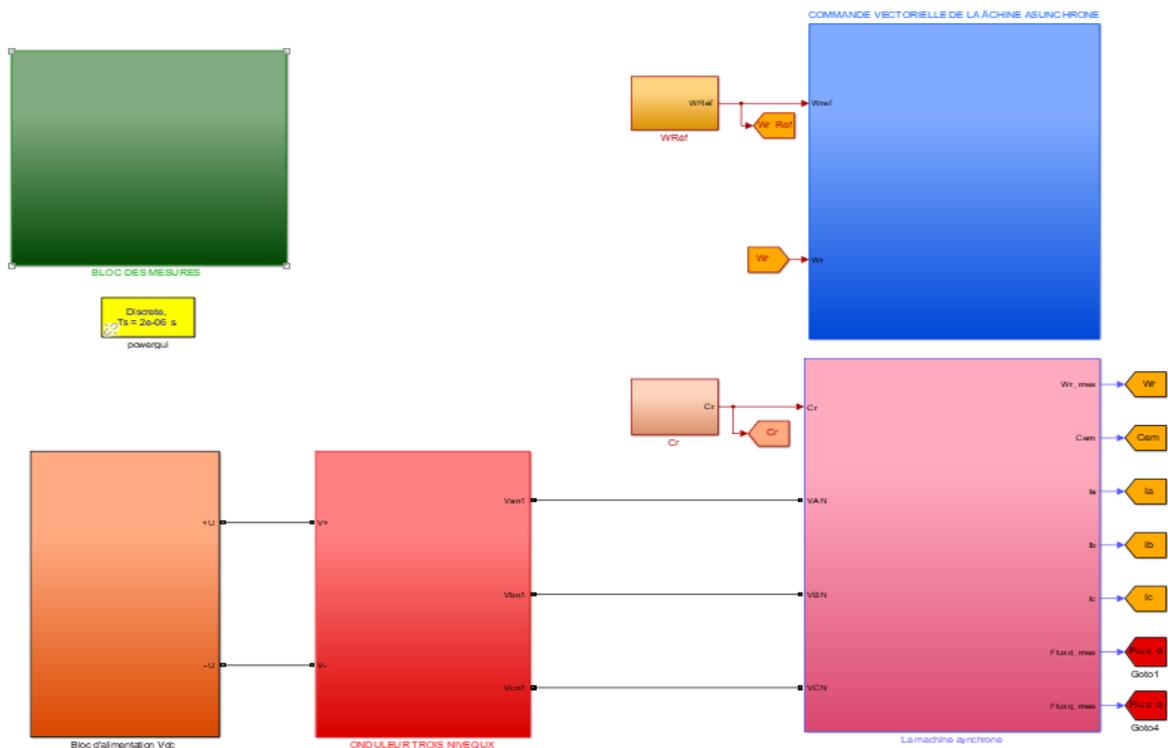


Figure 2-5 Modèle de simulation sous Matlab/Simulink de l'association machine-onduleur trois niveaux.

De plus, 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 développons un modèle de la commande de la **MAS** triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux sous forme de schéma-blocs (Figure 2-5) implémenté dans l'environnement du logiciel **Matlab/ Simulink**.

2.7.1 Résultats de simulation

Dans cette section, nous avons exposé les résultats de simulation du système, en utilisant la commande vectorielle indirecte pour la commande de ce système. Les résultats de simulation sont effectués dans les mêmes équations : Initialement, une vitesse de référence de **1000 tr/min**, accompagnée d'un couple de charge de **15Nm** après **2 secondes**.

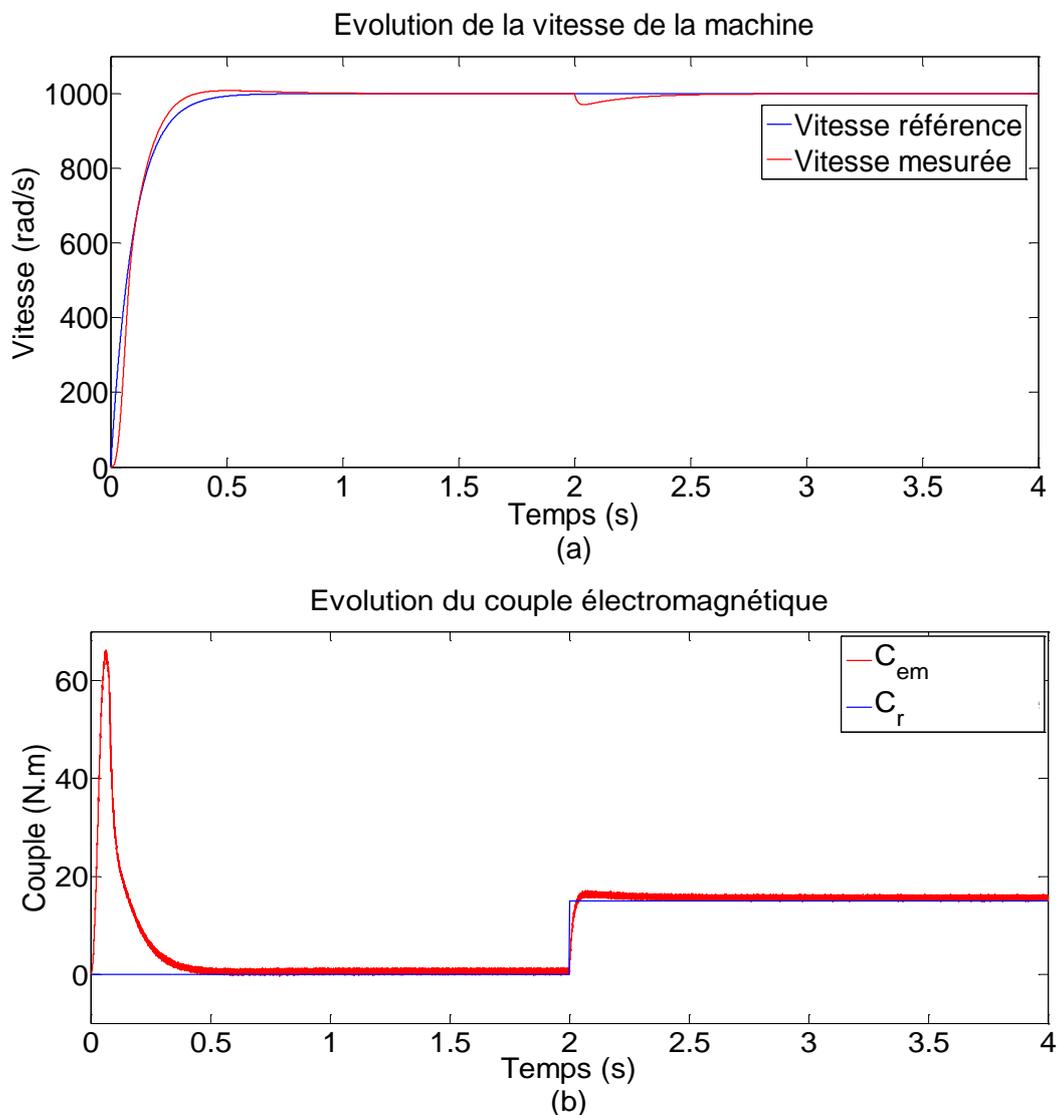


Figure 2-6 Allures des grandeurs mécaniques de la MAS (vitesses et couple).

Dans la simulation initiale, la vitesse de mécanique est définie sur une valeur de référence de 1000 tr/min (104,7 rad/s) dans le sens positif, conformément aux instructions de départ. L'activation de l'onduleur avec la commande vectorielle indirecte (IFOC) permet d'ajuster les courants statoriques pour la régulation de la vitesse du moteur. À partir de 2 seconde, l'application d'un couple de charge entraîne une décélération potentielle du moteur. Cette perturbation peut induire une baisse de la vitesse par rapport à la référence initiale.

La variation des courants statoriques au fil du temps permet d'observer l'adaptation du système de commande pour maintenir la vitesse et le couple du moteur en accord avec les consignes. Cette analyse des courants statoriques illustre comment la commande vectorielle indirecte IFOC régule les courants afin de contrôler le moteur et d'assurer son bon fonctionnement malgré l'application du couple charge.

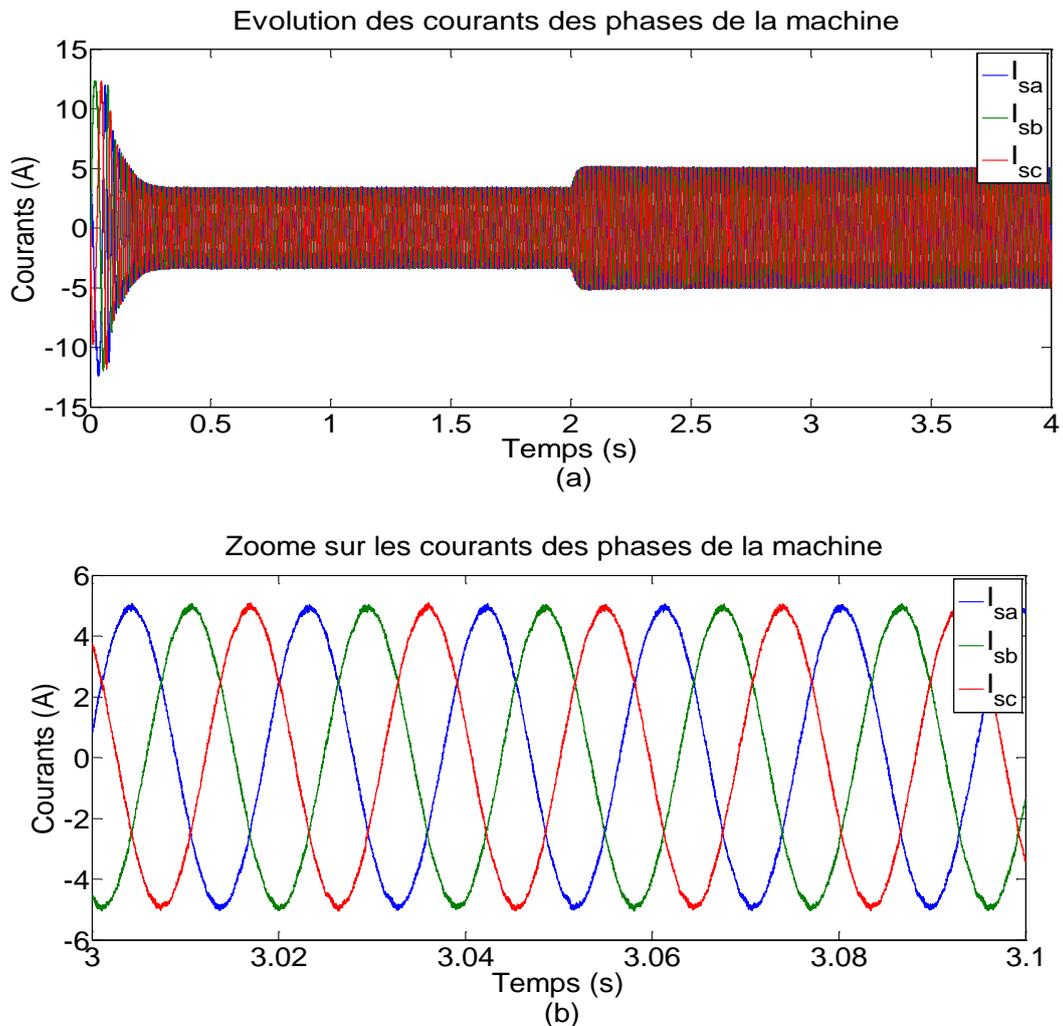


Figure 2-7 Allures des courants des phases de la machine.

La tension de sortie de l'onduleur est un paramètre crucial à analyser. Au départ, elle est ajustée pour maintenir la vitesse de référence de 1000 tr/min du moteur. À l'instant $t = 2$ s,

lorsqu'un couple de charge de 15 Nm est appliqué, l'onduleur modifie les tensions de sortie pour compenser l'effet de ce couple sur le moteur et maintenir la vitesse mécanique souhaitée.

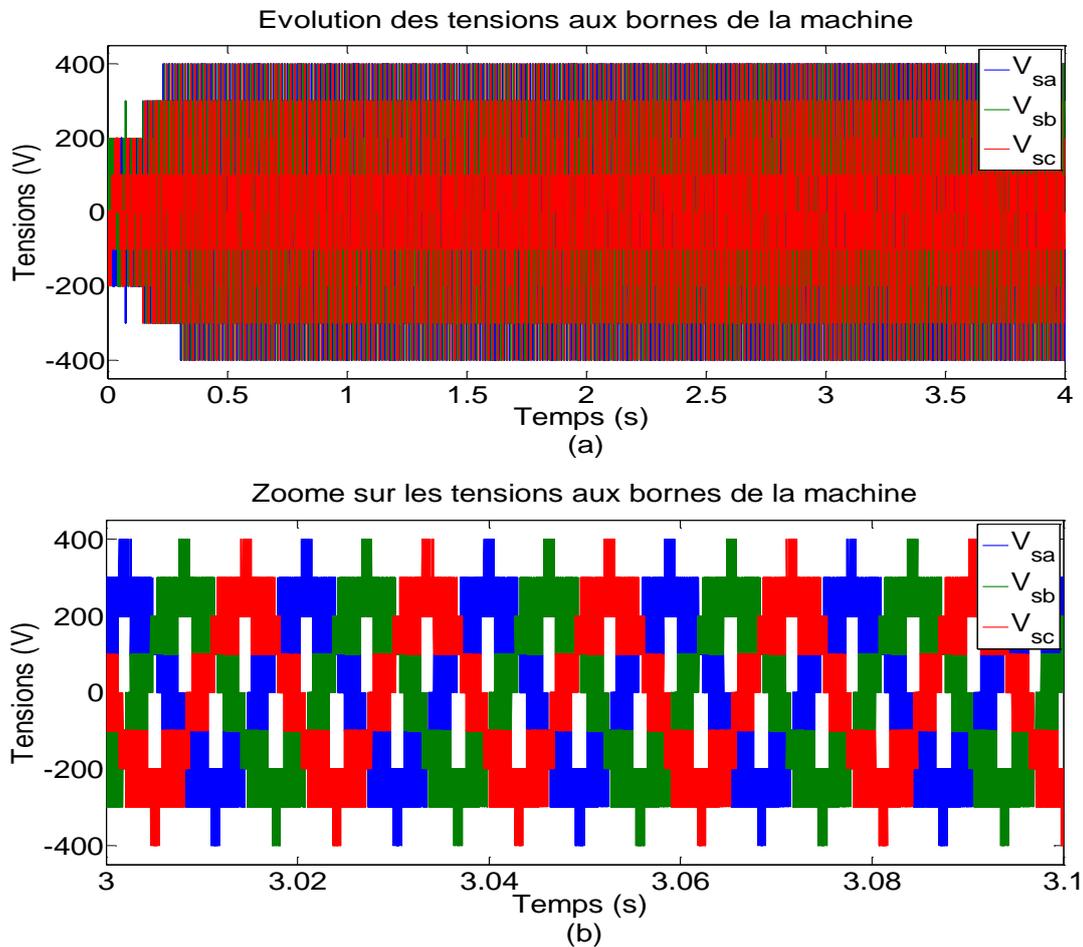


Figure 2-8 Allures des tensions aux bornes de la machine.

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons examiné la modélisation de la machine asynchrone triphasée ainsi que celle de l'onduleur à trois niveaux. Ces modélisations nous ont permis de développer un modèle mathématique de la machine ainsi que de l'alimentation par l'onduleur de tension à trois niveaux, commandé par la stratégie de MLI-ST. Nous avons utilisé la transformation de Park le système d'équations d'état de la machine, que nous avons validée à travers une simulation numérique sous Matlab/Simulink. Enfin, nous avons interprété les résultats de simulation obtenus.

Dans le prochain chapitre, nous présentons la commande par logique floue de la MAS alimentée par un onduleur de tension à multi-niveaux.

Référence bibliographique

- [1] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi, K. Nounou, and M. Becherif, "Circulating current reduction-based hybrid controller of an electrical drive system fed by two parallel inverters", *Electrical Engineering*, vol. 103, no. 1, pp. 205-216, April 2021.
- [2] E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.
- [3] K. Marouani, "Contribution à la commande d'un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile ", Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2010.
- [4] R. Casimir, "Diagnostic des défauts des machines asynchrones par reconnaissance des formes," Thèse de Doctorat de l'Ecole Doctorale d'Electronique, D'Électrotechnique, et D'Automatique à l'Université de Lyon, France, 2003.
- [5] E. Schaeffer, "Diagnostic des machines asynchrones modèle et outils paramétriques dédiés à la simulation et la détection des défauts," Thèse de Doctorat de l'Ecole Générale de Nantes, France, 1999.
- [6] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques," Thèse de Doctorat de l'Université Henri Point cary, Nancy I, France. 1999.
- [7] T. Boumegoura, "Recherche de signature électromagnétique des défauts dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vue du diagnostic," Thèse de Doctorat de l'Ecole Centrale de Lyon Ecully, France, 2001.
- [8] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi, L. Bentouhami, and E. Merabet, "Fuzzy Sliding Mode Method for Speed regulation of a Dual Star Induction Machine Drive fed by Multi-level Inverters", In *IEEE 2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS2018)*, 24-25 November 2018, Médéa, Algiers, Algeria, 2018
- [9] E. Zaidi, K. Marouani, A. E Mabrek, E. Merabet and L. Bentouhami, "Fuzzy Logic Control of Multi-Phase Induction Machine Drives Based on Cascaded Hybrid Multi-level Inverters," In *IEEE the International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb CISTEM 2018, USTHB-Algiers, Algeria, 29-31 October 2018.*

Chapitre 3 :

*Commande par logique floue de la MAS
alimentée par un onduleur de tension à trois
niveaux*

Chapitre 3: Commande par logique floue de la MAS alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux

3.1 Introduction

Les méthodes traditionnelles de réglage se sont avérées efficaces pour les systèmes simples caractérisés par des paramètres clairement définis. Cependant, cette approche ne s'applique pas universellement. La plupart des systèmes industriels sont non linéaires et présentent des propriétés variables dans le temps. La précision limitée des modèles et la présence d'erreurs de mesure rendent les procédures traditionnelles moins efficaces pour ce type d'ajustement, augmentant ainsi la sensibilité du réglage.

Le mode dégradé d'un onduleur à trois niveaux se réfère à son fonctionnement sous des conditions de panne ou de défaillance partielle, où certaines de ses capacités sont réduites mais il continue à fonctionner de manière limitée pour éviter une interruption totale du service.

Dans ce chapitre, nous abordons la commande par logique floue en décrivant sa structure et son principe de fonctionnement. Cette technique de commande est utilisée pour contrôler un actionneur électrique (une machine asynchrone MAS). Ensuite, nous comparons les réponses d'un onduleur à trois niveaux contrôlés par un régulateur PI et par logique floue (FLC) en mode normale. Finalement, nous avons étudié de deux types de défaut au niveau d'onduleur, ainsi qu'une étude comparative entre le contrôleur PI et le contrôleur FLC en mode dégradé.

3.2 Concept de base de l'ensemble Floue

Les ensembles flous, introduits par *Lotfi A. Zadeh en 1965*, sont une généralisation des ensembles classiques de la théorie des ensembles. Ils permettent de modéliser des notions imprécises ou incertaines et sont particulièrement utiles dans les domaines où la prise de décision repose sur des données floues ou ambiguës [1].

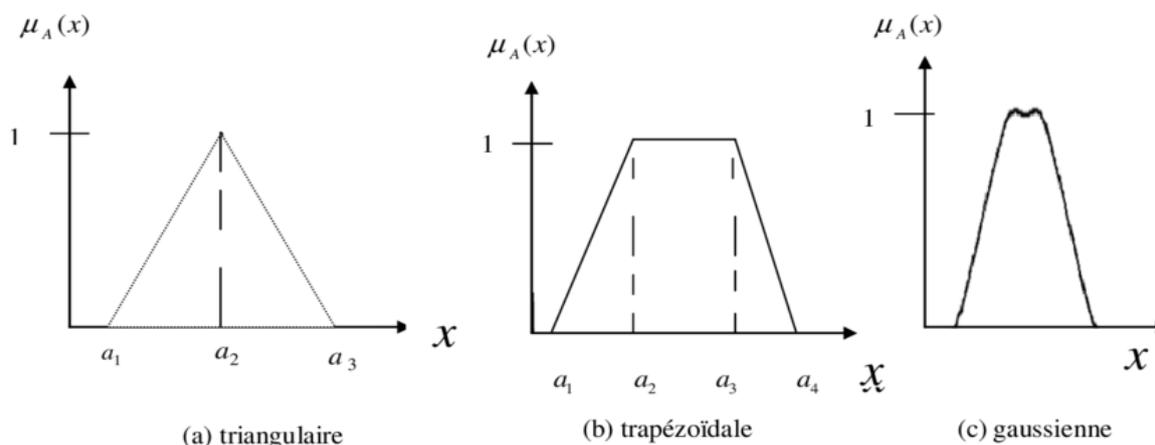


Figure 3-1 Différentes formes des fonctions d'appartenance.

3.3 Structure d'un système Floue

On trouve deux façons de comprendre un système Flou : 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 Flou 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 [1-2].

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 3-2 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.

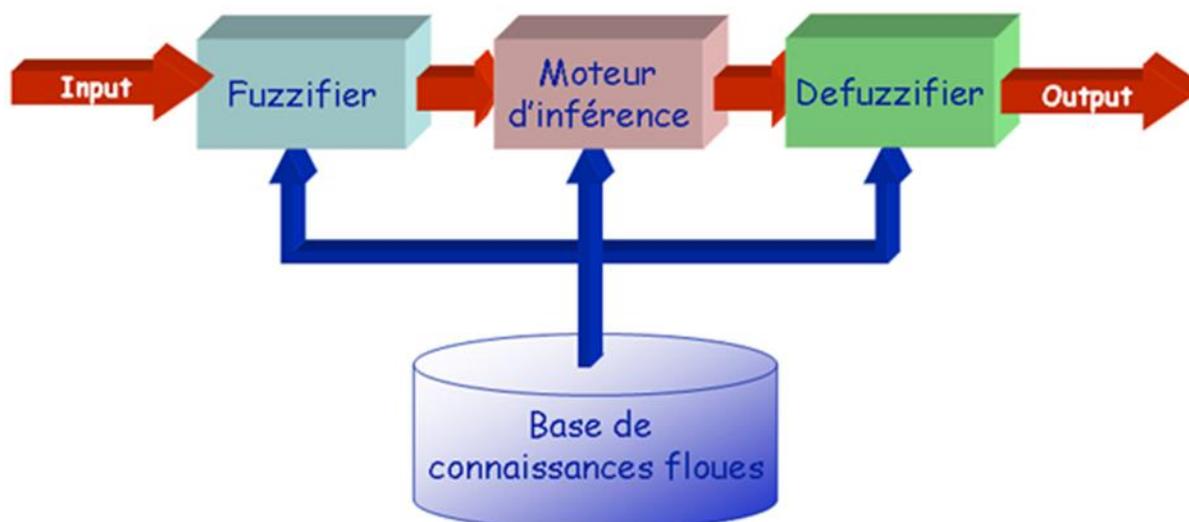


Figure 3-2 Configuration de base d'un régulateur par logique Floue.

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 [1-3] :

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** et des règles d'**Inférence** ;
4. **Bloc de défuzzification** fournit un signal de commande **non- Floue (réel)** à partir du signal Floue déduit.

3.4 Conception d'un régulateur par Logique Floue

La Figure 3.3 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 **Défuzzification**, 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 [2-4].

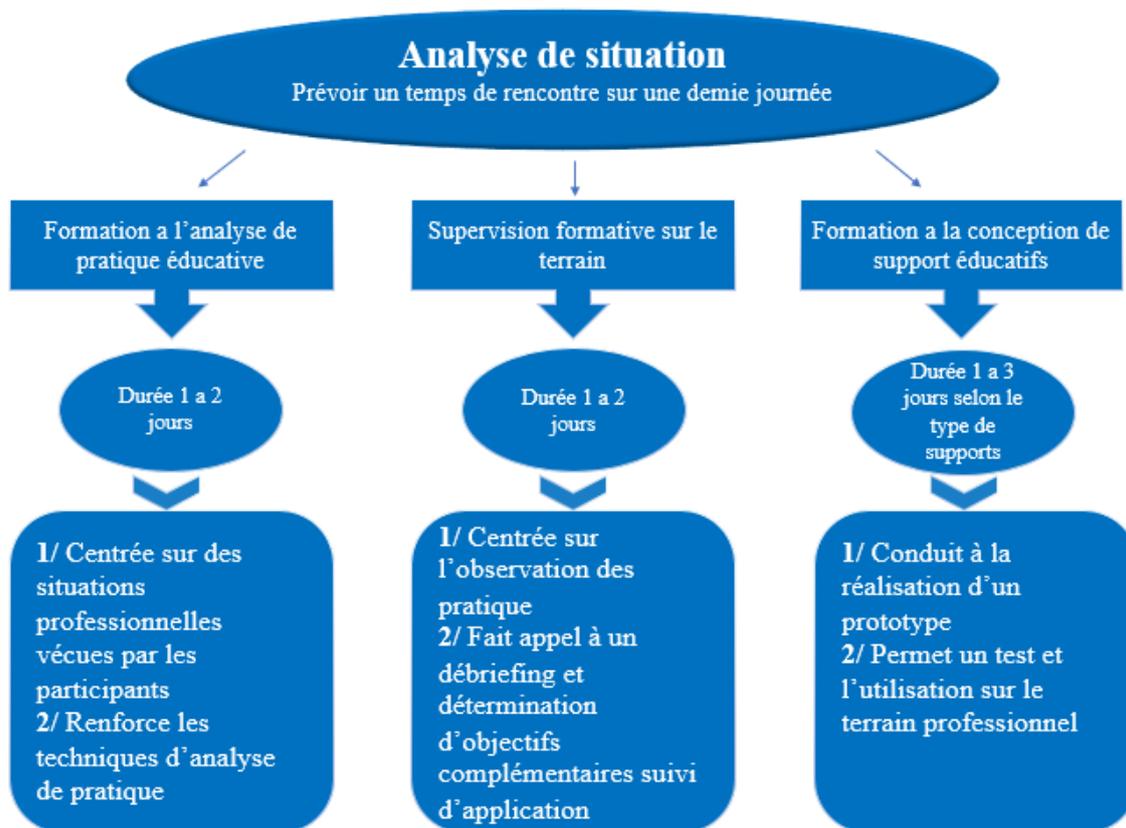


Figure 3-3 Etapes principales pour la conception d'un contrôleur FLC.

3.5 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**) [1-4].

3.6 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'écurueil et à Floue 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 [1-4].

3.6.1 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 défuzzification.

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 :

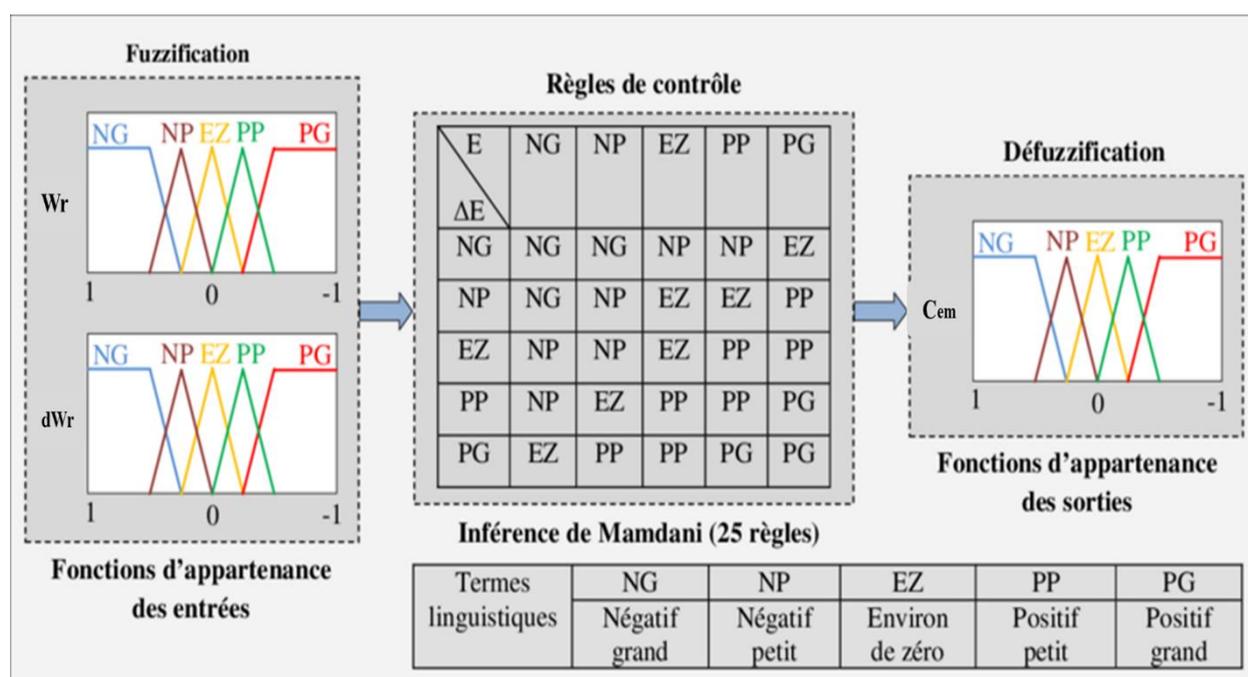


Figure 3-4 Structure du régulateur Floue de vitesse.

L'erreur de vitesse notée E est définie par :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega_r(t) \quad (3.1)$$

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

$$de = \frac{e(t+1) - e(t)}{\Delta T} \quad (3.2)$$

3.6.2 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 [2-4]. :

- 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 :

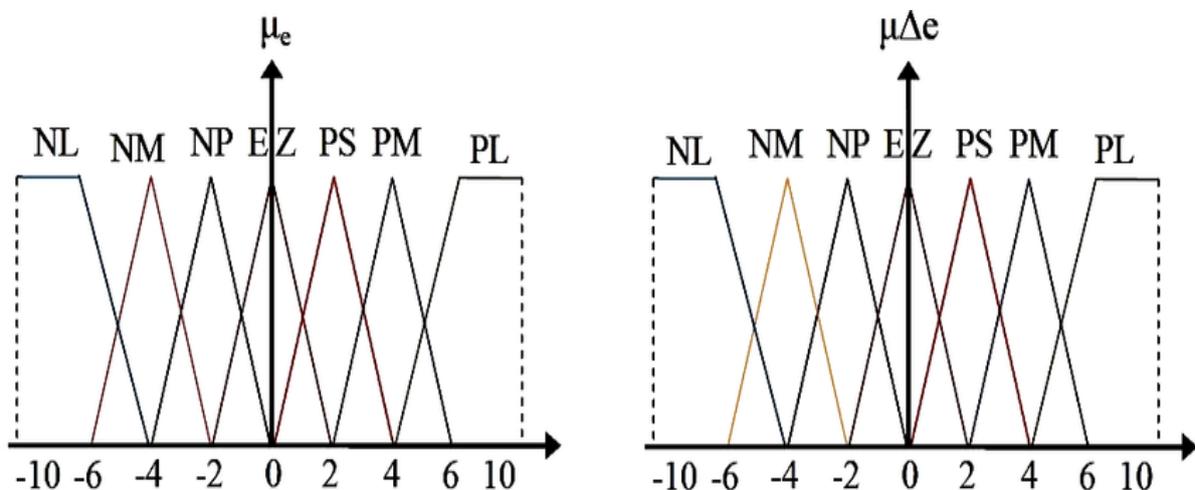


Figure 3-5 Fonctions d'appartenance des différentes variables du régulateur Floue.

3.6.3 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 [1-3]:

Tableau 3.1 Matrice d'Inférence des règles Floue.

		$d_e = d_{Wr}$						
		<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>PP</i>	<i>EZ</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>NG</i>
$e = W_r$	<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 $d_{C_{nem}}$ est PG

Si E est EZ et dE est EZ Alors $d_{C_{nem}}$ 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} .

3.6.4 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 [2-4].

3.6.5 Défuzzification

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 :

$$x_{GR} = \frac{\int x_r \cdot \mu_{res}(x_r) dx_r}{\int \mu_{res}(x_r) dx_r} \quad (3.3)$$

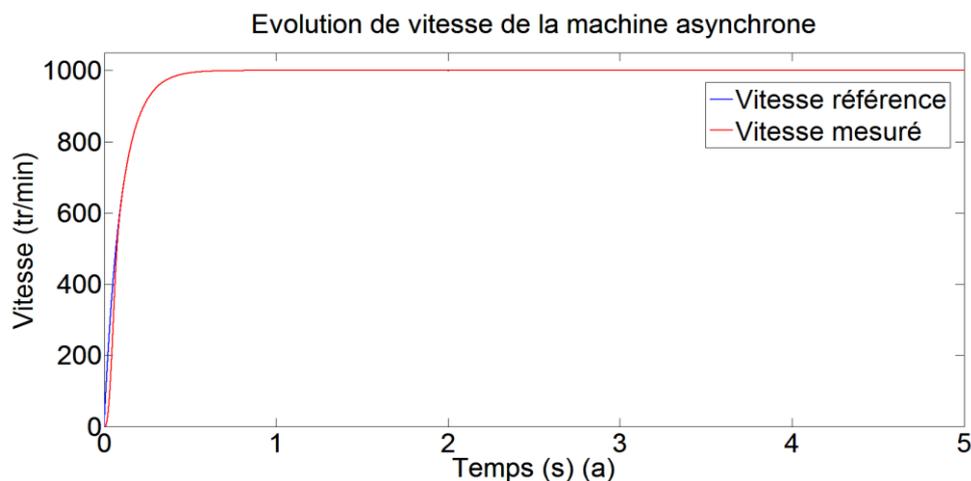
Cette expression prend la forme discrète suivante dans le cas de la méthode d'Inférence Max-Min :

$$dC_{nem} = \frac{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci} x_{Gi}}{\sum_{i=1}^{25} \mu_{ci}} \quad (3.4)$$

Où : dC correspondant à la deuxième i règle et G_i est l'abscisse de son centre de gravité.

3.7 Simulation de la commande vectorielle indirecte du système

Dans cette partie, nous présentons les courbes des résultats de simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone triphasée (actionneur électrique) alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux, contrôlé par les techniques de commande : non linéaire de type Logique Floue FLC, réalisée sous Matlab/Simulink.



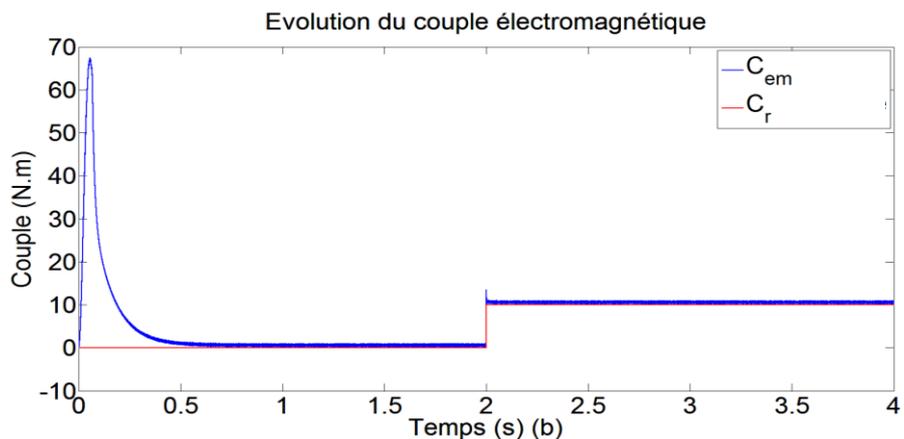


Figure 3-6 Allures des grandeurs mécaniques de la MAS obtenus avec le contrôleur par FLC.

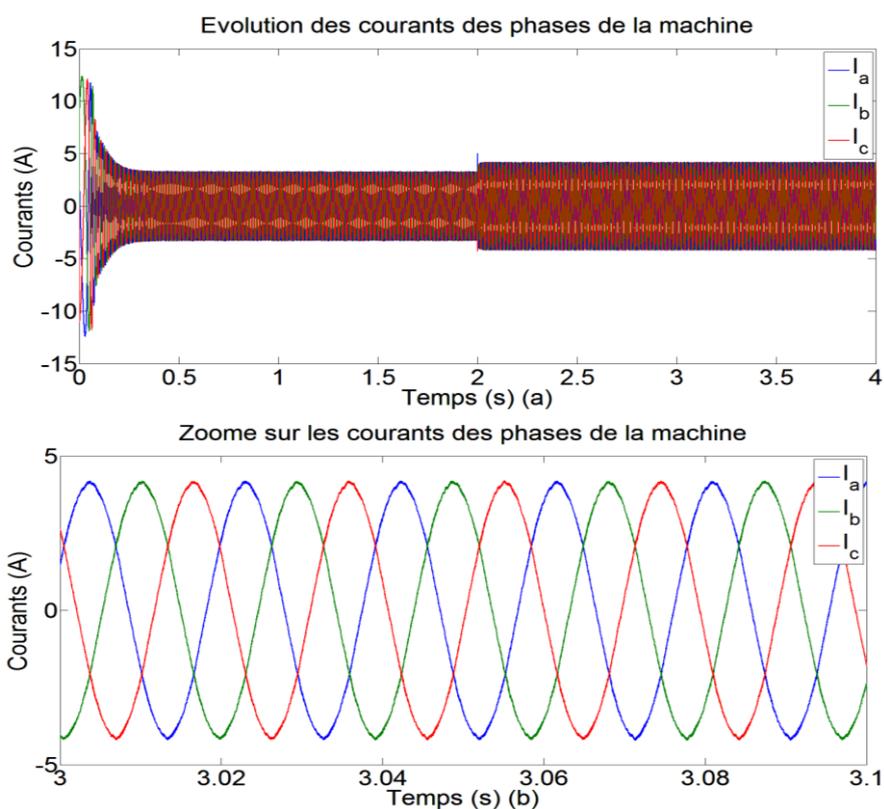
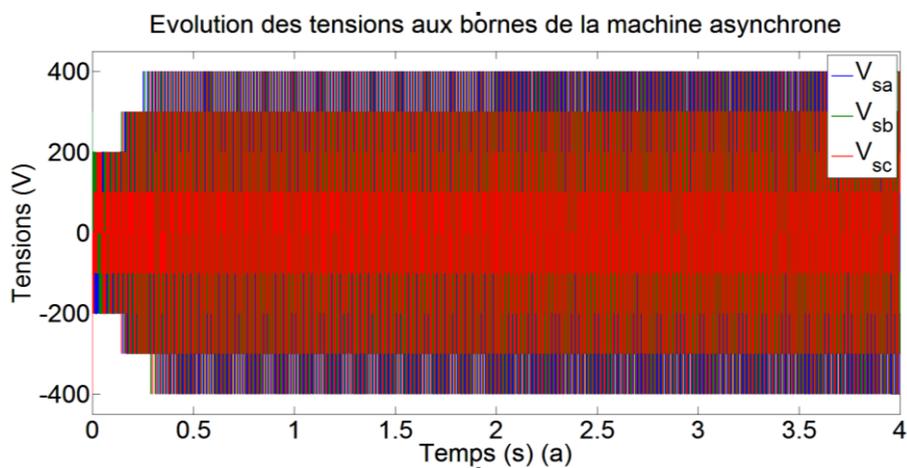


Figure 3-7 Allures des courants des phases de la MAS obtenu à l'aide de contrôle FLC.



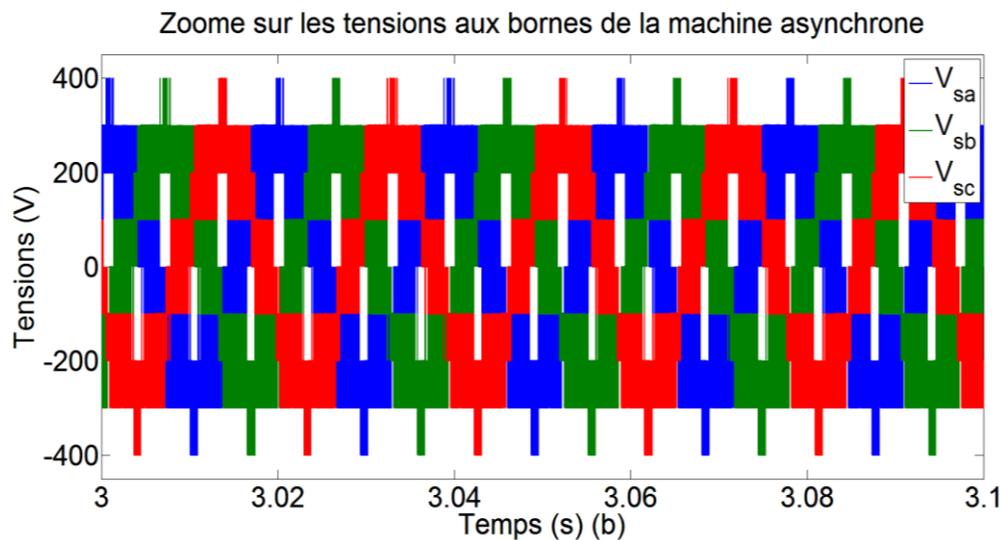


Figure 3-8 Allures des tensions aux bornes de la MAS obtenu à l'aide de contrôleur FLC.

Les résultats de simulation illustrés dans la Figure 3-6 concernent la vitesse, le couple électromagnétique, les courants statoriques et la tension composite de la machine MAS obtenus avec les deux régulateurs FLC. Après une phase d'adaptation, on observe une nette amélioration des performances de suivi par rapport à la commande utilisant uniquement le régulateur PI classique, en raison de : 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.

3.8 Etude de système suite à un défaut

Au cours des dernières décennies, la fiabilité des systèmes électriques a été le centre d'intérêt de plusieurs travaux de recherche actuelle. De plus, diverses mesures d'évaluation de la fiabilité du système ont été définies et analysées. Afin d'analyser la fiabilité des systèmes électriques, l'estimation mathématique de la fiabilité est nécessaire. Des modèles de défaillance au niveau composant ont été étudiés, ainsi que plusieurs méthodologies quantitatives pour construire des modèles de fiabilité au niveau système. Ces deux approches se combinent pour donner une prévision précise de la fiabilité.

3.8.1 Défaut de type circuit-ouvert (CO)

Du point de vue, il existe de multiples cas de défauts circuit ouvert (CO) d'un IGBT, nous présenterons l'essentiel de ces défauts, on note [5-7]:

- **DF1** : défauts d'ouverture de l'un des six interrupteurs (Fa, Fb, Fc, Fd, Fe, Ff).
- **DF2** : défauts d'ouverture des deux interrupteurs du même bras (Fa et Fb) ou (Fc et Fd) ou (Fe et Ff).
- **DF3** : défauts d'ouverture des interrupteurs de potentiel positives et négatives des deux bras différents (Fa^Fc) et (Fb^Fd).
- **DF4** : défauts d'ouverture des interrupteurs de deux bras différents (Fa, Fb), (Fc, Fd), (Fe, Ff).

D'une manière générale, le régime de défaut de circuit-ouvert pour n'importe quel mode est obtenu par le blocage de l'IGBT du bras de la phase concernée par le défaut à l'état ouvert ($S_i=0$).

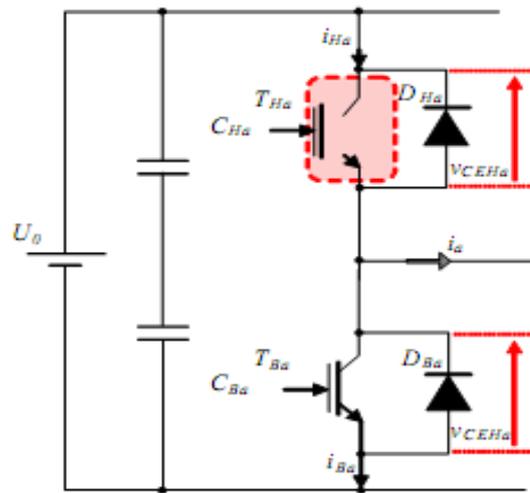


Figure 3-9 Défaut circuit ouvert (CO) d'un IGBT.

3.8.2 Défaut de type court-circuit (CC)

D'une manière générale, il existe aussi plusieurs scénarios de défauts court-circuit (CC), on s'intéresse au court-circuit d'un seul interrupteur du bras 'A' [5-7]. Le régime de défaut court-circuit, présenté sur la figure I-4, se produit lorsqu'un des composants d'une cellule de commutation (IGBT) reste constamment fermé ($S_i=1$) [5-7]. La validation de la première approche pour l'analyse de défaut CC est faite sous *Matlab /Simulink*, car la mise en pratique de ce type de défaut nécessite certains dispositifs de protection pour éviter l'endommagement des interrupteurs (IGBT) et leurs commandes.

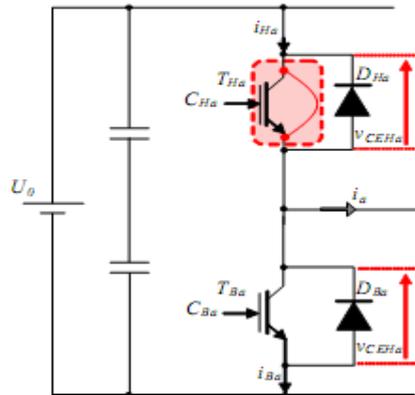


Figure 3-10 Défaut court-circuit (CC) d'un IGBT.

Après avoir présenté l'origine des défauts relatifs aux composants IGBT, et par conséquent au convertisseur statique, nous nous intéresserons à l'étude des techniques de segmentation de la puissance qui assurent l'alimentation et la continuité de service des systèmes de forte puissance à tolérance de pannes [7]:.

3.9 Commande de la MAS en présence du défaut circuit ouvert d'un Bras

Lors de cette simulation, nous avons testé le système d'entraînement dans les mêmes conditions présentées précédemment, la seule différence réside dans la provocation d'un défaut d'ouverture d'un Bras de l'onduleur de tension a trois niveau à l'instant $t=3s$.

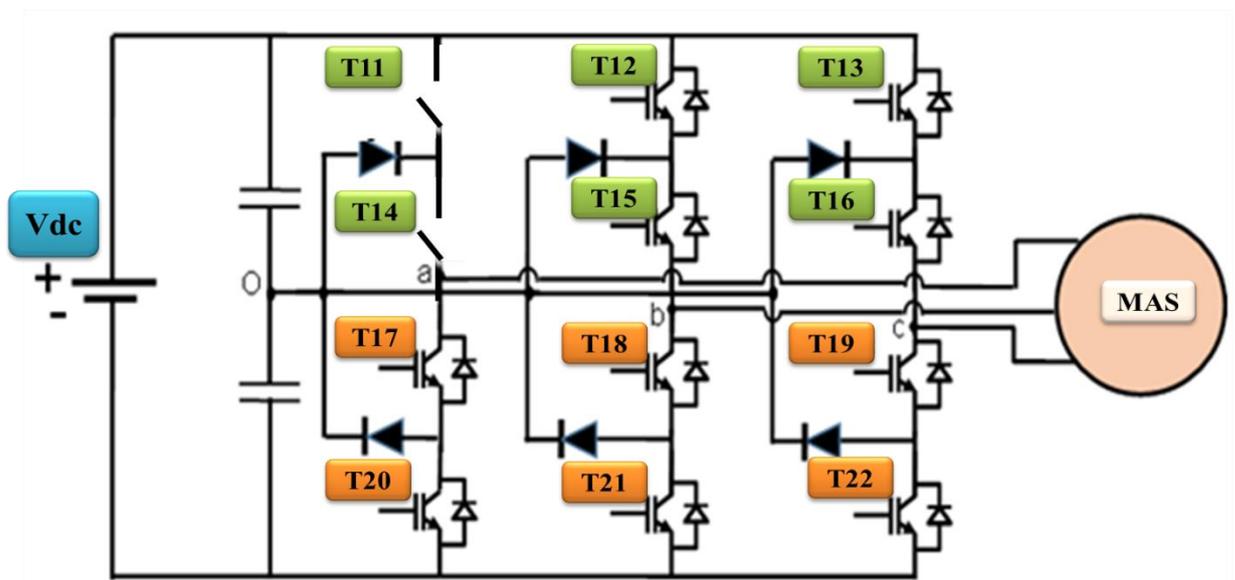


Figure 3-11 Défaut circuit ouvert d'un Bras de l'onduleur a trois niveaux.

Les figures suivantes présentent l'évolution des principales grandeurs caractéristiques du système d'entraînement suite à un défaut provoqué.

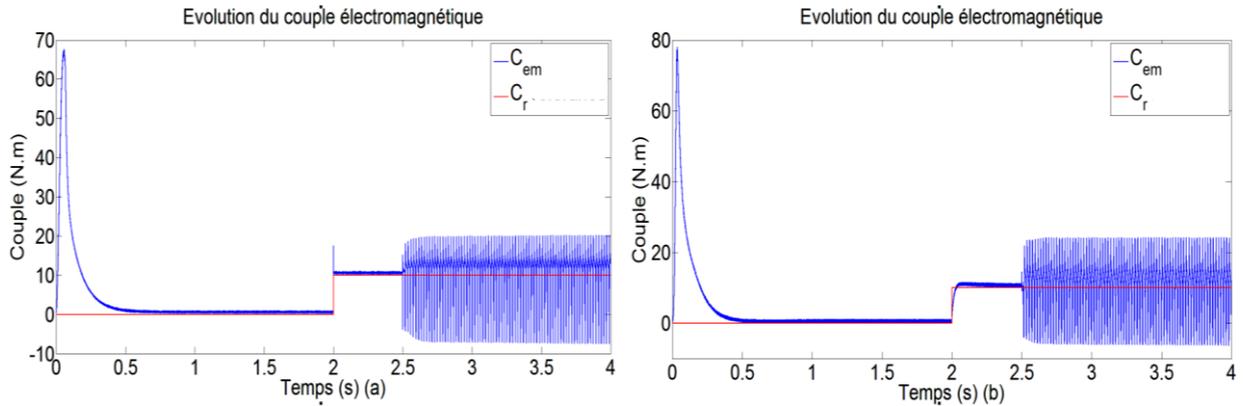


Figure 3-12 Allures des couples développés par la MAS, en présence d'un défaut de coupure d'un bras et en contrôlant le système par FLC (a) et PI (b).

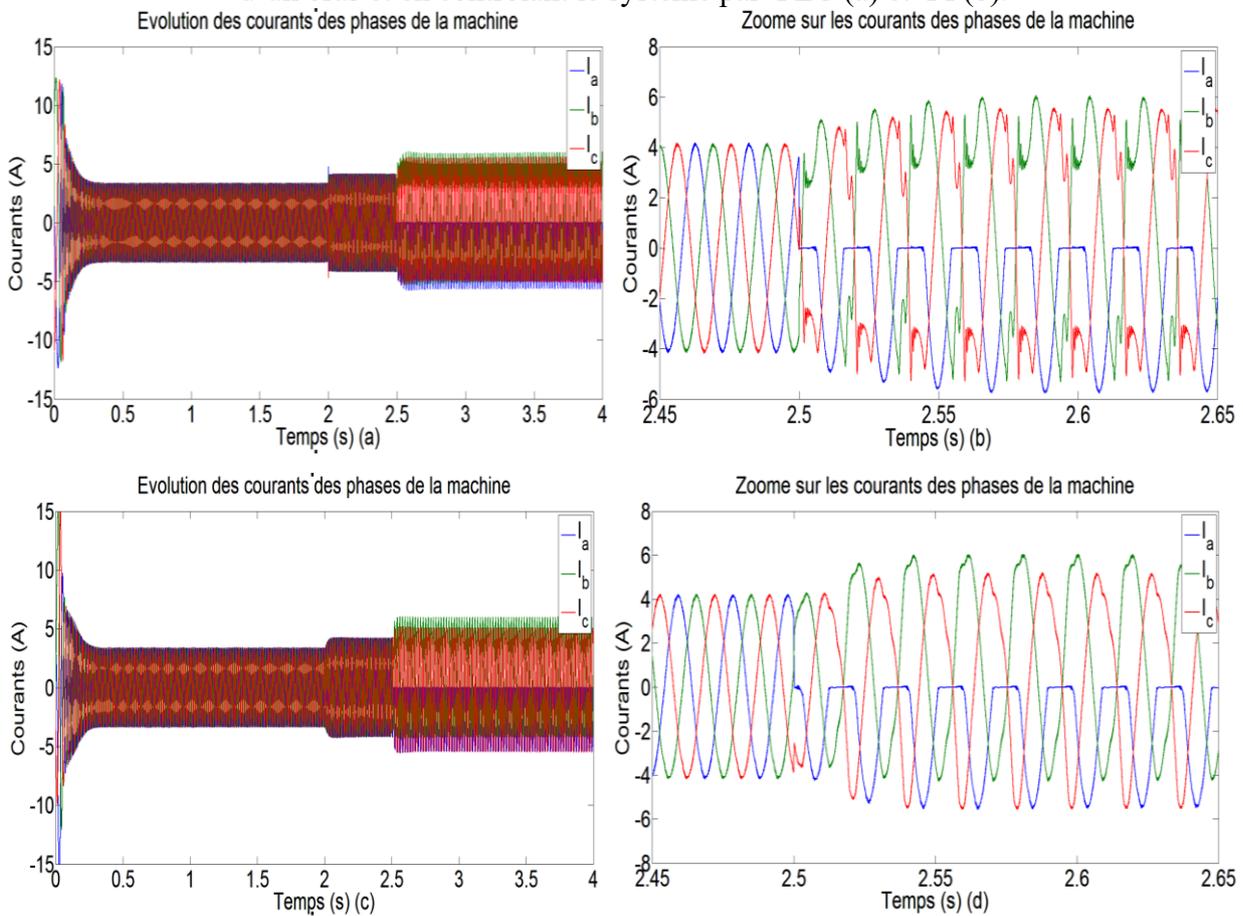


Figure 3-13 Allures des courants des phases développés par la MAS, en présence d'un défaut de coupure d'un bras et en contrôlant le système par FLC (a) et PI (b).

Les résultats de simulation présentés sur les Figures 3-12 à 3-13 montrent que le défaut de coupure d'un bras d'onduleur apparu à l'instant $t=2.5s$ a provoqué une dégradation plus importante des grandeurs caractéristiques de la machine. Les courants des phases plus importantes et le déséquilibre des courants de sortie d'onduleur à trois niveaux et le déséquilibre

sont amplifié les ondulations de couple et de la vitesse qui est maintenue régulée. Le régulateur FLC permis une légère réduction ondulations de couple par rapport au régulateur PI.

3.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présente la commande de la MAS triphasée alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux par 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.

Référence bibliographies

- [1] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi, L. Bentouhami, and E. Merabet, ‘‘Fuzzy Sliding Mode Method for Speed regulation of a Dual Star Induction Machine Drive fed by Multi-level Inverters’’, In *IEEE 2018 International Conference on Applied Smart Systems (ICASS2018)*, 24-25 November 2018, Médéa, Algiers, Algeria, 2018.
- [2] E. Merabet et A. Belayali, ‘‘ Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator’’, *Mémoire d'Ingéniorat de l'Université de M'Sila, Algérie* 2005.
- [3] E. Zaidi, K. Marouani, A. E Mabrek, E. Merabet and L. Bentouhami, ‘‘Fuzzy Logic Control of Multi-Phase Induction Machine Drives Based on Cascaded Hybrid Multi-level Inverters,’’ In *IEEE the International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb CISTEM 2018, USTHB-Algiers, Algeria, 29-31 October 2018*.
- [4] E. Zaidi, K. Marouani, and E. Merabet, ‘‘A new approach based on neuro-fuzzy controller of a dual star induction machine supplied by multi-level inverters’’, *Second International Conference on Electrical Engineering ‘‘ICEEB’18’’*, 2-3 December 2018, Biskra University, Algeria, 2018.
- [5] Z. Dou, ‘‘Sûreté de Fonctionnement des Convertisseurs Nouvelles Structures de Redondances pour Onduleurs Sécurisés à Tolérance de Pannes’’, *Thèse de doctorat de l'INP Toulouse, Laboratoire LAPLACE*, 2011.
- [6] A. Boukaroura, ‘‘ Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond-Graph, » *Mémoire Magistère en Electrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif*, 02/12/2009.
- [7] I. Jlassi, J. O. Estima, S. K. El Khil, N. M. Bellaaj, and A. J. M. Cardoso, ‘‘Multiple open-circuit faults diagnosis in back-to-back converters of PMSG drives for wind turbine systems’’, *IEEE Transaction on Power Electronics.*, vol. 30, no. 5, pp. 2689–2702, May. 2015.

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous avons réalisé une étude approfondie et une analyse des performances d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux. Notre objectif principal était de comparer les performances d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à deux niveaux avec un onduleur à trois niveaux, en effectuant des tests de robustesse.

À travers nos travaux, nous avons pu tirer les conclusions suivantes :

L'utilisation d'un onduleur à trois niveaux présente des avantages significatifs par rapport à un onduleur à deux niveaux, notamment une meilleure qualité de l'onde de tension, une réduction des harmoniques et une meilleure efficacité énergétique pour alimenter les entraînements électriques moyen et haut puissance

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 en deux modes ([mode normale et mode dégradé](#)).

[Le premier chapitre](#) a permis de positionner notre étude en dressant un état de l'art sur les onduleurs multiniveaux 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 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 aux deux mode ([modes normale et dégradé](#)). Les résultats de simulation obtenus ont confirmé que le contrôleur de type [FLC](#) offre une excellente robustesse comparée au contrôleur [PI](#).

Ce travail de mémoire a également ouvert plusieurs perspectives, notamment :

- Mise en œuvre expérimentale ;
- L'exploration d'autres approches de commande robuste telles que les commande par mode glissant génétiques et la commande adaptative.

Annexe A : Model mathematic d'ondileur a trois niveau

Les capacités de commutation de l'onduleur sont supposées être élevées. Par conséquent, quelle que soit l'intensité de courant circulant dans l'alimentation, la tension aux bornes reste constante. $U_{c1} = U_{c2} = U_{c3}$ La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est négligeable en dessous de la tension de claquage qui est d'environ quelques centaines de volts.

Pour éviter tout court-circuit des sources de tension causé par la conduction de certains commutateurs et pour assurer une maîtrise totale du convertisseur, une commande supplémentaire est mise en place [8].

$$\begin{cases} B_{x1} = \overline{B_{x4}} \\ B_{x2} = \overline{B_{x3}} \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

Avec:

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

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

$$\begin{cases} F_{X1}^b = F_{x1} \cdot F_{x2} \\ F_{X0}^b = F_{x3} \cdot F_{x4} \end{cases} \quad (\text{A.2})$$

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 :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11} \cdot F_{12} U_{c1} - F_{13} F_{14} \cdot U_{c2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} F_{14}) U_c \\ V_{bn} = F_{21} \cdot F_{22} U_{c1} - F_{23} F_{24} \cdot U_{c2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} F_{24}) U_c \\ V_{cn} = F_{31} \cdot F_{32} U_{c1} - F_{33} F_{34} \cdot U_{c2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} F_{34}) U_c \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

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

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \\ F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \\ F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{A.4})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b U_{c1} - F_{10}^b U_{c2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) U_c \\ V_{bn} = F_{21}^b U_{c1} - F_{20}^b U_{c2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) U_c \\ V_{cn} = F_{31}^b U_{c1} - F_{30}^b U_{c2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) U_c \end{cases} \quad (\text{A.5})$$

Les tensions composées sont données par :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) U_{c1} - (F_{13} F_{14} - F_{23} F_{24}) \cdot U_{c2} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) U_{c1} - (F_{23} F_{24} - F_{33} F_{34}) \cdot U_{c2} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) U_{c1} - (F_{33} F_{34} - F_{13} F_{14}) \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (\text{A.7})$$

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

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{210}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \quad (\text{A.8})$$

Les tensions simples sont données comme suite [5]:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (\text{A.9})$$

A.1 Stratégie de commande MLI-ST

La technique de modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle consiste (MLI-ST) à comparer une onde modulante basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. De plus, les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs étant fixée par la fréquence de la porteuse :

$$\begin{cases} V_{p1}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin.} \cos(2\pi f_p \cdot t) \\ V_{p2}(t) = \frac{2}{\pi} V_{mp} \cdot \text{arc. sin} \left(\cos(2\pi f_p \cdot t) - \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (\text{A.10})$$

Le fonctionnement de la commande MLI (Modulation de Largeur d'Impulsions) à trois niveaux est illustré ci-dessous.

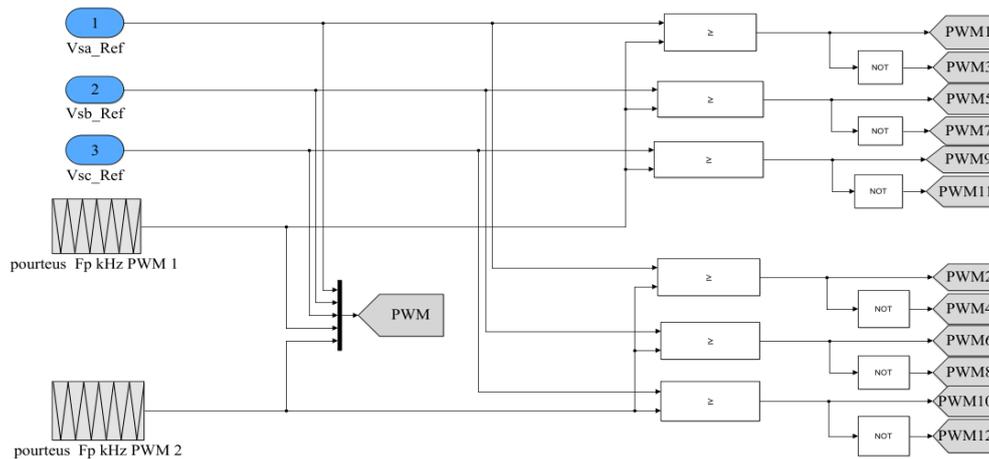


Figure A-1 Principe de la commande MLI-ST à trois niveaux.

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST du convertisseur à trois niveaux de tensions, il est nécessaire d'avoir deux porteuses triangulaires de même amplitude et fréquence (comme le montré sur la Figure A.1). Ces porteuses sont ensuite comparées au signal de référence (sinusoïdal) d'amplitude et de fréquence. Chaque comparaison renvoie 1 si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire :

Après avoir simulé la commande MLI-ST de l'onduleur de tension à trois niveaux, les formes d'ondes obtenues sont présentées sur la Figure A.2.

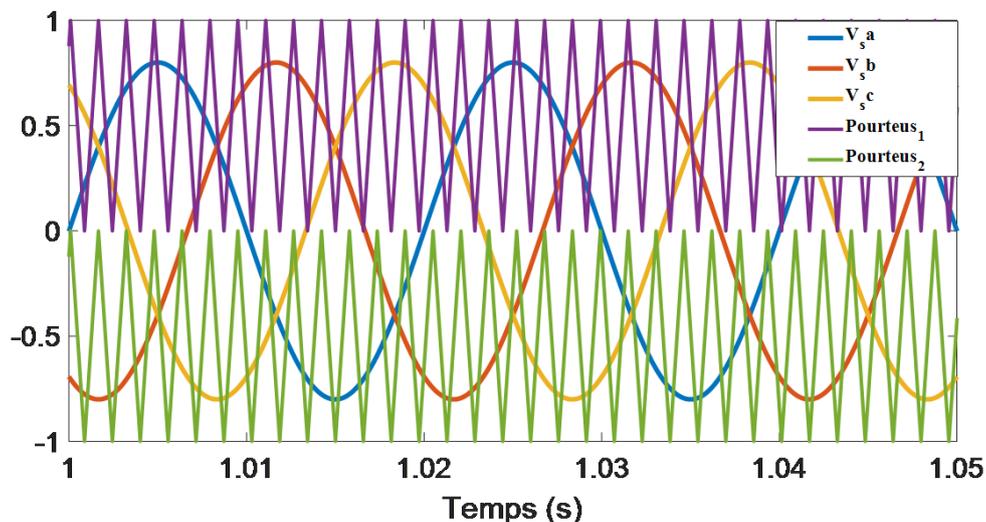


Figure A-2 Les tensions de référence avec les signaux porteuses de l'onduleur à trois niveaux.

Annexe B : Modélisation de l'onduleur de deux niveaux et la transformation de Park

B.1 Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

Les tensions composées V_{ab} , V_{bc} et V_{ca} sont calculées comme suit :

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

En se référant à un point milieu d'un diviseur fictif, les tensions d'entrée de l'onduleur sont notées V_{ao} , V_{bo} et V_{co} . En utilisant les relations de Charles, il est possible d'écrire :

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

Comme la charge est équilibrée nous avons

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

La somme des trois équations du système 1.2 et en tenant compte de la dernière égalité nous obtenons :

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

En remplaçant V_{no} dans le système d'équation 1.25 et en calculant les tensions simples de sortie de l'onduleur nous aurons

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

A.2 La transformation de Park :

La transformation de Park est une technique permettant d'associer à un système triphasé un système biphasé équivalent tournant dans un référentiel donné. Cette transformation ne modifie en aucune façon les caractéristiques principales de la machine, telles que la force magnétomotrice (ou champ), la puissance, le couple et la vitesse. [B1]

$$[P] * [P]^{-1} = I \quad (\text{B.6})$$

Avec : I matrice identité

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

$$[P]^{-1} = [P]^t \quad (\text{B.8})$$

Est une matrice orthogonale. Le coefficient $\sqrt{\frac{2}{3}}$ est choisi pour conserver la puissance.

B.3 Application de Park sur les équations électriques et magnétiques :

Le choix du référentiel est celui lié au champ tournant car il offre un modèle complet du moteur qui peut être utilisé pour le commander.

Ce choix permet également de faire correspondre des grandeurs continues aux grandeurs sinusoïdales en régime permanent. La conception du contrôle vectoriel par orientation du flux

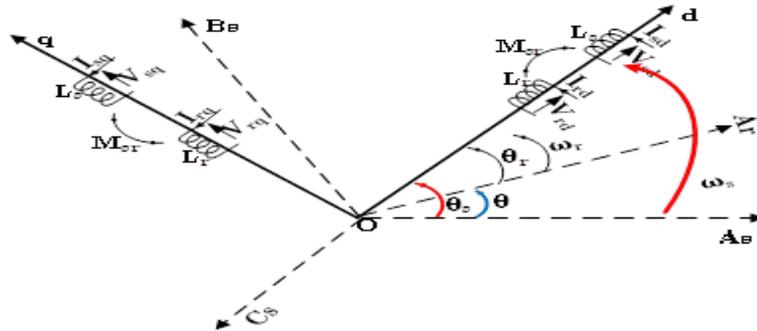


Figure B-1 Transformation de Park des bobinages du moteur sur deux axes tournant avec le champ

requiert ce choix et les modèles de commande dépendent de la position du repère par rapport aux différents axes de flux.

$$\text{Les équations des tensions : } [V_{dqo}] = [P][V_{abc}] \quad (\text{B.9})$$

$$\text{Les équations des courants : } [i_{dqo}] = [P][i_{abc}] \quad (\text{B.10})$$

$$[i_{abc}] = [P]^{-1}[i_{dqo}] \quad (\text{B.11})$$

$$\text{Les équations des flux : } [\Phi_{dqo}] = [P][\Phi_{abc}] \quad (\text{B.12})$$

$$[\Phi_{abc}] = [P]^{-1}[\Phi_{dqo}] \quad (\text{B.13})$$

En appliquant Park à l'équation suivante :

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}]_s + \frac{d}{dt}([\Phi_{abc}]_s) \quad (\text{B.14})$$

Nous aurons

$$[V_{dqo}] = [P][V_{abc}]_s = [P][R_s][i_{abc}]_s + [P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1} [\Phi_{dqo}]_s) \quad (\text{B.15})$$

Comme la matrice $[R_s]$ est le produit d'un scalaire avec la matrice identité $[I]$ et si on remplace les courants par ceux des axes d q nous obtenons :

$$[V_{dqo}]_s = [P][R_s][P]^{-1}[i_{dqo}]_s + [P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1})[\Phi_{dqo}]_s + [P][P]^{-1} \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}]_s \quad (\text{B.16})$$

$$[V_{dqo}]_s = [R_s][i_{dqo}]_s + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}]_s + [F][\Phi_{dqo}]_s \quad (\text{B.17})$$

Avec

$$[F] = [P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_s & 0 \\ \omega_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.18})$$

Où ω_s : Vitesse de synchronisme est celle du repère lié au champ tournant.

Si nous appliquons la même transformation aux équations du rotor, nous obtenons les équations suivantes :

$$[V_{dqo}]_r = [R_r][i_{dqo}]_r + \frac{d}{dt} [\Phi_{dqo}]_r + [F'][\Phi_{dqo}]_r \quad (\text{B.19})$$

$$[F'] = [P] \frac{d}{dt} ([P]^{-1}) = \begin{bmatrix} 0 & \omega_{rl} & 0 \\ \omega_{rl} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.20})$$

Où

$$\omega_{rl} = \omega_s - p\Omega \quad (\text{B.21})$$

Est la vitesse de glissement est celle du repère lié au champ tournant, où p est le nombre de paires de pôle et Ω est la vitesse mécanique du moteur $\omega = p\Omega$ est la vitesse électrique.

Référence Biographique Annexe B

[B1] E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.

Annexe C : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle

C.1 Régulation de vitesse

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante [Zai22]

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n \text{ si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \frac{\varphi_n \Omega_n}{|\Omega|} \text{ si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (C.1)$$

Schémasé par la Figure C.1 :

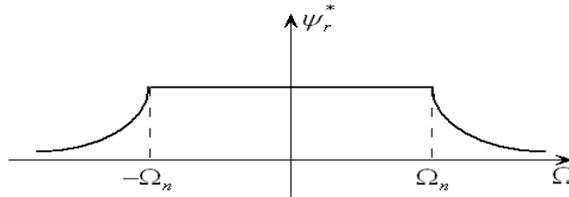


Figure C.1 Schéma de défluxage.

➤ Identification des paramètres de la régulation de vitesse

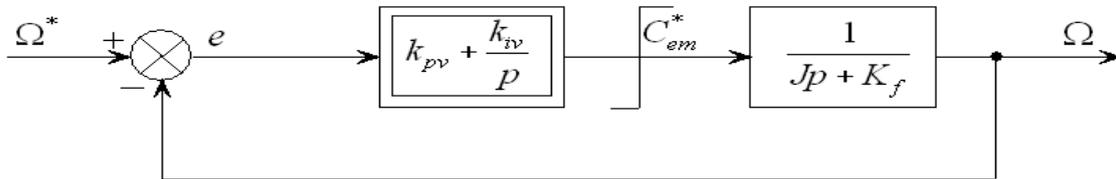


Figure C.2 Boucle de régulation de vitesse.

Identification de coefficients de k_{pv} et k_{iv} donné par : (On prend $T = T_r$)

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{J}{T} \\ k_{iv} = \frac{K_f}{T} \end{cases} \quad (C.2)$$

La commande doit être limité par un dispositif de saturation défini par :

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* \text{ si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{ sign}(C_{em}^*) \text{ si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (C.3)$$

Référence Biographique C

[Zai22] 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.

Annexe D : Paramètres du système

Tableau D.1: Paramètres de la MAS.

<i>Désignation</i>	<i>Valeur</i>
<i>Puissance nominale</i>	<i>5.5 kW</i>
<i>Vitesse nominale</i>	<i>960 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 poles</i>
<i>Flux rotorique</i>	<i>0.8 Wb</i>
<i>Tension du bus continue</i>	<i>400 V</i>

ملخص:

التطور السريع في تكنولوجيا إلكترونيات القدرة ودوائر التحكم سهل استخدامها في البطاقات الإلكترونية في مجالات متنوعة، نذكر منها التحكم في الآلات الكهربائية غير المتزامنة. تعمل هذه البطاقات عن طريق توفير التغذية الكهربائية للآلات باستخدام عاكس ذو ثلاثة مستويات. في هذا العمل، تم تطبيق تقنية التحكم الشعاعي على المحرك غير المتزامن، وتم تغذيته بواسطة عاكس ذو ثلاثة مستويات في حالتي التشغيل العادية والمتدهورة. تمت دراسة ومحاكاة هذا النظام باستخدام نوعين من المتحكمات: المتحكم الخطي (PI) والمتحكم الضبابي (FLC). أظهرت نتائج المحاكاة فعالية ونجاعة المتحكم الضبابي بالمقارنة مع المتحكم الخطي. يتمتع المتحكم الضبابي بفعالية كبيرة في توفير التحكم الدقيق والكفاءة العالية في تشغيل الآلات غير المتزامنة في الوضعين العادي والمتدهور مقارنة مع المتحكم الخطي. وبالتالي، يساهم هذا البحث في فهم أفضل لتأثير المتحكم الخطي في مجال إلكترونيات القدرة التي تغذي الآلات الكهربائية. ويمكن استخدام النتائج المتحصل عليها لاختيار العاكس المناسب في تطبيقات محددة.

كلمات مفتاحية: التحكم الشعاعي، الآلات الكهربائية، المتحكم الضبابي، العاكس ذو ثلاث مستويات.

Abstract:

The fast development of power electronics technology and control circuits has facilitated their use in electronic boards in various fields, including the control of asynchronous electric machines. These boards operate by providing electrical power to the machines using a three-level inverter. In this study, radial control technology was applied to the asynchronous motor, powered by a three-level inverter under both normal and degraded operating conditions. This system was studied and simulated using two types of controllers: the linear controller (PI) and the fuzzy logic controller (FLC). Simulation results demonstrated the effectiveness of the FLC compared to the PI controller. The FLC controller is highly effective in ensuring precise control and high efficiency in the control of electric actuators under both normal and degraded conditions compared to the PI controller. Therefore, this research contributes to a better understanding of the impact of FLC in the field of power electronics that supply electric machines. The results obtained can be used to select the appropriate control technique for specific applications.

Keywords: Field-oriented control, electric actuator, fuzzy logic controller, three-level inverter.

Résumé :

Le développement rapide de la technologie de l'électronique de puissance et des circuits de commande a facilité leur utilisation dans des cartes électroniques dans divers domaines, y compris le contrôle des machines électriques asynchrones. Ces cartes fonctionnent en fournissant de l'énergie électrique aux machines à l'aide d'un onduleur à trois niveaux. Dans ce travail, la technologie de commande radiale a été appliquée au moteur asynchrone, alimenté par un onduleur à trois niveaux dans des conditions de fonctionnement normales et dégradées. Ce système a été étudié et simulé en utilisant deux types de régulateurs : le régulateur linéaire (PI) et le régulateur logique flou (FLC). Les résultats de simulation ont démontré l'efficacité du régulateur FLC par rapport au régulateur PI. Le régulateur logique flou est très efficace pour assurer un contrôle précis et une haute efficacité dans les commandes des actionneurs électriques dans des conditions normales et dégradées par rapport au régulateur PI. Ainsi, cette recherche contribue à une meilleure compréhension de l'impact du régulateur FLC dans le domaine de l'électronique de puissance qui alimente les machines électriques. Les résultats obtenus peuvent être utilisés pour sélectionner la technique de commande appropriée pour des applications spécifiques.

Mots-clés : Commande vectorielle, actionneur électrique, régulateur logique flou, onduleur à trois niveaux.