

الشعبية الديمقراطية الجزائرية الجمهورية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي

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

Faculté des Sciences et de la technologie

كلية العلوم والتكنولوجيا

Département Electronique

قسم الإلكترونيك

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Filière : Electronique

Spécialité : Industries électroniques

Présentée par :

- **GHANEM Meriem**
- **KEBAILI Ibtissem**

Intitulé :

*Etude et commande sans capteur mécanique d'un actionneur électrique
alimenté par un onduleur cinq niveaux de type NPC*

Soutenu le : 25/06/2024

Devant le jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>Mr. BENTOUHAMI Larafi</i>	<i>MCB</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mr. ZAIDI Elyazid</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>ENSH-BLIDA</i>
<i>Mr. MEZAACHE Salah Eddine</i>	<i>MCB</i>	<i>Co-Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mem. HAMADACHE Fouzia</i>	<i>MAA</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2023/2024

Remerciements

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

Tout d'abord, on tient à remercier Dieu le tout puissant pour ses bien faits inestimables, de nous avoir permis de terminer nos études ainsi que ce modeste travail dans de bonnes conditions.

*La réalisation et la contribution de ce mémoire a été possible grâce au notre Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid, MCB** a l'Ecole Nationale Supérieure d'Hydraulique de Blida cela nous tenons à le remercier chaleureusement*

*Nous adressons nos remerciements à notre Co-Encadreur **Dr. MEZAACHE Salah Eddine, MCB** de l'Université de Bordj Bou Arreridj, pour sa contribution et sa disponibilité à l'élaboration de ce travail.*

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

Enfin on remercier tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travaille à

*Mes chers parent, pour leurs soutient morale et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé
pour terminer mes études dans des bonnes conditions, en leur
espérant une longue vie et que ﷻ les garder*

- * Ames chers sœurs*
- * A mon Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid** et Co-Rapporteur
Dr. Mezaache Salah Eddine.*
- * A toute la promotion **2023-2024 Industries
Electronique sans exception.***
- * A mes tout chers amis.*

Meriem

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

*Mes chers parents, pour leur soutien moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé
pour terminer mes études dans de bonnes conditions
en leur espérant une longue vie et que الله les garde*

- * Ames chers sœurs*
- * A mon Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid** et Co-Rapporteur
Dr. Mezaache Salah Eddine.*
- * A toute la promotion **2023-2024 Industries
Electronique sans exception.***
- * A mes tout chers amis.*

Ibtissem

Table des matières

Table des matières.....	I
Liste des tableaux.....	IV
Liste des figures	V
Liste des Abréviations& Symboles.....	VII
Introduction Générale	3
Chapitre 1 : Etat de l'art sur les onduleurs multi-niveaux et les actionneurs électrique	
1.1 Introduction	3
1.2 Onduleur de tension triphasé statique	3
1.2.1 Onduleur de tension statique à deux niveaux	3
1.2.2 Onduleurs de tension statique à trois niveaux.....	4
1.2.3 Onduleurs de tension statique à cinq niveaux.....	5
1.3 Différentes topologies des onduleurs multi niveaux.....	6
1.3.1 Topologie à diode de bouclage (Structure NPC)	7
1.3.2 Topologie au condensateur flottant.....	7
1.3.3 Topologie en cascade.....	8
1.4 Actionneur linéaire.....	9
1.4.1 Moteur à induction linéaire	10
1.4.2 Moteur linéaire asynchrone.....	11
1.4.3 Moteur linéaire piézoélectrique.....	11
1.5 Moteur pas à pas	12
1.5.1 Moteur pas à pas à aimant permanent.....	13
1.5.2 Moteur pas à pas à réluctance variable	13
1.6 Machine asynchrone	14
1.6.1 Moteur asynchrone triphasé.....	15

1.6.2 Moteur asynchrone double étoile.....	15
1.6.3 Moteur asynchrone double stator.....	16
1.6.4 Moteur asynchrone multi phases	17
1.7 Choix de structure étude	18
1.8 Conclusion	18
Référence bibliographies.....	19

Chapitre 2 : Modélisation de l’association machine asynchrone/onduleur à cinq niveaux

2.1. Introduction	21
2.2. Modélisation de la machine asynchrone.....	21
2.3. Modelé dynamique de la machine asynchrone.....	21
2.4. Equation générale de la machine asynchrone.....	22
2.4.1. Equations électriques	22
2.4.2. Equations magnétiques.....	22
2.4.3. Equations mécaniques :.....	23
2.5. Transformation de Park.....	24
2.6. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park.....	25
2.7. Modélisation de l’onduleur à cinq niveaux à structure NPC	25
2.8. Stratégie de commande de largeur d’impulsion sinus triangle.....	29
2.9. Simulation de l’association machine-onduleur sans commande	30
2.9.1. Résultats de simulation	31
2.10. Conclusion	34
Référence bibliographies.....	36

Chapitre 3 : Étude comparative des onduleurs multi-niveaux alimentant une machine commandée par une technique vectorielle

3.1. Introduction	38
3.2. Commande vectorielle	38
3.3. Types de la commande vectorielle.....	39

3.3.1. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté	39
3.3.2. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté	40
3.3.3. Schéma complet de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la MAS.....	42
3.4. Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS	42
3.5. Conclusion.....	50
Référence bibliographies	51
Conclusion générale.....	52
Annexe A : Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveau	54
Annexe B : Paramètres de la machine	60

Liste des tableaux

Tableau 3-1 THD obtenue pour les différents types d'onduleurs (courants)	48
Tableau 3-2 THD obtenue pour les différents types d'onduleurs (tension)	49

Liste des figures

Figure 1-1	Schéma d'un onduleur de tension statique à deux niveaux.	4
Figure 1-2	Schéma d'un onduleur de tension statique à deux niveaux.	5
Figure 1-3	Schéma d'un onduleur de tension statique à cinq niveaux de type NPC.	6
Figure 1-4	Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.	6
Figure 1-5	Topologies d'onduleurs NPC.	7
Figure 1-6	Topologies d'onduleurs NPC à condensateur Flottant.	8
Figure 1-7	Structure d'un bras d'onduleur en cascade n niveaux.	8
Figure 1-8	Moteur linéaire.	10
Figure 1-9	Moteur à induction linéaire.	11
Figure 1-10	Moteur linéaire synchrone.	11
Figure 1-11	Moteur linéaire piézoélectrique.	12
Figure 1-12	Moteur pas à pas.	13
Figure 1-13	Moteur asynchrone.	15
Figure 1-14	Moteur asynchrone triphasé.	15
Figure 1-15	Moteur asynchrone double étoile.	16
Figure 1-16	Moteur asynchrone double stator.	16
Figure 1-17	Moteur asynchrone multi-phases.	17
Figure 1-18	Schéma de structure d'association machine asynchrone/onduleur multi niveaux.	18
Figure 2-1	Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.	21
Figure 2-2	Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park.	24
Figure 2-3	Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux.	26
Figure 2-4	Schéma bloc de la technique de commande à MLI d'onduleur de tension à cinq niveaux.	29
Figure 2-5	Tensions de référence avec les quatre signales de porteuse.	30
Figure 2-6	Modèle de simulation sous <i>Matlab/Simulink</i> de l'association machine-onduleur cinq niveaux.	31
Figure 2-7	Allures du couple électromagnétique de la MAS avec une boucle ouverte.	32
Figure 2-8	Allures de vitesse rotorique de la MAS avec une boucle ouverte.	32
Figure 2-9	Allures des courants des phases de la MAS avec une boucle ouverte.	32

Figure 2-10 Allure de deux courants direct et quadratique de la MAS avec une boucle ouverte.....33

Figure 2-11 Allure des tensions simple aux bornes de la MAS avec une boucle ouverte.33

Figure 2-12 Allure des tensions aux bornes de la MAS avec une boucle ouverte.....33

Figure 2-13 Allure des flux de la MAS avec une boucle ouverte.34

Figure 3-1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé.39

Figure 3-2 Schéma globale de la commande vectorielle indirecte de la MAS.42

Figure 3-3 Allures des vitesses de la MAS, (a) : Vitesse mécaniques obtenu avec le onduleur 2 niveaux, (b) : Vitesse mécaniques obtenu avec le onduleur 3 niveaux, (c) : Vitesse mécaniques obtenu avec le onduleur 5 niveaux.43

Figure 3-4 Allures des couples de la MAS. (a) : Couple électromagnétique obtenu avec le onduleur 2 niveaux, (b) : Couple électromagnétique obtenu avec le onduleur 3 niveaux (c) : Couple électromagnétique obtenu avec le onduleur 5 niveaux.....44

Figure 3-5 Courbes des courants directs et quadrature de la MAS. (a) : Courants obtenu le onduleur 2 niveaux, (b) : Courants obtenu le onduleur 3 niveaux, (c) : Courants obtenu le onduleur 5 niveaux.46

Figure 3-6 Allures des courants des phases de la MAS. (a) : Courants obtenu le onduleur 2 niveaux (b) : Courants obtenu le onduleur 3 niveaux, (c) : Courants obtenu le onduleur 5 niveaux.47

Figure 3-7 Distorsion totale des harmoniques de courants (a) : Distorsion totale des harmoniques de courants obtenu avec l'onduleur 2 niveaux (b) : Distorsion totale des harmoniques de courants obtenu avec l'onduleur 3 niveaux (c) : Distorsion totale des harmoniques de courants obtenu avec l'onduleur 5 niveaux48

Figure 3-8 La distorsion totale des harmoniques de tension (a) : Distorsion totale des harmoniques de tension obtenu avec l'onduleur 2 niveaux, (b) : Distorsion totale des harmoniques de tension obtenu avec l'onduleur 3 niveaux, (c) : Distorsion totale des harmoniques de tension obtenu avec l'onduleur 5 niveaux.49

Introduction Générale

Les **onduleurs multi-niveaux** jouent un rôle crucial dans l'amélioration des systèmes de conversion d'énergie électrique, offrant des solutions avancées pour répondre aux défis contemporains en matière de performance et de durabilité. Leur capacité à fournir des tensions de sortie de haute qualité tout en optimisant l'efficacité énergétique en fait des composants essentiels dans les applications modernes de l'électronique de puissance.

Les **onduleurs de tension cinq niveaux de type NPC** se distinguent par leur capacité à fournir une tension de sortie avec moins de distorsion harmonique comparée aux onduleurs traditionnels à deux ou trois niveaux. Cette caractéristique est particulièrement bénéfique pour la commande des actionneurs électriques, car elle permet de réduire les pertes de commutation, d'améliorer l'efficacité énergétique et de minimiser les vibrations et le bruit. De plus, la réduction des contraintes sur les composants de puissance prolonge la durée de vie des équipements.

L'étude et la commande sans capteur mécanique des actionneurs électriques représentent un domaine de recherche crucial dans le contexte des systèmes de motorisation avancés. Cette approche offre des avantages significatifs en termes de réduction des coûts, d'augmentation de la fiabilité, et de simplification de la maintenance. En particulier, l'utilisation d'un **onduleur cinq niveaux de type NPC (Neutral Point Clamped)** apporte des bénéfices notables en termes d'amélioration de la qualité de la tension de sortie, de réduction des distorsions harmoniques, et d'optimisation de l'efficacité énergétique.

Ce mémoire consiste à étudier et commander sans capteur mécanique d'un actionneur électrique alimenté par un onduleur cinq niveaux de type NPC.

Dans le cadre de notre travail, nous nous concentrerons sur l'étude approfondie de **l'onduleur NPC à cinq niveaux**. Ce convertisseur se distingue par sa capacité à accroître la puissance délivrée à la charge. Cette caractéristique essentielle permet d'alimenter efficacement des machines plus puissantes, élargissant ainsi le champ d'application de ce convertisseur. De plus, **l'onduleur NPC à cinq niveaux** excelle dans l'amélioration de la forme de la tension de sortie. En effet, il génère une tension plus proche de la sinusoïde idéale, minimisant ainsi la distorsion harmonique et ses effets néfastes sur les machines électriques.

Ce travail se subdivise en trois chapitres :

Le premier chapitre présente l'état de l'art des **onduleurs multi-niveaux** et des actionneurs électriques, leurs avantages et leurs inconvénients.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation mathématique de la machine asynchrone (**MAS**) et de **l'onduleur cinq niveaux à structure NPC**. L'association machine-convertisseur sera simulée pour observer les impacts de ce convertisseur sur la machine.

Le troisième chapitre présente les principes fondamentaux de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique appliquée à la **MAS**. Il présente également les résultats de simulations numériques pour différentes topologies d'onduleurs alimentant une **MAS** triphasée :

1. Onduleur deux niveaux ;
2. Onduleur trois niveaux ;
3. Onduleur cinq niveaux.

Une analyse comparative des performances des différentes topologies d'onduleurs est réalisée, en essayant de minimiser au maximum le **THD** des courants et des tensions de sortie obtenus de ces onduleurs.

Finalement, nous concluons notre travail par une conclusion général

Chapitre 1 :

Etat de l'art sur les onduleurs multi-niveaux et les actionneurs électriques

Chapitre 1 : Etat de l'art sur les onduleurs multi-niveaux et les actionneurs électrique

1.1 Introduction

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

1.2 Onduleur de tension triphasé statique

L'onduleur de tension triphasé statique utilise des interrupteurs électroniques, tels que des transistors ou des thyristors, pour commuter la tension continue d'entrée en une série d'impulsions d'ondes carrées. Ces impulsions sont ensuite filtrées pour obtenir une tension alternative sinusoïdale triphasée à la sortie. En effet, un onduleur de tension triphasé statique est un convertisseur électronique qui transforme une tension continue en une tension alternative triphasée. Il est utilisé dans une large gamme d'applications, notamment l'alimentation de secours, les systèmes d'énergie solaire, les variateurs de fréquence et les véhicules électriques [1].

1.2.1 Onduleur de tension statique à deux niveaux

Un onduleur de tension statique à deux niveaux est un convertisseur électronique qui transforme une tension continue (DC) en une tension alternative (AC) à deux niveaux de tension distincts [2]. Un onduleur à deux niveaux est constitué de trois bras, chacun comportant deux interrupteurs bidirectionnels (Figure 1-1). Ces interrupteurs s'activent de manière alternée pour garantir un flux de courant contrôlé et éviter tout court-circuit à l'entrée ou coupure de la charge [2]. De plus, le type d'interrupteur utilisé dépend de la puissance et de la fréquence de fonctionnement de l'onduleur [2]:

MOSFET : Pour les faibles puissances et fréquences très élevées.

IGBT : Pour les grandes puissances et fréquences élevées.

GTO : Pour les très grandes puissances et fréquences faibles, associés à des diodes pour autoriser la circulation bidirectionnelle du courant.

L'alimentation en tension continue de l'onduleur provient généralement d'un redresseur connecté au réseau électrique alternatif, suivi d'un filtre capacitif pour lisser la tension. La charge de l'onduleur est souvent une machine asynchrone [2].

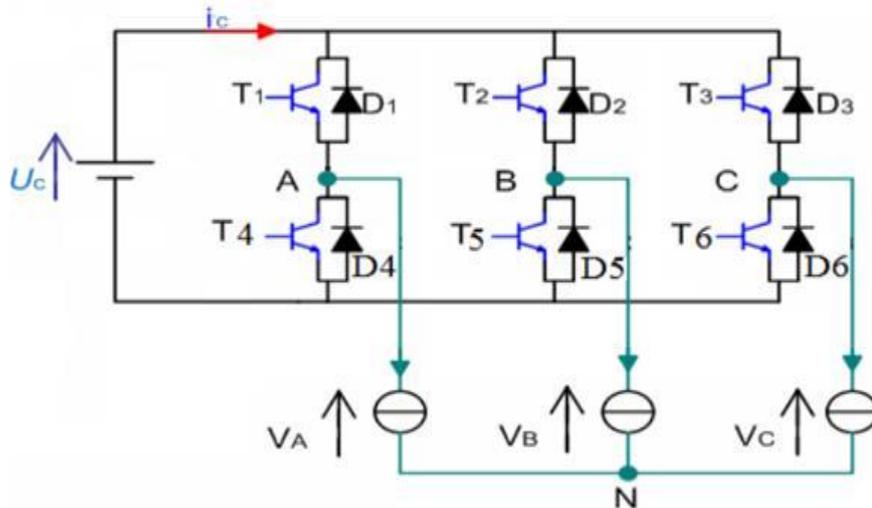


Figure 1-1 Schéma d'un onduleur de tension statique à deux niveaux.

Les onduleurs à deux niveaux dominent le marché, mais ils souffrent de pertes importantes à vide et à faible charge, limitant leur rendement. De plus, leur tension et leur puissance sont limitées, ce qui nécessite des configurations complexes pour les applications de haute puissance. Les onduleurs multi niveaux constituent une solution prometteuse pour pallier ces limitations [2].

1.2.2 Onduleurs de tension statique à trois niveaux

L'onduleur de tension statique à trois niveaux se compose de trois bras identiques, chacun comportant quatre interrupteurs bidirectionnels. Ces interrupteurs sont réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et d'une diode (Figure 1-2). Afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, il est crucial de ne jamais fermer ou ouvrir simultanément les quatre interrupteurs d'un même bras, et deux diodes de clamp connectées au point milieu du bus continu [3].

Le bus continu, alimentant l'onduleur, possède une tension totale de V_{dc} en fonctionnement normal. Cette tension est uniformément répartie sur les deux condensateurs connectés au point milieu du bus, ce qui leur confère une tension individuelle de $V_{dc}/2$ [3].

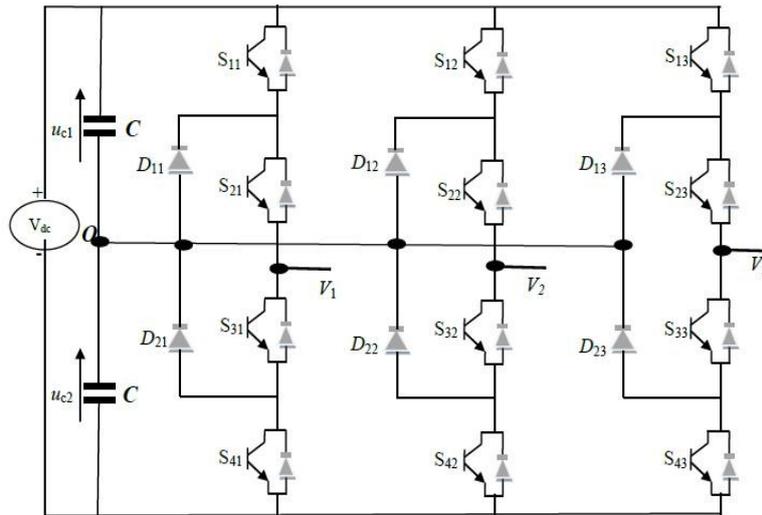


Figure 1-2 Schéma d'un onduleur de tension statique à deux niveaux.

Les onduleurs de tension statique à trois niveaux permettent d'atteindre une puissance élevée tout en employant des semi-conducteurs standards. Ceci est possible car ils utilisent un plus grand nombre d'interrupteurs que les onduleurs à deux niveaux. La tension de la source est alors répartie entre les interrupteurs, ce qui diminue la tension appliquée à chacun d'eux. De plus, la tension de sortie de ces onduleurs est composée d'au moins trois niveaux. Cela permet d'améliorer le spectre fréquentiel de la tension par rapport aux onduleurs à deux niveaux, et par conséquent de réduire le filtrage en sortie [4].

1.2.3 Onduleurs de tension statique à cinq niveaux

L'onduleur de tension statique à cinq niveaux se compose de trois bras identiques, chacun bras comportant huit interrupteurs bidirectionnels. Ces interrupteurs sont réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et d'une diode [5]. Afin d'éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, il est crucial de ne jamais fermer ou ouvrir simultanément les huit interrupteurs d'un même bras (Figure 1-3), le nombre des diodes de clamp est six elles sont reliées au côté continu, aux trois prises intérieures et assurent l'application des différents niveaux de tension à la sortie de chaque bras [5].

Le bus continu qui alimentant l'onduleur possède une tension totale de V_{dc} en fonctionnement normal. Cette tension est uniformément répartie sur les deux condensateurs connectés au point milieu du bus, ce qui leur confère une tension individuelle de $V_{dc}/2$ [5].

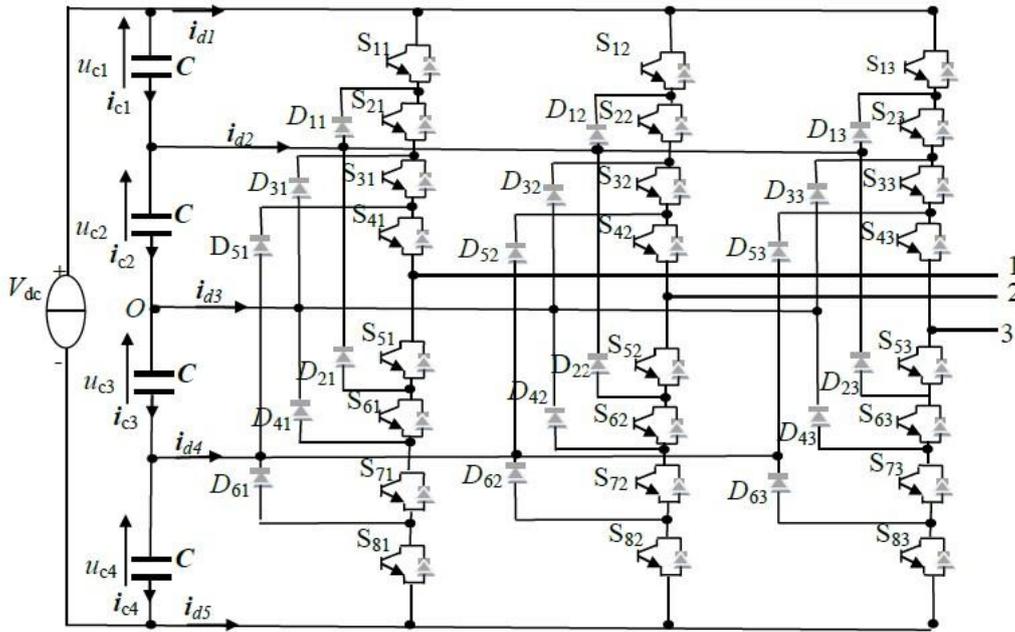


Figure 1-3 Schéma d'un onduleur de tension statique à cinq niveaux de type NPC.

1.3 Différentes topologies des onduleurs multi niveaux

Les convertisseurs multi-niveaux génèrent une tension de sortie composée de plusieurs niveaux discrets. Ils exploitent différentes structures et topologies de semi-conducteurs de puissance pour obtenir cette forme d'onde particulière [5].

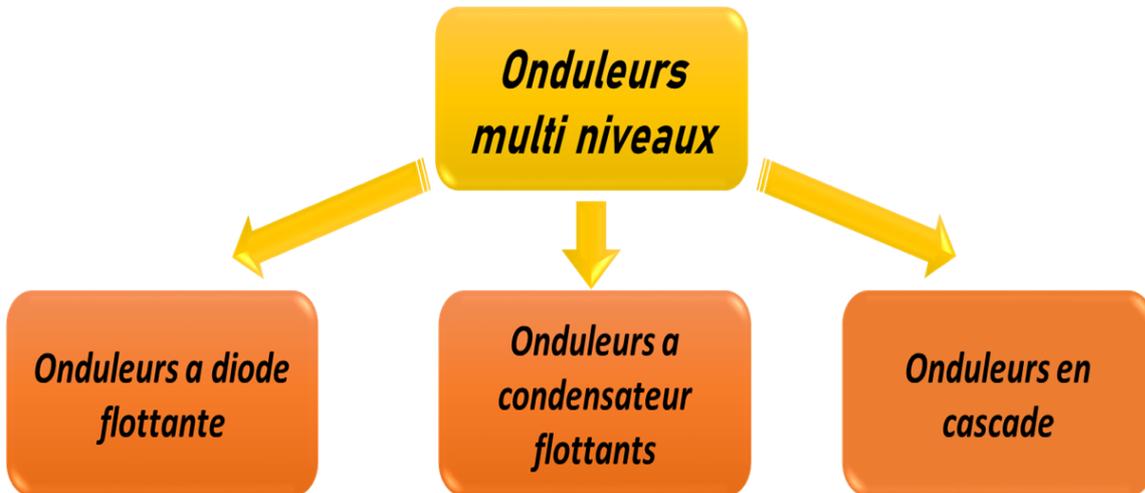


Figure 1-4 Différentes topologies des onduleurs multi-niveaux.

La Figure 1-4 présente les trois types de structures multi niveaux qui attirent actuellement l'attention des chercheurs [5].

1.3.1 Topologie à diode de bouclage (Structure NPC)

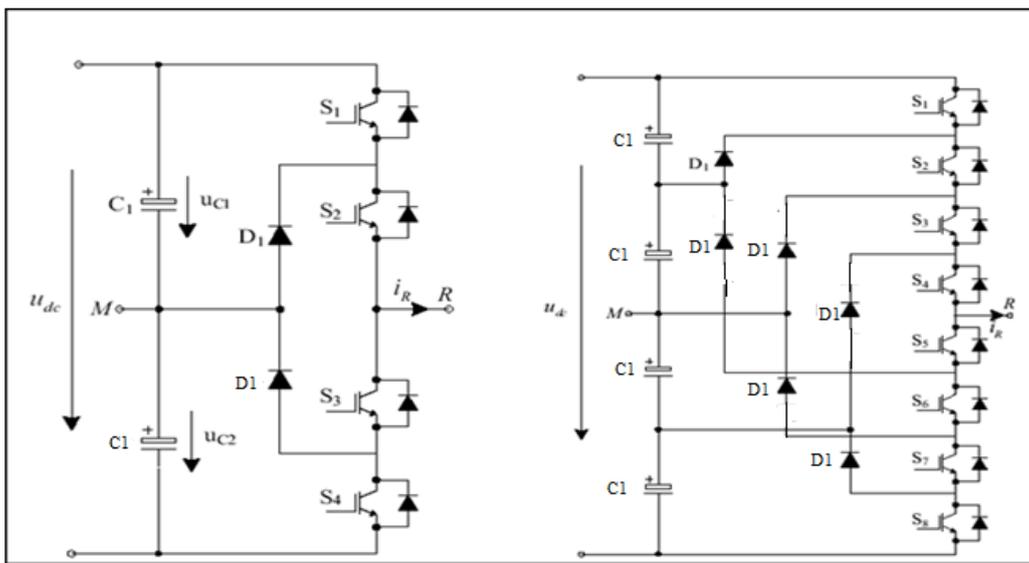
L'évolution rapide des techniques de fabrication des semi-conducteurs et l'orientation des constructeurs vers des composants électroniques comme les IGBT ont permis de développer de nouvelles architectures d'onduleurs (Figure 1-5). Parmi ces architectures, l'onduleur NPC (Neutral Point Clamped Converter) se distingue comme la première structure d'onduleur multi niveau (trois niveaux) créée en 1981 par Nabea et Akagi [6]. Pour un onduleur à N niveaux, le nombre d'éléments constituant sa topologie, notamment le nombre de sources secondaires de tension continue S , les interrupteurs K et les diodes de bouclage D sont régis par les relations suivantes :

$$S = N - 1$$

$$K = 2(N - 1)$$

$$D = 2(N - 2)$$

La tendance vers l'augmentation du nombre de niveaux est dictée par le besoin de tensions plus élevées pour les applications de moyenne et forte puissance [6].



(a) NPC trois niveaux

(b) NPC cinq niveaux

Figure 1-5 Topologies d'onduleurs NPC.

1.3.2 Topologie au condensateur flottant

T. Meynard et H. Fochen ont proposé en 1992 une topologie d'onduleur multi niveaux innovante. S'inspirant de l'onduleur à diodes de bouclage, leur structure remplace les diodes par des condensateurs, ce qui lui vaut le nom « d'onduleur à condensateurs flottants » [7]. Cette modification vise à résoudre deux problèmes majeurs : le balancement des tensions et la prolifération des diodes dans les onduleurs classiques (Figure 1-6).

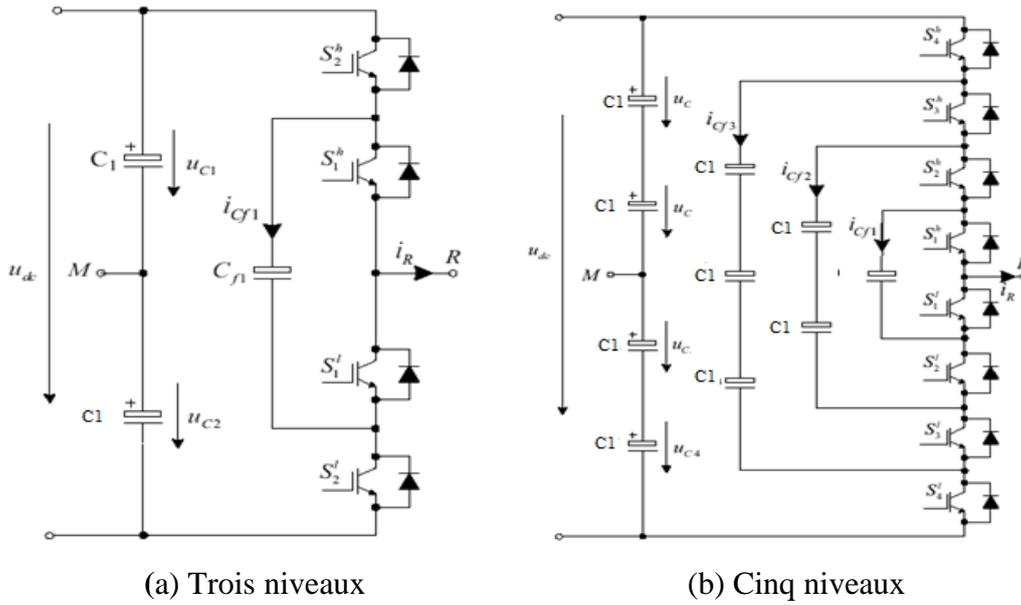


Figure 1-6 Topologies d'onduleurs NPC à condensateur Flottant.

1.3.3 Topologie en cascade

Les onduleurs multi-niveaux en cascade est une structure relativement nouvelle. Un onduleur multi niveaux en cascade est tout simplement une connexion en série de plusieurs onduleurs monophasés [8]. Les onduleurs multi-niveaux en cascade on introduit l'idée d'utiliser des sources DC séparées pour produire une onde de tension AC [8]. Chaque onduleur monophasé est connecté à sa propre source en courant continu. Les sorties de chaque onduleur monophasé, est une onde de tension alternative (Figure 1-7).

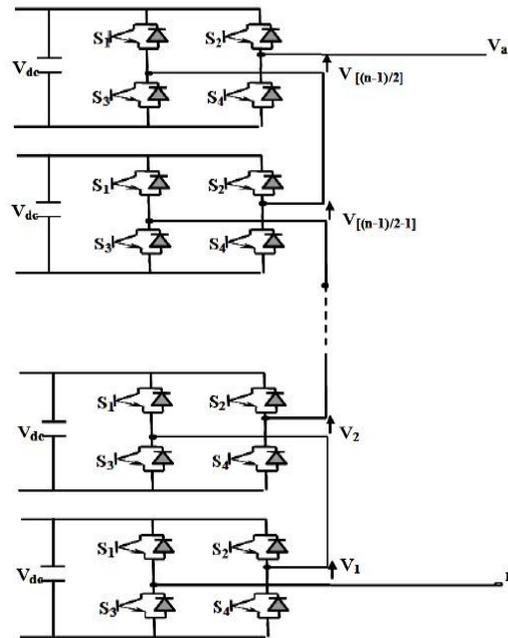


Figure 1-7 Structure d'un bras d'onduleur en cascade n niveaux.

L'avantage majeur de cette approche est que le nombre de paliers sur le motif de la tension de sortie peut être augmenté sans aucun ajout de nouveaux composants. L'utilisation de cellules de conversion de puissance en série permet d'accroître le nombre de niveau de tension et de puissance du convertisseur. Mais l'inconvénient majeur de cette topologie est le grand nombre de tensions continues isolées exigées pour chaque pont [8] .

a) Avantages [8]

- Meilleure précision : Le convertisseur peut générer plus de deux ou trois niveaux de tension ;
- Réglage de la tension est plus fin, ce qui permet une meilleure adaptation à la charge ;
- Réduction des contraintes sur la charge : La charge ne subit plus une tension qui commute entre ses deux valeurs maximales ;
- Taille réduite des filtres passifs : Des filtres passifs moins importants peuvent être nécessaires pour limiter les sollicitations sur la charge ;
- Dans le même temps, le système gagne une plus grande dynamique et cela permet un réglage plus rapide ;
- En termes de production, selon la topologie choisie, il est possible de réaliser un convertisseur modulaire composé de modules identiques. Le nombre de modules peut éventuellement être adapté à la tension de service du convertisseur.

b) Inconvénients [8]

- Moyennant un accroissement de complexité et de coût, il est imaginable d'avoir des modules redondants permettant la poursuite du fonctionnement du convertisseur en cas de défaillance de modules.
- Il ne faut toutefois pas trop s'enthousiasmer sur le gain possible en termes de fiabilité, car l'augmentation de complexité va généralement avec la diminution de la fiabilité.
- Nombre de défaillances possibles augmente considérablement, il est donc difficile de prévoir ce qui va se passer suite à la défaillance d'un ou de plusieurs modules [5] .

1.4 Actionneur linéaire

Un actionneur linéaire est un type de moteur électrique qui se distingue des modèles rotatifs par sa capacité à générer un mouvement linéaire, contrairement à un couple. Ce

mouvement permet le déplacement d'un élément le long d'une trajectoire rectiligne ou curviligne [9].

Le principe de fonctionnement le plus répandu repose sur l'actionneur de type Lorentz, où la force appliquée est proportionnelle au produit du courant électrique et du champ magnétique (Figure 1-8).

On distingue deux catégories principales de moteurs linéaires :

- Moteurs linéaires à faible accélération : utilisés dans le domaine du transport.
- Moteurs linéaires à haute accélération : intégrés dans des armes comme le canon magnétique et certains équipements spatiaux [9] .



Figure 1-8 Moteur linéaire.

1.4.1 Moteur à induction linéaire

Le moteur à induction linéaire se distingue des autres moteurs électriques par sa capacité à générer un mouvement linéaire, procurant des avantages tels qu'une efficacité énergétique accrue et une maintenance réduite [10].

Le principe de fonctionnement du moteur à induction linéaire repose sur la création d'une force par le déplacement d'un champ magnétique linéaire qui interagit avec des conducteurs placés dans son champ d'action. Ces conducteurs, qui peuvent être un enroulement, une boucle ou simplement un morceau de métal, subissent l'induction de courants de [10]. Ces courants de Foucault génèrent à leur tour un champ magnétique opposé, conformément à la loi de Lenz. La répulsion entre les deux champs magnétiques opposés est à l'origine du mouvement créé lorsque le champ magnétique se déplace le long du métal. Malgré ses avantages prometteurs, le moteur à induction linéaire présente certains défis, notamment une efficacité réduite à basse vitesse et un coût initial élevé (Figure 1-9).



Figure 1-9 Moteur à induction linéaire.

1.4.2 Moteur linéaire synchrone

Le moteur synchrone linéaire exploite l'électromagnétisme pour générer un mouvement linéaire direct, s'avérant particulièrement performants dans les domaines du transport, de la manutention et de la robotique [11]. Composé d'un stator doté d'électroaimants et d'un rotor en matériau ferromagnétique, le moteur synchrone linéaire offre une précision remarquable dans le mouvement linéaire généré [11]. Ses atouts majeurs incluent un rendement élevé, une précision accrue, un faible besoin en maintenance, une grande adaptabilité et un respect de l'environnement (Figure 1-10).



Figure 1-10 Moteur linéaire synchrone.

1.4.3 Moteur linéaire piézoélectrique

Le moteur piézoélectrique constitue une famille courante de moteurs exploitant l'électricité pour générer des vibrations, produisant ainsi un mouvement linéaire ou rotatif. Le principe est comparable aux vibrations ressenties par un téléphone portable lors de la réception d'un appel, provoquant le déplacement du mobile (Figure 1-11). Offrant une grande force dans les mouvements lents, les moteurs piézoélectriques peuvent également atteindre des vitesses élevées. Ils se distinguent par leur simplicité (peu de pièces mobiles), leur absence de besoin en lubrification et leur faible consommation d'énergie [12].



Figure 1-11 Moteur linéaire piézoélectrique.

a. Avantages [12]

- Simplicité de la conception mécanique et nombre réduit de pièces mobiles ;
- Poussée directe, minimisant l'usure ;
- Force de déplacement important ;
- Facilité d'accès au moteur pour la maintenance ;
- Faible réactance de magnétisation et faible inertie mécanique.

b. Inconvénients [12]

- Rendement relativement faible (entre 30 et 40%) ;
- Jeu mécanique et difficultés de précision de positionnement ;
- Bruit acoustique élevé ;
- Intégration complexe au système global (encombrement) ;
- Vitesse maximale limitée.

1.5 Moteur pas à pas

Le moteur pas à pas est un dispositif électromécanique sans balais qui convertit une série d'impulsions électriques en une rotation angulaire précise de son arbre, par paliers définis. Chaque impulsion reçue par le moteur lui fait tourner son arbre d'un angle fixe, appelé angle de pas, généralement exprimé en degrés [13]. Ce mode de fonctionnement permet un contrôle précis de la vitesse, de la rotation, de la direction et de la position angulaire du moteur, ce qui le rend particulièrement utile dans les systèmes de contrôle des processus industriels, les machines CNC, la robotique, l'automatisation de la fabrication et l'instrumentation (Figure 1-12).



Figure 1-12 Moteur pas à pas.

1.5.1 Moteur pas à pas à aimant permanent

Un moteur à aimant permanent peut comporter deux bobines (électroaimants) créant quatre pôles variables, tandis que le rotor du moteur est magnétisé radialement. La rotation du rotor est obtenue en changeant la direction du courant dans les bobines, modifiant ainsi les pôles magnétiques [14]. En contrôlant le sens du courant, le rotor peut tourner par paliers de 90° . Si une seule course de ce type de moteur peut être utile dans certaines applications, elle est généralement insuffisante pour une utilisation précise. C'est pourquoi les moteurs à aimants permanents intègrent généralement plusieurs pôles sur le rotor et plusieurs aimants pour augmenter le nombre de courses et la précision de positionnement. Les moteurs pas à pas à aimant permanent effectuent généralement des pas de $7,5^\circ$ à 15° , ce qui correspond à 48 à 24 courses par tour complet [14].

Le nombre de pôles du rotor augmente l'induction magnétique, conférant aux moteurs à aimants permanents un couple élevé. Leur construction simple se traduit par un prix modéré, mais la résolution angulaire est généralement plus basse que celle d'autres types de moteurs [14].

1.5.2 Moteur pas à pas à réluctance variable

Les moteurs à réluctance variable, pionniers parmi les modèles de moteurs pas à pas, sont aujourd'hui peu utilisés. Leur rotor est constitué de dents en fer doux qui, sous l'influence du champ magnétique créé par les bobines du stator alimentées en courant continu, s'alignent sur les pôles statorique et le rotor par pas angulaires définis par la structure du moteur [15]. Malgré leur simplicité et leur facilité de contrôle, ces moteurs présentent une faible résolution et un couple relativement faible [15].

a. Avantages [15]:

- Couple élevé à l'arrêt : Le moteur peut maintenir sa position et sa force même lorsqu'il est immobile ;
- Précision et répétabilité : Les meilleurs modèles offrent une précision de 3 à 5% par pas, sans accumulation d'erreur ;
- Excellent contrôle : Démarrage, arrêt et inversion rapides et précis ;
- Fiabilité : Longue durée de vie grâce à l'absence de balais et à la robustesse des roulements ;
- Simplicité et coût : Contrôle en boucle ouverte facile et économique ;
- Mouvement synchrone à basse vitesse : Parfait pour les applications où une rotation précise et lente est nécessaire.

b. Inconvénients [15] :

- Faible rendement : Consommation électrique plus élevée que les moteurs à courant continu, ce qui peut générer de la chaleur ;
- Vibrations et bruit : Niveaux élevés, surtout à haute vitesse ;
- Couple limité : Diminution rapide du couple en fonction de la vitesse ;
- Vitesse et puissance limitées : Ne conviennent pas aux applications nécessitant une grande vitesse ou une grande puissance.

1.6 Machine asynchrone

Une machine asynchrone est un type de machine électrique à courant alternatif dont la vitesse de rotation du rotor est toujours inférieure à la vitesse du champ magnétique généré par le stator. Ce décalage de vitesse, appelé glissement, est à l'origine du nom "asynchrone" [16]. L'énergie électrique est transférée du stator au rotor par induction électromagnétique, ce qui permet à la machine asynchrone de convertir l'énergie électrique en énergie mécanique de rotation (Figure 1-13). Elle est utilisée dans de nombreuses applications industrielles et domestiques, telles que les pompes, les ventilateurs, les compresseurs et les climatiseurs [16].



Figure 1-13 Moteur asynchrone.

1.6.1 Moteur asynchrone triphasé

Le moteur asynchrone triphasé est largement plébiscité dans les systèmes de climatisation pour sa fiabilité, sa robustesse, sa faible maintenance et son prix abordable (Figure 1-14). Il se compose d'une partie fixe, le stator, logé dans une carcasse en acier trois enroulements ou bobinage sont raccordés à une plaque à borne permettant le branchement sur le réseau, et d'une partie mobile le rotor qui est soit à cage d'écurueil ou de type rotor bobiné [17].



Figure 1-14 Moteur asynchrone triphasé.

1.6.2 Moteur asynchrone double étoile

La machine asynchrone double étoile se distingue par la présence de deux systèmes de bobinages triphasés dans le stator, décalés d'un angle électrique de 30° . Le rotor, quant à lui, peut-être de type bobiné ou à cage d'écurueil [17]. La structure électrique du rotor à cage, constituée de barres conductrices en aluminium et de tôles ferromagnétiques, est privilégiée

pour son faible coût, sa robustesse, sa simplicité d'utilisation et son faible entretien (Figure 1-15).



Figure 1-15 Moteur asynchrone double étoile.

1.6.3 Moteur asynchrone double stator

La machine asynchrone à double stator est constituée de deux enroulements triphasés décalés de 300° électriques sur un même stator, et d'un rotor à cage d'écureuil [18]. Le premier enroulement, directement connecté au réseau, assure la transmission de l'énergie principale à haute puissance et faible nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent élevées. Le second, appelé enroulement d'excitation, est de faible puissance et possède un grand nombre de paires de pôles pour les vitesses de vent faibles (Figure 1-16).

Cette configuration permet deux points de fonctionnement distincts et réduit les nuisances sonores à basse vitesse grâce à une orientation réduite des pales. L'enroulement d'excitation, en raison de sa masse de cuivre, rend la conception plus complexe et augmente le coût, le diamètre, le poids et l'encombrement de la machine de manière non négligeable [18].

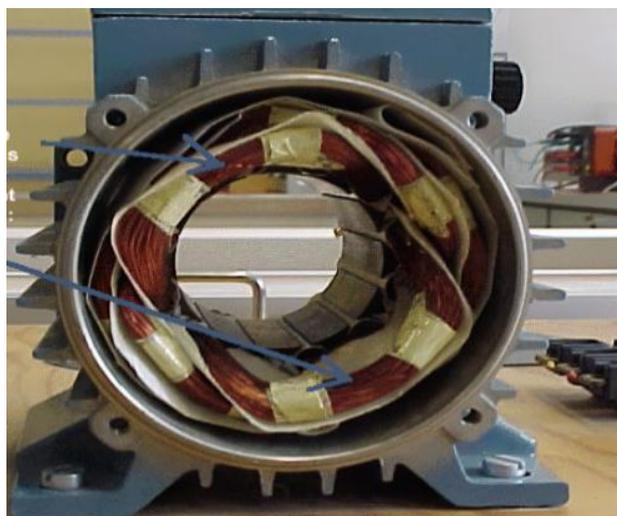


Figure 1-16 Moteur asynchrone double stator.

1.6.4 Moteur asynchrone multi phases

Les machines multi phases se distinguent en deux catégories selon le nombre de phases statorique : celles dont le nombre de phases sont un multiple de trois et les autres [19]. Pour un nombre de phases donné, différentes configurations sont possibles en fonction du décalage angulaire entre deux étoiles adjacentes, appelé décalage entre les étoiles. Par exemple, une machine double étoile (6 phases) avec un angle de décalage de 0° aura des caractéristiques différentes d'une machine double étoile avec un angle de 30° (Figure 1-17).

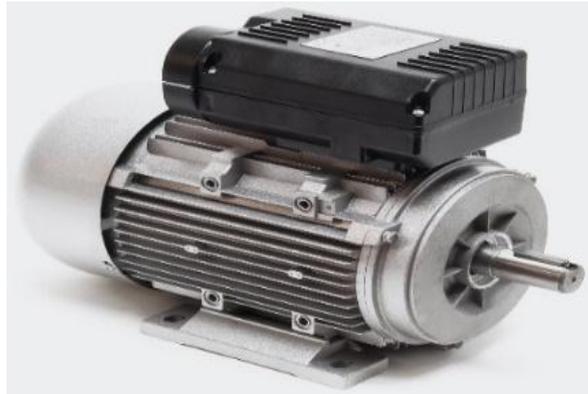


Figure 1-17 Moteur asynchrone multi-phases.

a. Avantages [19] :

- Durabilité mécanique : La machine asynchrone est robuste et peut supporter des conditions de fonctionnement difficiles.
- Faible coût : Elle est moins chère que les autres types de machines électriques, notamment les machines synchrones.
- Faible maintenance : Elle ne nécessite que peu d'entretien, ce qui réduit les coûts d'exploitation.
- Large gamme d'applications : Elle peut être utilisée dans une grande variété d'applications, des ventilateurs aux pompes en passant par les machines-outils.

b. Inconvénients [19] :

- Glissement : Le rotor ne tourne pas à la même vitesse que le champ magnétique, ce qui entraîne une perte de puissance et d'efficacité.
- Courant de démarrage élevé : Le courant de démarrage peut être 5 à 8 fois supérieur au courant nominal, ce qui peut solliciter le réseau électrique.
- Difficulté à contrôler la vitesse : La vitesse de rotation est difficile à contrôler, en particulier à basse vitesse.

1.7 Choix de structure étude

Dans ce contexte nous avons choisi la structure qui montre sur la Figure 1-18. Cette structure basée sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension a cinq niveaux.



Figure 1-18 Schéma de structure d'association machine asynchrone/onduleur multi niveaux.

1.8 Conclusion

Ce chapitre présente un état de l'art des onduleurs multi-niveaux et des actionneurs électriques. Le concept d'onduleur de tension est d'abord défini, suivi d'une présentation des différents types d'onduleurs multi niveaux. Les différentes topologies d'onduleurs multi niveaux sont ensuite examinées, en soulignant leurs avantages et leurs inconvénients respectifs. Enfin, les principaux types d'actionneurs électriques sont présentés, avec leurs avantages et leurs inconvénients.

Référence bibliographique

- [1] N. S. Babu, and B. G. Fernandes, "Cascaded two-level inverter-based multilevel STATCOM for high-power applications", *IEEE transactions on power delivery*, vol. 29, no. 3, pp. 993-1001, 2014.
- [2] A. Martin, "Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires)," *Thèse de Doctorat, de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2003*
- [3] M. Bernard, "Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines a reluctance variable," *Revue 3E.In`3*. pp, 3-8, 1995.
- [4] L. A. Philip, E. A. Robert, "The history of induction motors in America," *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, no. 9, pp. 1380-1383, 1976.
- [5] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", *Thèse de Doctorat d l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007*.
- [6] P. Rajesh and F. A. Shajin, "Multi-objective hybrid algorithm for planning electrical distribution system," *Eur. J. Electr. Eng.*, vol. 22, no. 1, pp. 224–509, 2020.
- [7] L. Tolbert, J. Chiasson, Z. Du, and K. McKenzie, "Elimination of harmonics in a multilevel converter With Non equal DC sources," *IEEE Trans. Industry Appl.*, vol. 41, pp. 75–82, 2005.
- [8] S. De, D. Banerjee, K. Siva kumar, K. Gopakumar, R. Ramchand, and C. Patel, "Multilevel inverters for low-power application," *IET Power Electron.*, vol. 4, no. 4, p. 384, 2011.
- [9] R. Alishah, D. Nazarpour, S. Hosseini, and M. Sabahi, "New hybrid structure for multilevel inverter with fewer number of components for high voltage levels," *IET Power Electron.*, vol. 7, no. 1, pp. 96–104, 2014.
- [10] P. E. Cavarec, H. B. Ahmed, and B. Multon, , "Force density improvements from increasing the number of airgap surfaces in synchronous linear actuators", *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, 150(1), 106-116, 2003.
- [11] Z. Ferkovaet , "Electromagnetic design of ironless permanent magnet synchronous linear motor", *2008 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion. IEEE*, 2008.
- [12] X. Gao, J. Yang, J. Wu, X. Xin, Z. Li, X. Yuan, and S. Dong, "Piezoelectric actuators and motors: materials, designs, and applications", *Advanced Materials Technologies*, vol. 5, no. 1, 2020.
- [13] P. Boatwright, J. Cagan, D. Kapur, and A. Saltiel, "A step by step process to build valued brands", *Journal of Product & Brand Management*, vol. 18, no. 1, pp. 38-49, 2009.

- [14] W. Kim, C. Yang, and C. C. Chung, "Design and implementation of simple field-oriented control for permanent magnet stepper motors without DQ transformation", *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 47, no.10, pp. 4231-4234, 2011.
- [15] B. Tarfaoui, "Commande par mode Flou-Glissant de la machine asynchrone double alimentée utilisée en aérogénérateur," *Thèse de doctorat de l'Université Mohamed Boudiaf d'Oran, Algérie, 2015.*
- [16] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, «Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation», *July/August 2006.*
- [17] 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.*
- [18] 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.*
- [19] A. YAHI, "Contribution à la Commande robuste synergétique et à structure variable floue d'un moteur asynchrone à cage," *Mémoire de magister de l'Université Houari Boumediene, Algérie, 2011.*

Chapitre 2 :

Modélisation de l'association machine asynchrone

/onduleur à cinq niveaux

Chapitre 2 : Modélisation de l'association machine asynchrone/ onduleur à cinq niveaux

2.1. Introduction

Ce chapitre présente la modélisation en vue de la commande de l'association machine asynchrone/ onduleur de tension à cinq niveaux pour une meilleure compréhension. En effet, ce chapitre est divisé en deux parties distinctes principales : la première partie présente le modèle mathématique de la machine asynchrone triphasée, tandis que la deuxième partie présente le modèle mathématique d'un onduleur de tension à cinq niveaux. Enfin, des résultats de simulation d'une machine asynchrone triphasée pilotée par un onduleur de tension à cinq niveaux avec une boucle ouverte seront présentés et analysés.

2.2. Modélisation de la machine asynchrone

La modélisation de la machine asynchrone est une étape cruciale pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs mécaniques, électriques et magnétiques [1] [2]. Cette analyse permet ensuite de mieux comprendre et contrôler son fonctionnement.

2.3. Modelé dynamique de la machine asynchrone

Nous pouvons représenter la machine asynchrone schématiquement par les trois enroulements de phase du stator S_a, S_b, S_c , ainsi que les trois enroulements du rotor R_a, R_b, R_c Figure 2-1 [2][3].

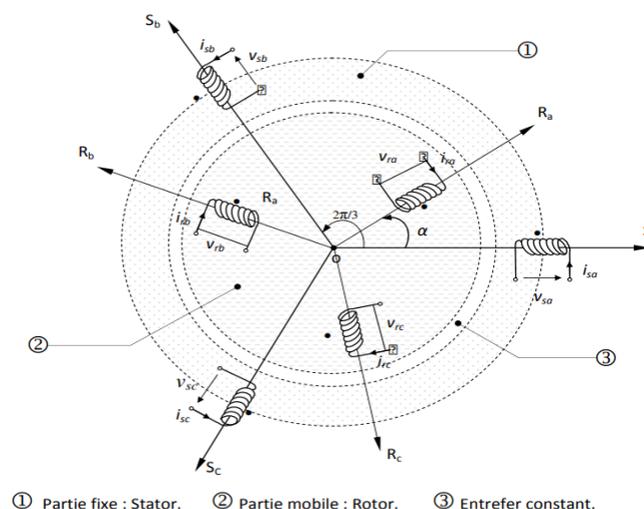


Figure 2-1 Représentation schématique d'une machine asynchrone triphasée.

2.4. Equation générale de la machine asynchrone

2.4.1. Equations électriques

L'introduction d'une équation basée sur la loi de Faraday [1][4] :

$$V = Ri + \frac{d\phi}{dt} \quad (2.1)$$

Avec : V , i et ϕ : La tension, le courant et le flux, respectivement.

On résume l'écriture de la relation (2.1) par l'écriture matricielle condensée comme suit :

:

Pour l'ensemble des phases au stator [1] :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Où :

$$[V_s] = [R_s] \times [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \quad (2.3)$$

De même, pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Où :

$$[V_r] = [R_r] \times [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (2.5)$$

On désigne par :

$[I_s] = [I_{sa} \ I_{sb} \ I_{sc}]^T$: Matrice des courants au stator

$[I_r] = [I_{ra} \ I_{rb} \ I_{rc}]^T$: Matrice des courants au rotor.

$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$: Matrice des tensions au stator

$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$: Matrice des tensions au rotor.

$[\phi_s] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T$: Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au stator.

$[\phi_r] = [\phi_{ra} \ \phi_{rb} \ \phi_{rc}]^T$: Matrice des flux du couplage magnétique de la machine au rotor.

R_s : Résistance d'un enroulement réel du stator (mesurable).

R_r : Résistance d'un enroulement fictif (non mesurable) du rotor.

2.4.2. Equations magnétiques

Les flux totalisés couplés avec les phases statorique et rotorique s'expriment comme suit [1][2][5]:

$$[\varnothing_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_{rabc}] \quad (2.6)$$

$$[\varnothing_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{sr}]^T [I_{sabc}] \quad (2.7)$$

L'isotropie et la symétrie de la machine impliquent que les inductances propres des phases statorique sont identiques, et il en va de même pour celles du rotor. De plus, les matrices $[L_{ss}]$ et $[L_{rr}]$ deviennent :

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

La matrice des inductances mutuelles entre les phases du stator et du rotor dépend de la position angulaire θ entre l'axe du stator et celui du rotor [1][2]:

$$[M_{sr}] = [M_{rs}] = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

En introduisant les équations (2.2) et (2.4) dans (2.6) et (2.7), nous obtenons le système d'équations :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([I_s] \cdot [L_{ss}]) + \frac{d}{dt} ([M_{sr}] \cdot [I_r]) \quad (2.9)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} ([I_r] \cdot [L_{rr}]) + \frac{d}{dt} ([M_{rs}] \cdot [I_s]) \quad (2.10)$$

Avec :

- L_s : L'inductance propre d'un enroulement réel du stator.
- M_s : L'inductance mutuelle de couplage entre phases du stator.
- L_r : L'inductance propre d'un enroulement factif du rotor.
- M_r : L'inductance mutuelle de couplage entre phases du rotor.
- M_{sr} : Valeur maximale de l'inductance mutuelle entre phase du stator/rotor.

2.4.3. Equations mécaniques :

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [1]:

$$\frac{d\Omega}{dt} = -\frac{1}{J} (K_f \Omega + C_r - C_{em}) \quad (2.11)$$

$$\frac{d\theta}{dt} = \Omega \quad (2.12)$$

On désigne par :

- J : Moment d'inertie de la machine ;
- Cr : Couple résistant (couple de la charge) ;
- Ω : Vitesse angulaire ;
- C_{em} : Couple électromagnétique ;
- K_f : Coefficient de frottement visqueux.

2.5. Transformation de Park

Le modèle diphasé de la MAS repose sur la transformation d'un repère triphasé réel en un repère diphasé fictif. Cette transformation, assimilable à un changement de base des grandeurs physiques (**Tensions, flux et courants**), permet d'obtenir des relations indépendantes de l'angle θ et de réduire l'ordre des équations de la machine. La transformation de **Park** est la plus connue et utilisée par les électrotechniciens. En effet, le choix du repère (**d,q**) peut se faire par rapport au stator, au rotor ou au champ tournant, en fonction de l'application visée [1][3].

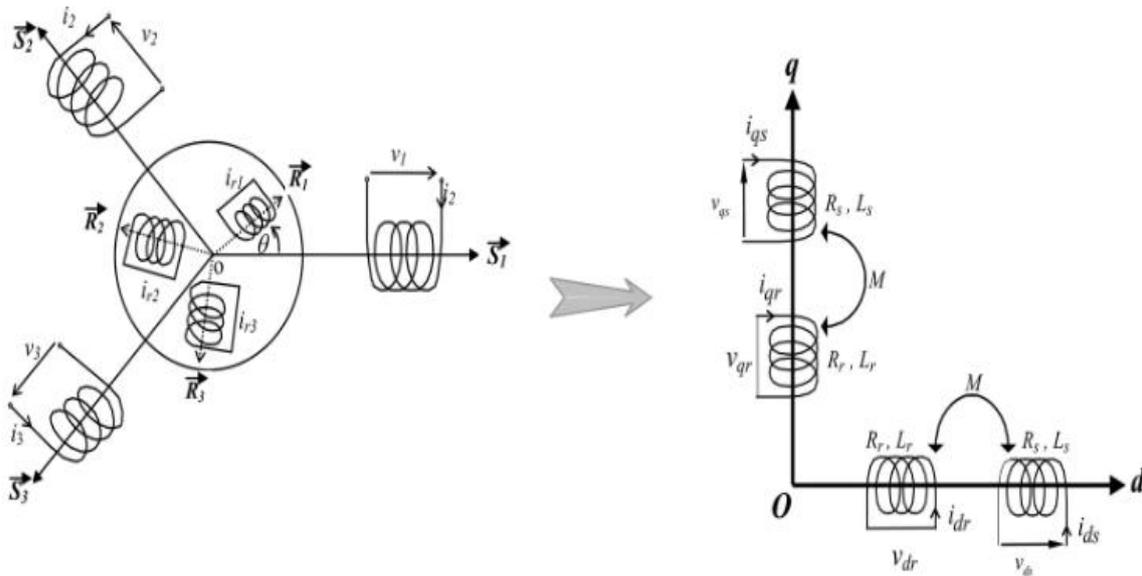


Figure 2-2 Représentation de la MAS dans l'espace électrique et dans le repère de Park.

La transformation directe de Park est définie par la matrice **[P]** :

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

La transformation inverse de **Park** est définie par la matrice **[P]⁻¹** :

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

Avec :

- θ : L'angle qui sert à la transformation de Park, il dépend du choix du référentiel.

2.6. Modélisation de la machine asynchrone dans le repère de Park

Dans le repère de Park (dq) tournant à la vitesse angulaire ω_p , les équations et s'écrivent [1]:

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

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

Avec:

- ✚ $L_s = L_s - \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique propre du stator ;
- ✚ $L_r = L_r - \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique rotorique ;
- ✚ $M = \frac{3}{2} M_0$: Inductance cyclique mutuelle stator-rotor.

2.7 Modélisation de l'onduleur à cinq niveaux à structure NPC

Les onduleurs de tension triphasés à cinq niveaux à structure NPC constituent des convertisseurs statiques essentiels dans les domaines des applications de forte puissance et haute tension [5]. Ils assurent la conversion entre une source d'énergie électrique continue et une charge alimentée en alternatif. En effet, la modélisation mathématique précise du fonctionnement de ces onduleurs s'avère cruciale pour la conception de systèmes de commande efficaces. Cette étape permet d'obtenir une représentation mathématique adéquate du comportement du système, facilitant ainsi l'analyse et l'optimisation des performances de commande [6].

Pour la modélisation de l'onduleur, on considère un fonctionnement idéalisé :

- Interrupteurs parfaits : la commutation des interrupteurs est instantanée (temps de fermeture et ouverture) et sans pertes, et que la chute de tension dans les interrupteurs est considérée nulle en conduction ;
- Une charge équilibrée : la charge alimentée est équilibrée dans le sens où elle ne génère pas une composante homopolaire ;
- Sources parfaites : la tension aux bornes du dipôle continu est constante et ne varie pas avec la puissance échangée.

L'onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC (Neural Point Clamping) étudié est constitué de trois bras et quatre sources de tension continue. Chaque bras comporte huit interrupteurs, six en série et les deux autres en parallèle, plus deux diodes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode antiparallèle montée en tête bêche [5]. La Figure 2-3 montre le schéma électrique d'un onduleur triphasé à cinq niveaux à structure NPC.

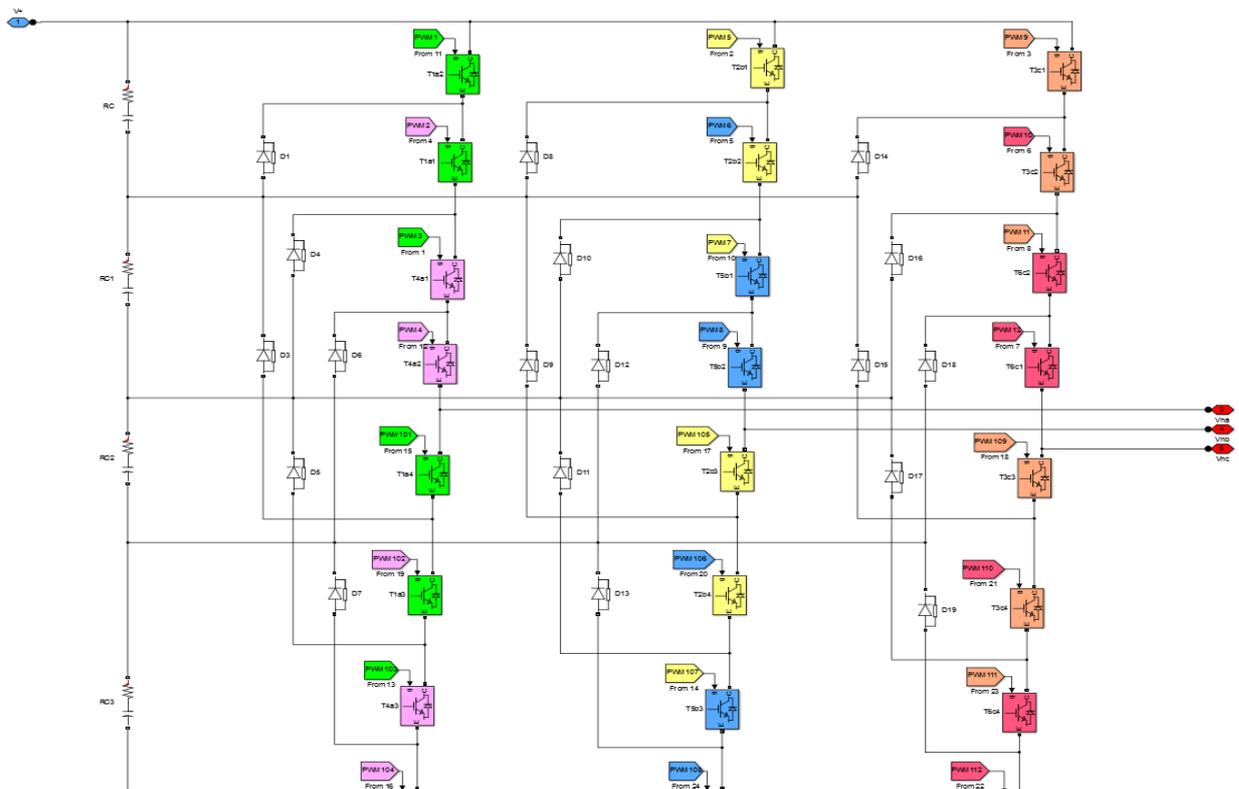


Figure 2-3 Structure de l'onduleur NPC à cinq niveaux.

La modélisation permet d'étudier l'évolution des différentes grandeurs régissant le fonctionnement de l'onduleur à cinq niveaux tout en considérant les commutations des interruptions. Pour chaque interrupteur T_{ki} ($k = a, b, c$ $i = 1, \dots, 8$), on définit une fonction de commutation S_{ki} de la manière suivante [6]:

$$S_{ki} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ki} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } T_{ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (2.17)$$

Pour éviter la conduction simultanée des six interrupteurs d'un seul bras qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, nous définissons la commande complémentaire suivante [7][8]:

$$\begin{cases} S_{k4} = \bar{S}_{k2} \\ S_{k5} = \bar{S}_{k1} \\ S_{k6} = \bar{S}_{k3} \end{cases} \quad (2.18)$$

Avec cette commande complémentaire, les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k4} = 1 - S_{k2} \\ S_{k5} = 1 - S_{k1} \\ S_{k6} = 1 - S_{k3} \end{cases} \quad (2.19)$$

Afin de simplifier les équations du modèle des onduleurs multi-niveaux, on définit la fonction de connexion du *Demi-Bras*. Elle est notée S_{km}^b où k désigne le numéro du bras et m le *Demi-Bras* ($m=1$ pour le Demi-Dras du haut, et $m=0$ pour le Demi-Dras du bas). En effet, pour le bras k , les fonctions de connexion des *Demi-Bras* s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} S_{k1}^b = S_{k1}S_{k2}S_{k3} \\ S_{k0}^b = S_{k4}S_{k5}S_{k6} \end{cases} \quad (2.20)$$

Les deux fonctions de connexion des deux interrupteurs parallèle du bras k sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{k7} = S_{k1}S_{k2}(1 - S_{k3}) \\ S_{k8} = S_{k4}S_{k5}(1 - S_{k6}) \end{cases} \quad (2.21)$$

Les potentiels des nœuds a , b et c de l'onduleur triphasé à cinq niveaux par rapport au point milieu « o » en utilisant les fonctions de connexion des interrupteurs, s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ao} = S_{a1}S_{a2}S_{a3}(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{a1}S_{a2}(1 - S_{a3})V_{vdc1} - S_{a4}S_{a5}S_{a6}(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ \quad \quad \quad - S_{a4}S_{a5}(1 - S_{a6})V_{vdc3} \\ V_{bo} = S_{b1}S_{b2}S_{b3}(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{b1}S_{b2}(1 - S_{b3})V_{vdc1} - S_{b4}S_{b5}S_{b6}(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ \quad \quad \quad - S_{b4}S_{b5}(1 - S_{b6})V_{vdc3} \\ V_{co} = S_{c1}S_{c2}S_{c3}(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{c1}S_{c2}(1 - S_{c3})V_{vdc1} - S_{c4}S_{c5}S_{c6}(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ \quad \quad \quad - S_{c4}S_{c5}(1 - S_{c6})V_{vdc3} \end{cases} \quad (2.22)$$

Pour l'onduleur triphasé à cinq niveaux, les fonctions de connexion des *Demi-Bras* sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} S_{a1}^b = S_{a1}S_{a2}S_{a3} \\ S_{a0}^b = S_{a4}S_{a5}S_{a6} \end{cases} \quad \begin{cases} S_{b1}^b = S_{b1}S_{b2}S_{b3} \\ S_{b0}^b = S_{b4}S_{b5}S_{b6} \end{cases} \quad \begin{cases} S_{c1}^b = S_{c1}S_{c2}S_{c3} \\ S_{c0}^b = S_{c4}S_{c5}S_{c6} \end{cases} \quad (2.23)$$

Les fonctions de connexion des interrupteurs placés en parallèle sont définies comme suit :

$$\begin{cases} S_{a7} = S_{a1}S_{a2}(1 - S_{a3}) \\ S_{a8} = S_{a4}S_{a5}(1 - S_{a6}) \end{cases} \quad \begin{cases} S_{b7} = S_{b1}S_{b2}(1 - S_{b3}) \\ S_{b8} = S_{b4}S_{b5}(1 - S_{b6}) \end{cases} \quad \begin{cases} S_{c7} = S_{c1}S_{c2}(1 - S_{c3}) \\ S_{c8} = S_{c4}S_{c5}(1 - S_{c6}) \end{cases} \quad (2.24)$$

En introduisant les équations (2.23) et (2.24) dans le système (2.22), on aboutit au système suivant :

$$\begin{cases} V_{ao} = S_{a7}V_{dc1} + S_{a1}^b(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{a8}V_{dc3} - S_{a0}^b(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ V_{bo} = S_{b7}V_{dc1} + S_{b1}^b(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{b8}V_{dc3} - S_{b0}^b(V_{dc3} + V_{dc4}) \\ V_{co} = S_{c7}V_{dc1} + S_{c1}^b(V_{dc1} + V_{dc2}) + S_{c8}V_{dc3} - S_{c0}^b(V_{dc3} + V_{dc4}) \end{cases} \quad (2.25)$$

Ce système (2.25) s'écrit sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + S_{a1}^b \\ S_{b7} + S_{b1}^b \\ S_{c7} + S_{c1}^b \end{bmatrix} V_{dc1} + \begin{bmatrix} S_{a1}^b \\ S_{b1}^b \\ S_{c1}^b \end{bmatrix} V_{dc2} - \begin{bmatrix} S_{a8} + S_{a0}^b \\ S_{b8} + S_{b0}^b \\ S_{c8} + S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc3} - \begin{bmatrix} S_{a0}^b \\ S_{b0}^b \\ S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc4} \quad (2.26)$$

Le système d'équation (2.26) montre qu'un onduleur à cinq niveaux est une mise en série de quatre onduleurs à deux niveaux ou de deux onduleurs à trois niveaux.

Dans le cas où les sources de tensions continues : ($V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc3} = V_{dc4} = \frac{V_{dc}}{4}$) la relation (2.26) se réduit à celui :

$$\begin{bmatrix} V_{ao} \\ V_{bo} \\ V_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - S_{a8} - 2S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - S_{b8} - 2S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - S_{c8} - 2S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.27)$$

Les tensions composées s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ V_{co} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (2.28)$$

D'après les relations (2.27) et (2.28), découle l'équation matricielle (2.29) suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{ac} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.29)$$

Pour les tensions simples, on a :

$$\begin{cases} V_a = V_{an} = V_{ao} - V_{no} \\ V_b = V_{bn} = V_{bo} - V_{no} \\ V_c = V_{cn} = V_{co} - V_{no} \end{cases} \quad (2.30)$$

Avec : V_{no} étant la tension entre le point milieu de l'alimentation continue de l'onduleur et le point neutre de la charge. Elle est donnée comme suit :

$$V_{no} = \frac{1}{3}(V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.31)$$

Les tensions simples aux bornes de la charge sont :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{1}{3}(V_{ab} + V_{ca}) \\ V_{bn} = V_b = \frac{1}{3}(V_{bc} + V_{ab}) \\ V_{cn} = V_c = \frac{1}{3}(V_{ca} + V_{bc}) \end{cases} \quad (2.32)$$

On en déduit les tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a7} + 2S_{a1}^b - 2S_{a8} - 3S_{a0}^b \\ S_{b7} + 2S_{b1}^b - 2S_{b8} - 3S_{b0}^b \\ S_{c7} + 2S_{c1}^b - 2S_{c8} - 3S_{c0}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.33)$$

2.8 Stratégie de commande de largeur d'impulsion sinus triangle

Une technique de modulation appelée : **Modulation Large Impulsion Sinus-Triangle (MLI-ST)** consiste à comparer une onde de référence sinusoïdale à basse fréquence avec une onde porteuse triangulaire à haute fréquence [5] [6]. Les points d'intersection entre ces deux ondes déterminent les instants de commutation des interrupteurs, La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par les porteuses.

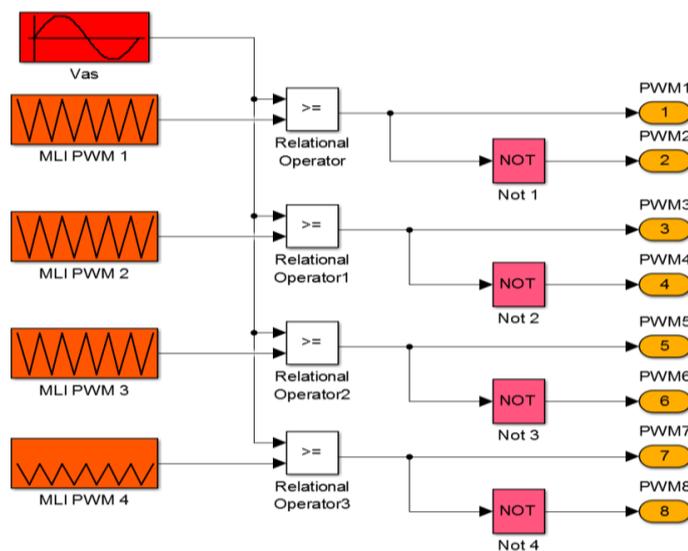


Figure 2-4 Schéma bloc de la technique de commande à MLI d'onduleur de tension à cinq niveaux.

Pour générer les impulsions de commande MLI-ST d'un onduleur à N-niveaux de tensions, N-1 porteuses triangulaires sont nécessaires. Ces porteuses ont la même fréquence f_c et la même amplitude A_c . Ils sont ensuite comparés au signal de référence d'amplitude A_r et de fréquence f_r . Chaque comparaison donne 1 si une porteuse est inférieure ou égale à la référence, et 0 dans le cas contraire. En effet, A la sortie du modulateur, la somme des résultats issus des comparaisons est ensuite décodée, et donne la valeur correspondant à chaque niveau de tension.

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

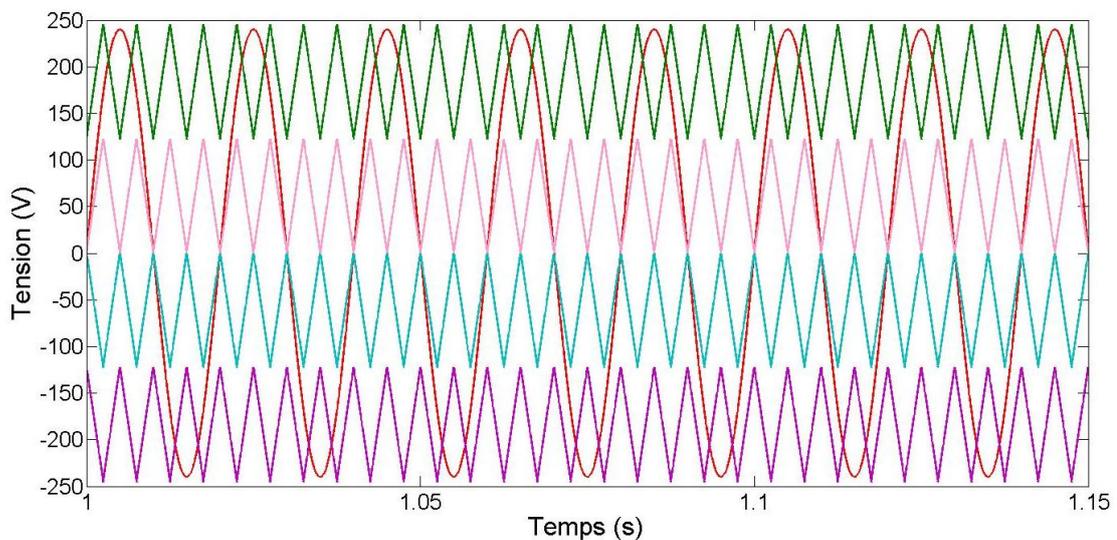


Figure 2-5 Tensions de référence avec les quatre signales de porteuse.

2.9 Simulation de l'association machine-onduleur sans commande

Cette section présente les résultats de simulation de la MAS alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux utilisant la technique de modulation MLI-ST, sans commande. L'étude se focalise sur les résultats spécifiques à la MLI-ST. Un modèle de la commande de la MAS alimentée par l'onduleur a été développé sous forme de schéma-blocs (Figure 2-6) et implémenté dans Matlab/Simulink afin de simuler le comportement du système réel, en se basant sur le modèle du système d'entraînement présenté précédemment.

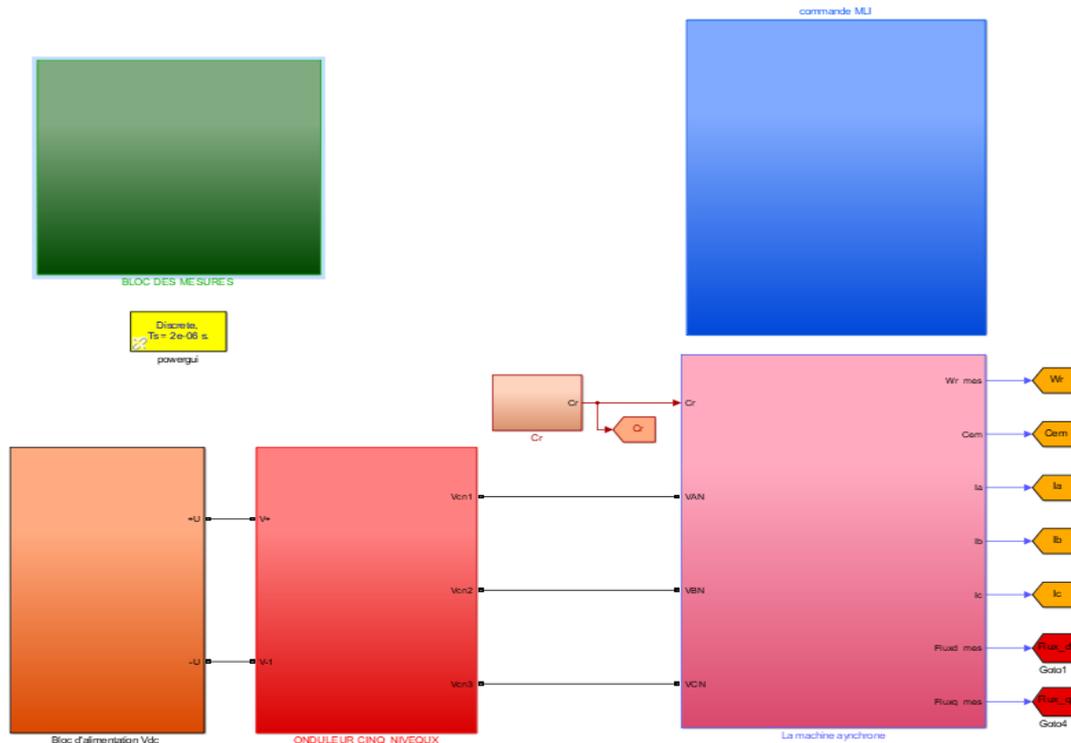


Figure 2-6 Modèle de simulation sous *Matlab/Simulink* de l'association machine-onduleur cinq niveaux.

2.9.1. Résultats de simulation

Le système d'entraînement électrique basé sur une machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux avec une boucle ouverte est étudié. Les résultats de la simulation de la machine asynchrone est une étape cruciale pour observer et analyser les différentes évolutions de ses grandeurs mécaniques, électriques et magnétiques. Cette analyse permet ensuite de mieux comprendre et contrôler son fonctionnement. Les paramètres du système sont définis et la simulation est démarrée à une vitesse de consigne $N_{Ref} = 1000 \text{tr/min}$. De plus, le couple de charge $Cr = 10 \text{N.m}$ est appliqué à l'instant $t = 2 \text{s}$. Les principaux résultats de simulation de ce cas de fonctionnement (**Boucle ouverte**) sont présentés sous forme de courbes dans les figures suivantes :

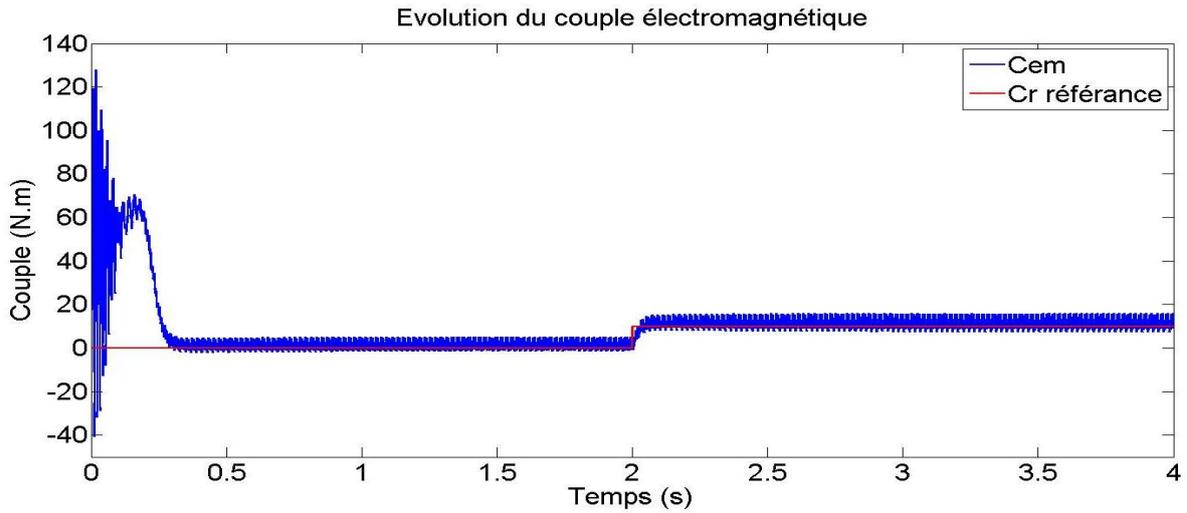


Figure 2-7 Allures du couple électromagnétique de la MAS avec une boucle ouverte.

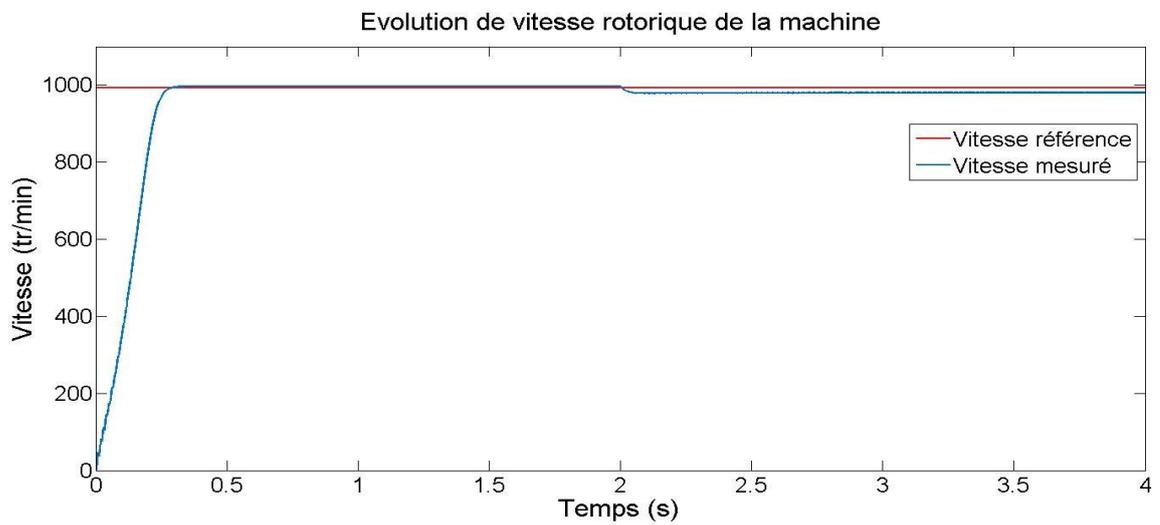


Figure 2-8 Allures de vitesse rotorique de la MAS avec une boucle ouverte.

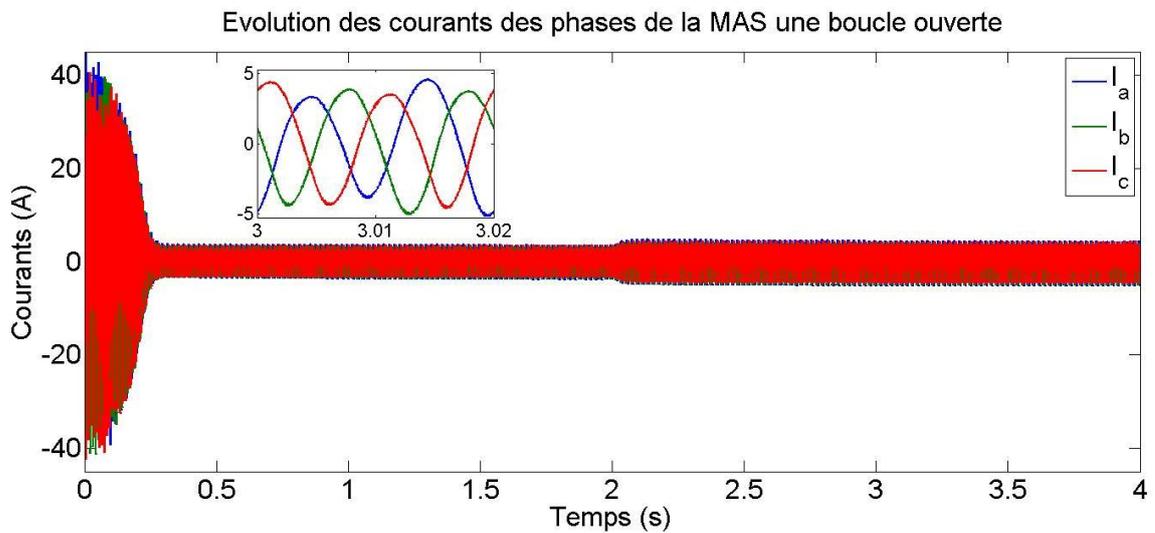


Figure 2-9 Allures des courants des phases de la MAS avec une boucle ouverte.

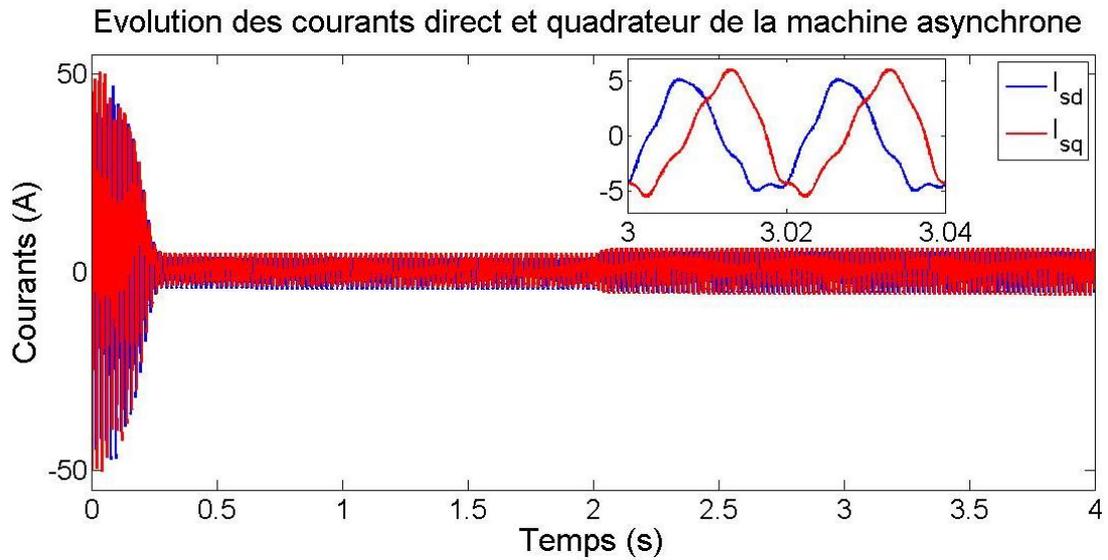


Figure 2-10 Allure de deux courants direct et quadratique de la MAS avec une boucle ouverte.

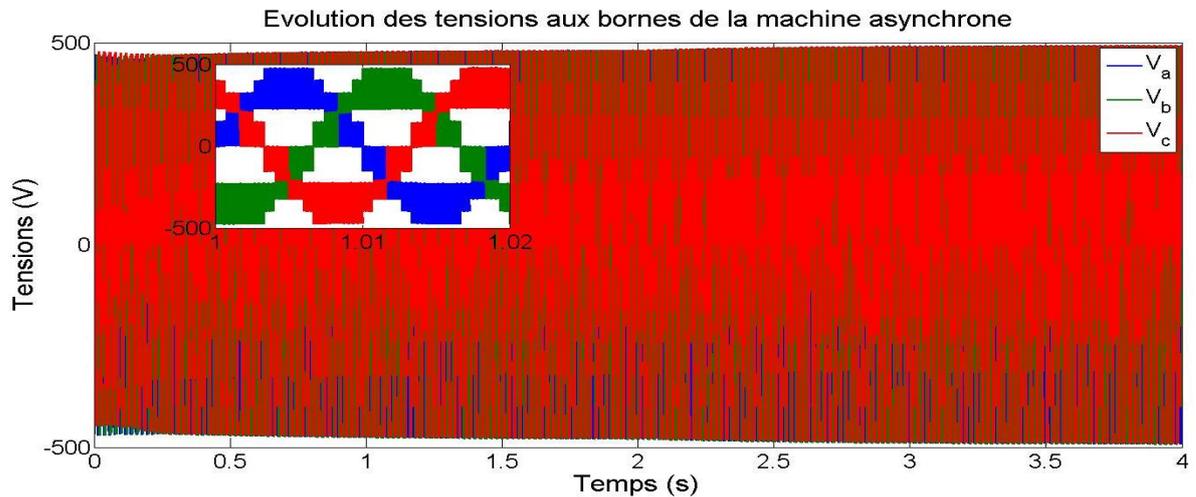


Figure 2-11 Allure des tensions simple aux bornes de la MAS avec une boucle ouverte.

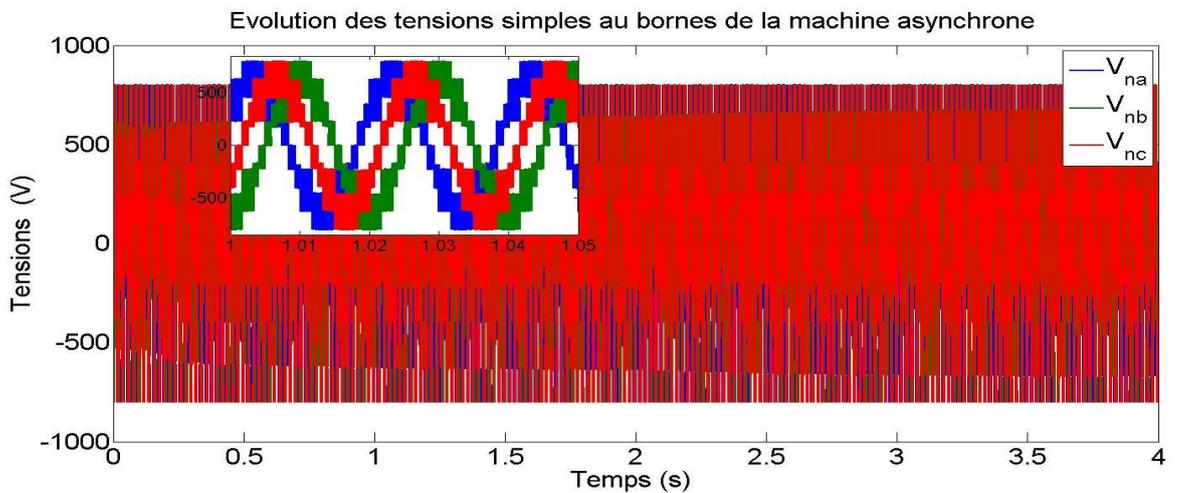


Figure 2-12 Allure des tensions aux bornes de la MAS avec une boucle ouverte.

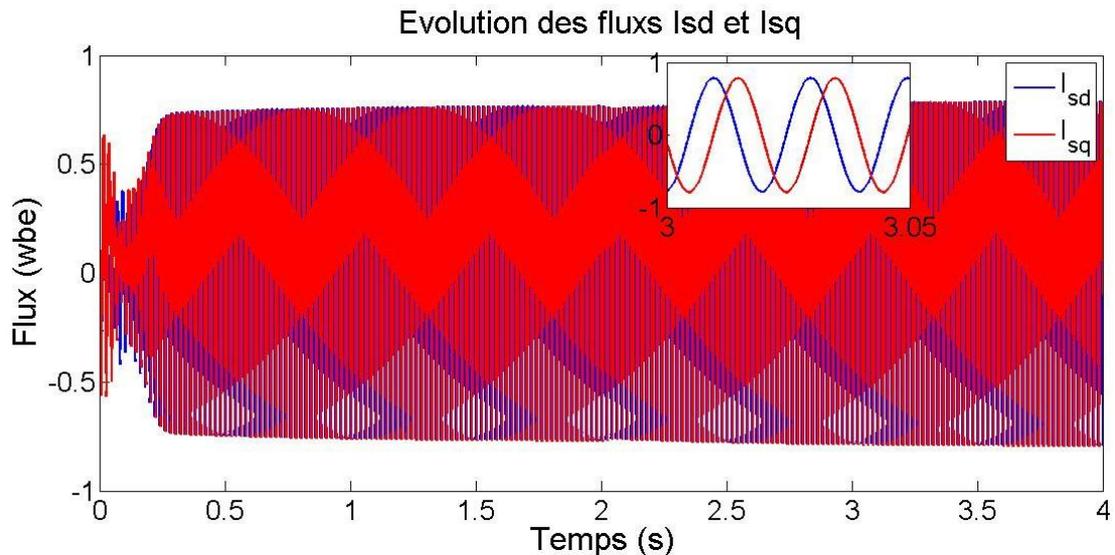


Figure 2-13 Allure des flux de la MAS avec une boucle ouverte.

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

Les résultats de simulation obtenus illustrent le fonctionnement sans commande de l'association machine asynchrone/ onduleur de tension à cinq niveaux à structure NPC en utilisant la technique de commande MLI-ST.

Les figures 2-7 à 2-13 représentent les réponses des grandeurs mécaniques et électriques de la MSA, telles que :

- Couple électromagnétique ;
- Vitesse ;
- Courants statoriques ;
- Courant et flux ;
- Tensions :
 - ✚ Simple ;
 - ✚ Composée ;

Tous les résultats ont été obtenus à partir de la simulation de l'association machine/ onduleur à vide lors du démarrage jusqu'à l'application du couple résistant $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2 \text{ s}$.

2.10 Conclusion

Ce chapitre est concentré pour la modélisation de la MAS et de l'onduleur à cinq niveaux. Cette modélisation a permis d'établir un modèle mathématique précis de la machine et de

l'alimentation fournie par l'onduleur de tension à cinq niveaux utilisant la stratégie de modulation MLI-ST. La transformation de Park et le système d'équations d'état de la machine ont été utilisés, puis validés par une simulation numérique sous *Matlab/Simulink*. Les résultats de simulation obtenus ont ensuite été interprétés et analysés.

Le prochain chapitre se concentrera sur la commande vectorielle de la MAS triphasée alimentée par l'onduleur de tension à cinq niveaux.

Référence Bibliographique

- [1] 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.
- [2] E. Zaidi, K. Marouani, L. Bentouhami, and A. E. Mabrek, "Non-linear speed control of multi-phase induction machine fed by two cascaded H-bridge multi-level inverter", *International conference on electronics and electrical engineering (IC3E'18)*, 12-13 November 2018. Bouira, Algiers, Algeria, 2018.
- [3] 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, 2021.
- [4] 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.
- [5] 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*.
- [6] D. Hadiouche, *Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure*, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré de Nancy I, France, décembre 2001
- [7] A. Martin, " Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2003.
- [8] 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.

Chapitre 3 :
Etude comparative des onduleurs multi-niveaux
alimentant une machine commandée par une
technique vectorielle

Chapitre 3 : Étude comparative des onduleurs multi-niveaux alimentant une machine commandée par une technique vectorielle

3.1. Introduction

Contrairement à une machine à courant continu à excitation séparée, où le couple et le flux sont naturellement indépendants, la commande d'une machine asynchrone est complexe en raison de l'interdépendance étroite entre ces deux grandeurs. Toute modification de l'une influence directement l'autre, rendant ainsi le pilotage de la machine plus délicat.

L'objectif de ce chapitre est de présenter le principe de la commande vectorielle, d'examiner les différents types de cette commande, et enfin de comparer les résultats de simulation des onduleurs multi-niveaux.

3.2. Commande vectorielle

La difficulté majeure réside dans la nature non-linéaire de la relation entre le couple et le flux, ainsi que dans le couplage intrinsèque qui les lie. Ce couplage est dû au produit vectoriel du courant induit et du flux inducteur, qui génère le couple électromagnétique. Contrairement aux machines à courant continu où le champ inducteur et le courant induit sont orthogonaux, cette relation vectorielle complexe rend le contrôle plus ardu [1][2].

Le contrôle vectoriel (FOC) repose sur la transformation des composantes du flux (statique, rotatif ou émis) dans un repère tournant à une vitesse de référence de 1000 tr/min par minute. Son principe clé consiste à orienter l'un de ces flux le long de l'axe "d" de ce repère. Cette orientation permet d'exprimer le couple électromagnétique de manière similaire à celui d'un moteur à courant continu, tout en dissociant le développement du couple de la production de flux. Un couplage particulier s'établit entre le courant principal contrôlant le flux (courant d'excitation), et le courant principal lié au couple (courant induit).

La commande vectorielle vise à optimiser les performances des machines asynchrones en imitant le comportement d'une machine à courant continu à excitation séparée. Pour ce faire, elle découple le flux magnétique du couple électromagnétique, permettant un contrôle indépendant de ces deux grandeurs.

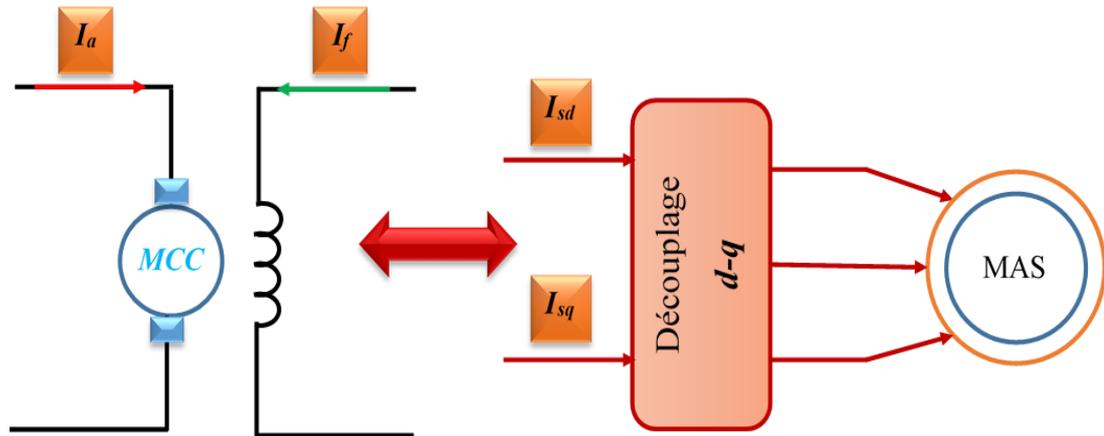


Figure 3-1 Principe de pilotage vectoriel de la machine à courant continu et de la machine asynchrone triphasé.

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

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

Avec :

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

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

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

3.3. Types de la commande vectorielle

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux principales méthodes, la première appelée méthode directe qui a été développée par **F. Blaschke**, la seconde connue par la méthode indirecte développée par **k. Hasse** [5].

3.3.1. Commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

La détermination de la position et de la norme du flux contrôleur par contre-réaction nécessite l'emploi de capteurs à effet Hall sur les dents du stator. Ces capteurs, bien que

spécifiques à ce type de moteur, présentent des limitations en termes de robustesse mécanique et de résistance aux conditions extrêmes telles que les vibrations et les températures élevées. De plus, leur fréquence de fonctionnement varie en fonction de la vitesse, imposant l'utilisation de filtres ajustables. L'application de cette méthode impose plusieurs inconvénients de natures différentes :

- Fiabilité de la mesure du flux ;
- Problème de filtrage du signal mesuré ;
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation ;
- Coût de production élevé (capteurs + filtre).

Afin de pouvoir utiliser une machine standard les capteurs de flux doivent être remplacés par estimateur de flux. (Annexe b)[5].

3.3.2. Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté

Notre travail s'appuie sur la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté. Cette méthode se distingue par sa simplicité, car elle ne requiert pas l'estimation de l'amplitude du flux rotorique, mais utilise directement la valeur de référence ϕ_{rd}^* . De plus, elle se caractérise par sa robustesse, puisqu'elle exige uniquement la présence de capteurs de courant statorique et d'un capteur de vitesse (ou de position) du rotor [1][3].

La commande par orientation du flux rotorique exige une connaissance précise de la position du flux à orienter en permanence, et son alignement sur l'axe direct "*d*". Cette condition est essentielle pour garantir un découplage optimal entre le flux et le couple électromagnétique, quel que soit le régime de fonctionnement.

Pour ce faire, le repère de référence peut être choisi de manière à ce que l'axe "*d*" coïncide entièrement avec le flux statorique, le flux rotorique ou le flux d'entrefer. Cette approche permet d'obtenir un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont contrôlés indépendamment par le biais du courant statorique.

Sachant que la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique nécessite les deux conditions suivantes [1][4]:

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

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

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

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

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

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

L'angle d'orientation est donné comme suit :

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

La pulsation rotorique peut être exprimée par :

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

En régime permanent :

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

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

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

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

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

Les éléments T_r et σ est écrite comme suit :

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

Avec :

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

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

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

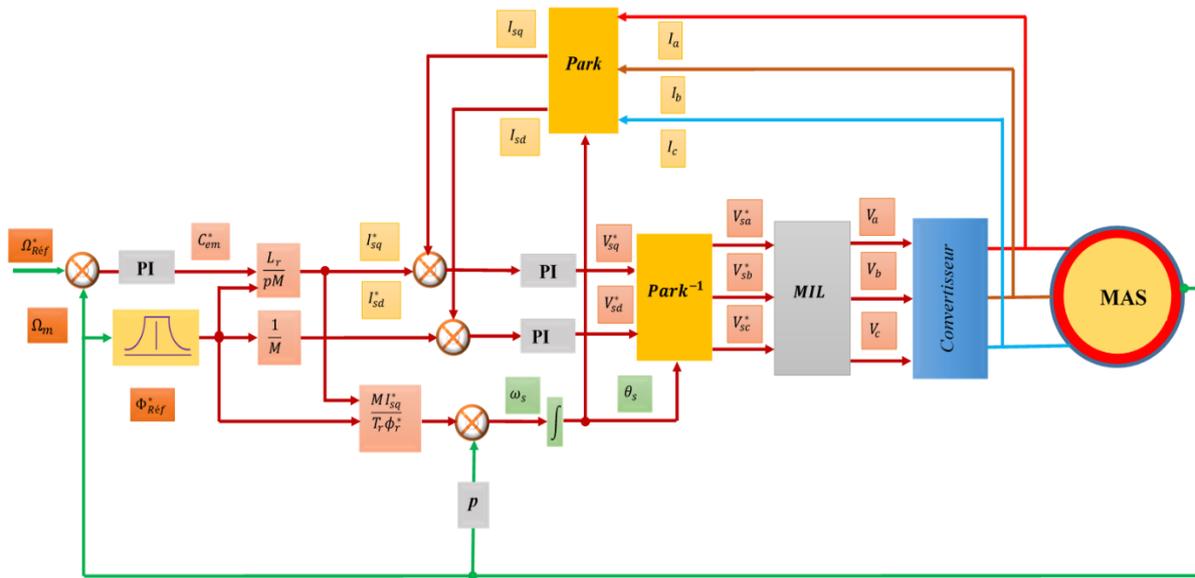


Figure 3-2 Schéma globale de la commande vectorielle indirecte de la MAS.

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

3.4. Simulation de la commande vectorielle indirecte de la MAS

Cette section présente les résultats de simulations de la commande vectorielle de la MAS triphasé alimenté par un onduleur de tension avec des topologies à deux, trois et cinq niveaux, sont commandés par une régulation linéaire de type PI. Les résultats de simulations obtenus sont réalisés à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*. Les paramètres de la machine pour effectuer les différents essais de simulation cités dans l'annexe B.

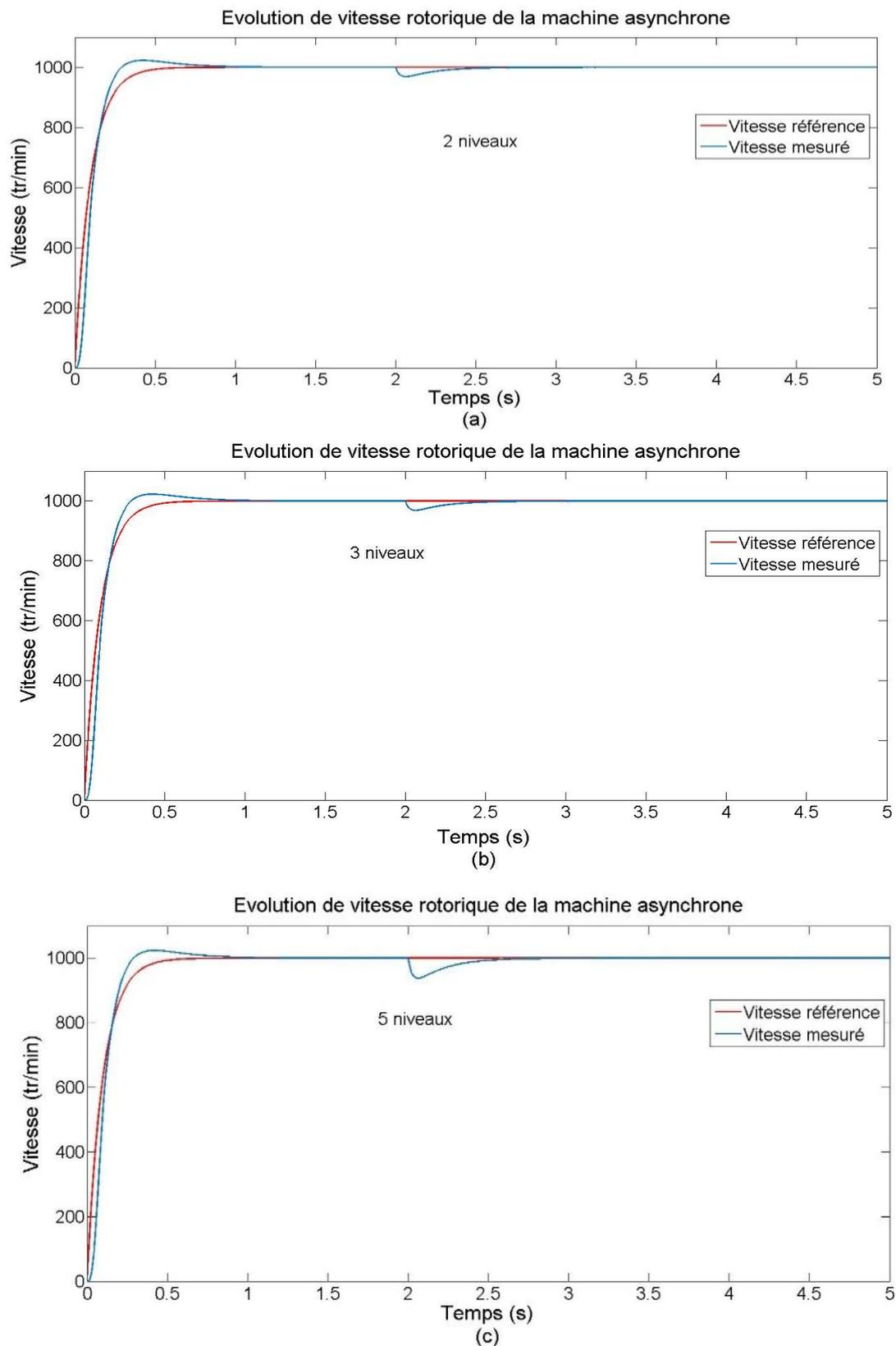


Figure 3-3 Allures des vitesses de la MAS, (a) : Vitesse mécanique obtenu avec le onduleur 2 niveaux, (b) : Vitesse mécanique obtenu avec le onduleur 3 niveaux, (c) : Vitesse mécanique obtenu avec le onduleur 5 niveaux.

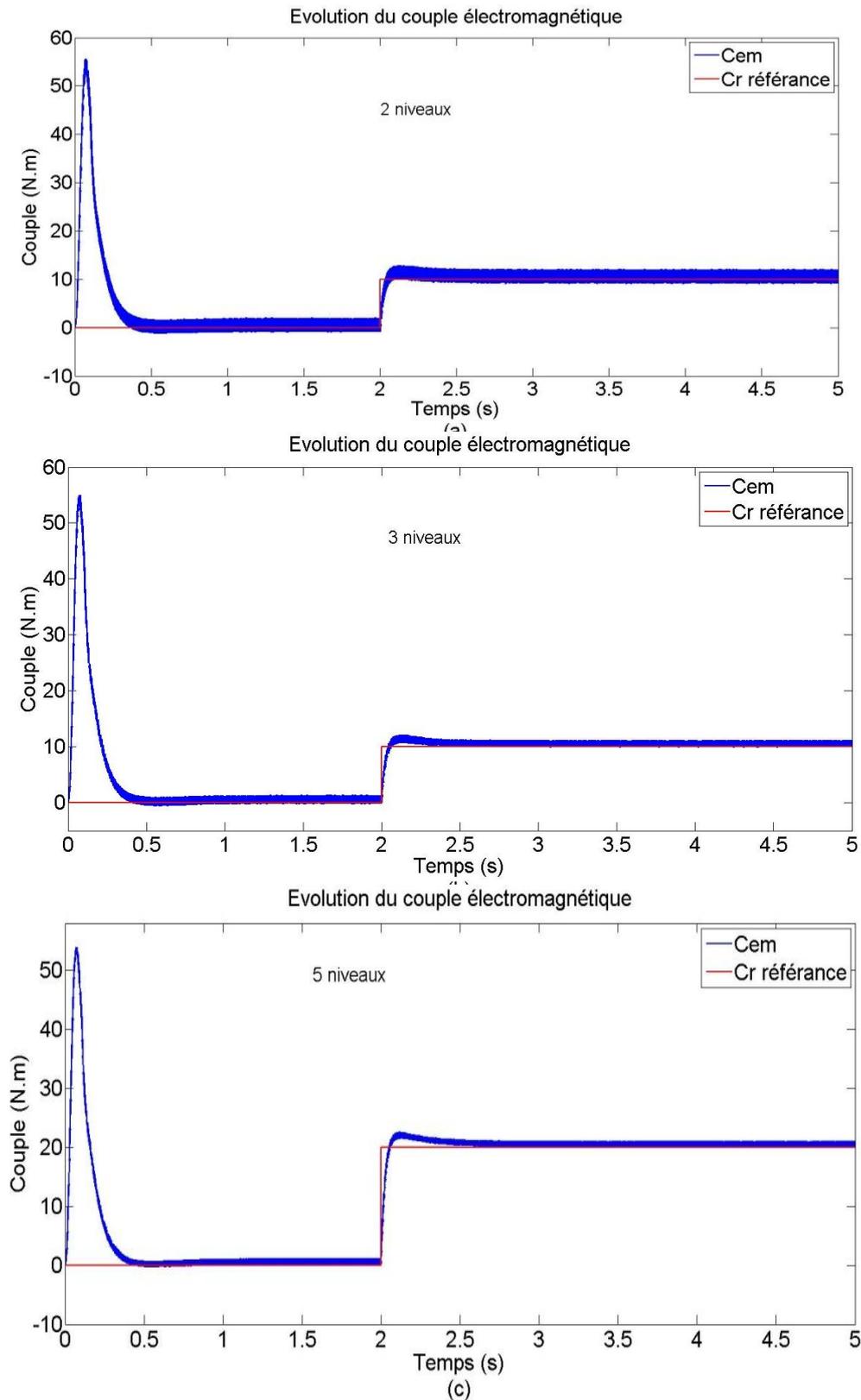


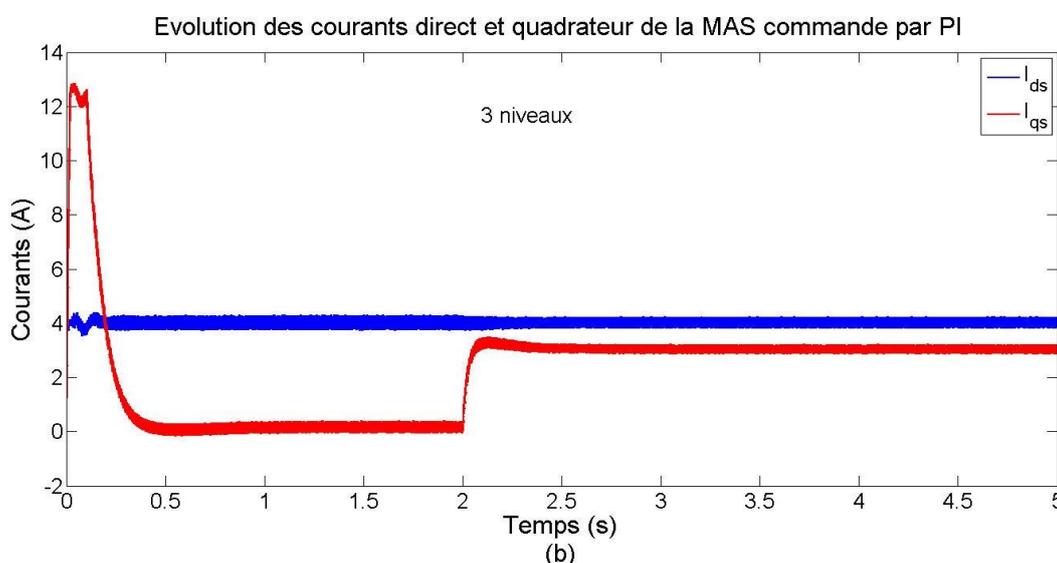
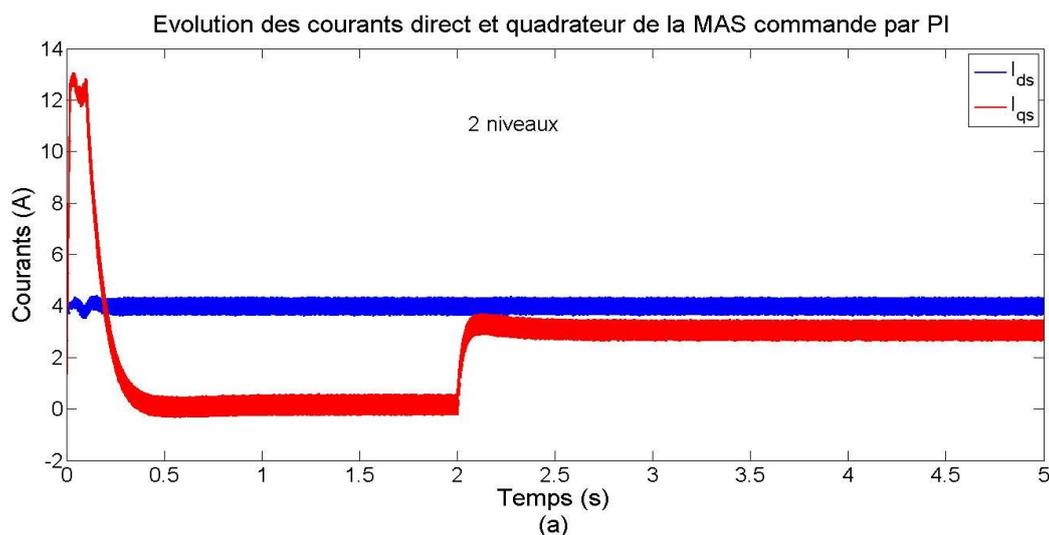
Figure 3-4 Allures des couples de la MAS. (a) : Couple électromagnétique obtenu avec le onduleur 2 niveaux, (b) : Couple électromagnétique obtenu avec le onduleur 3 niveaux (c) : Couple électromagnétique obtenu avec le onduleur 5 niveaux

Le figure 3-3 présenté le résultat de l'évolution de la vitesse, d'après le résultat de la figure on remarque que :

Au cours du régime transitoire, la vitesse connaît une augmentation linéaire avant de se stabiliser en régime permanent. Une vitesse de référence de 1000 tr/min a été choisie. Le système suit fidèlement sa référence, indépendamment des changements. On observe néanmoins une légère baisse de la vitesse lors de l'application d'un couple de charge à un instant donné. Grâce à l'action du régulateur PI, la vitesse retrouve rapidement sa valeur de référence après cette chute.

Le figure 3-4 présente le résultat de l'évolution du couple électromagnétique, d'après le résultat de la figure on remarque que :

L'évolution du couple présente une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en régime permanent, on constate que le couple à une valeur moyenne nulle pour un fonctionnement à vide et augmenter avec l'introduction de la charge.



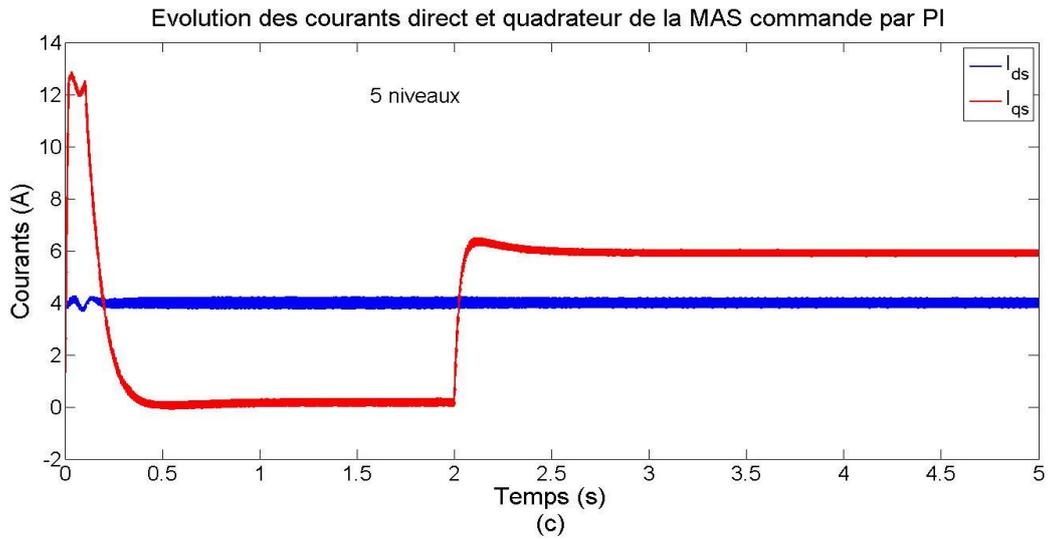
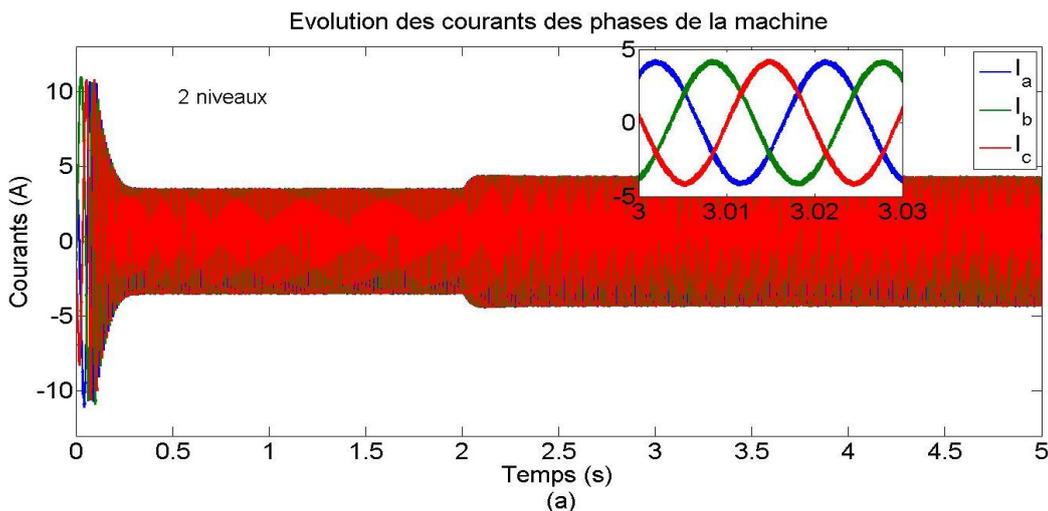


Figure 3-5 Courbes des courants directs et quadrature de la MAS. (a) : Courants obtenu le onduleur 2 niveaux, (b) : Courants obtenu le onduleur 3 niveaux, (c) : Courants obtenu le onduleur 5 niveaux.

Le figure 3-5 présente le résultat de l'évolution des courants direct et quadrature, d'après le résultat de la figure on remarque que :

L'évolution de la courante quadrature I_{qs} présente une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en régime permanent, on constate que le courant à une valeur moyenne nulle pour un fonctionnement à vide et augmenter avec l'introduction de la charge. Mais le courant direct I_{ds} reste toujours stable.



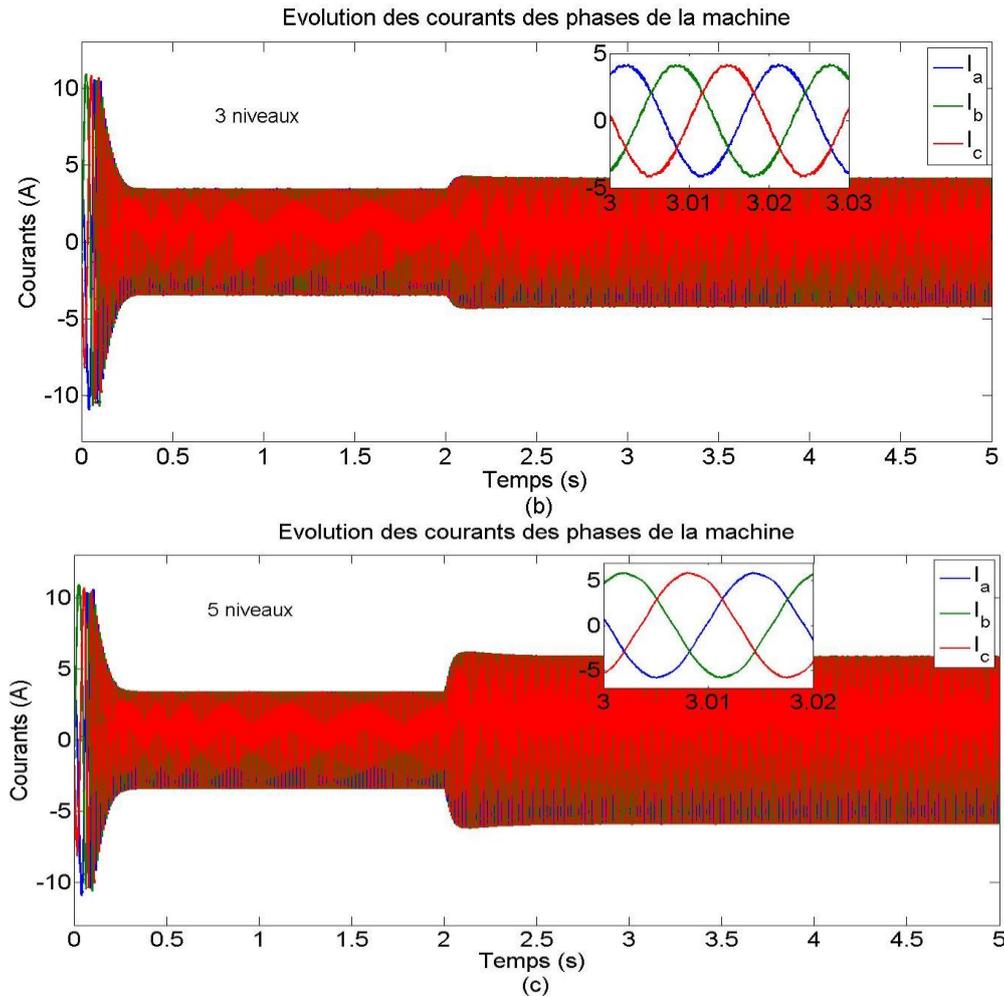
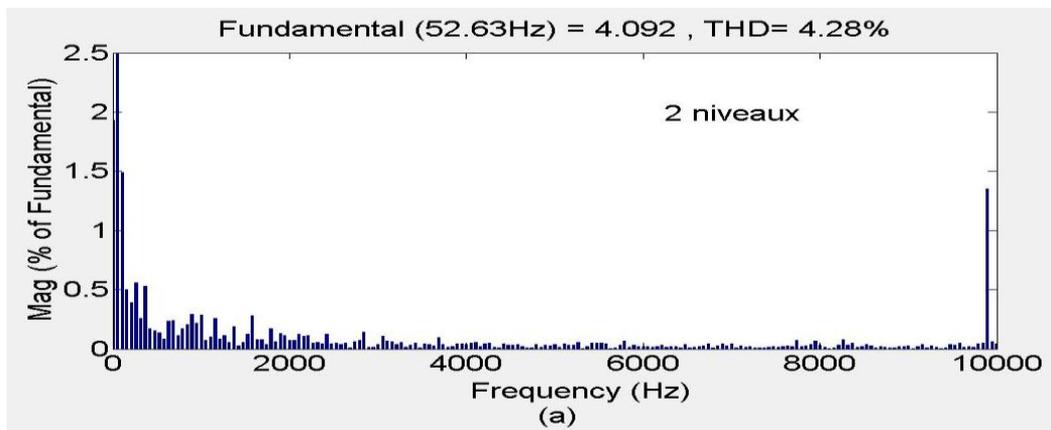


Figure 3-6 Allures des courants des phases de la MAS. (a) : Courants obtenu le onduleur 2 niveaux (b) : Courants obtenu le onduleur 3 niveaux, (c) : Courants obtenu le onduleur 5 niveaux.

Le figure 3-6 présente le résultat de l'évolution des courants direct et quadrature, d'après le résultat de la figure on remarque que :

L'évolution des courants des phases présente une pulsation en régime transitoire puis se stabilise en régime permanent, avec une augmentation de leurs amplitudes à l'introduction de la charge.



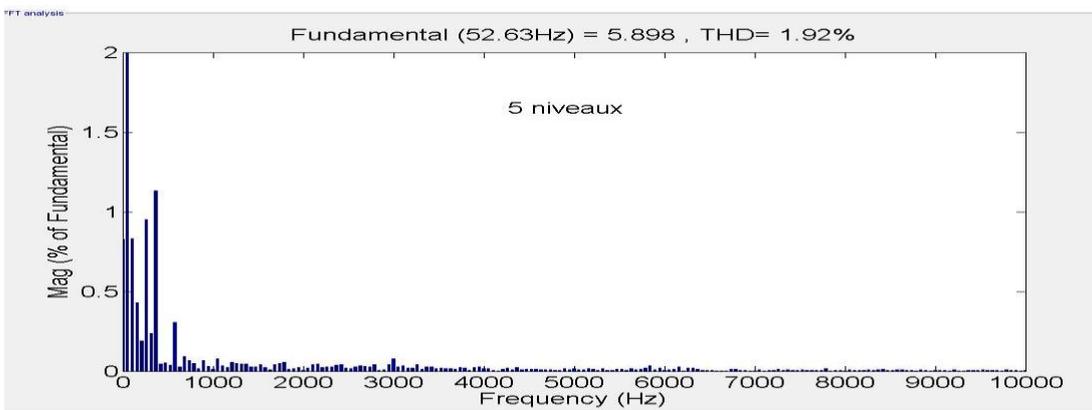
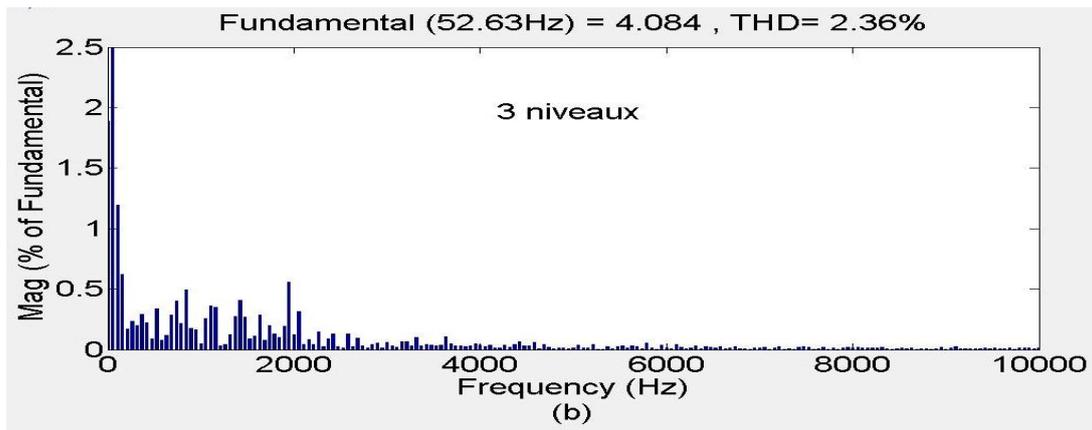
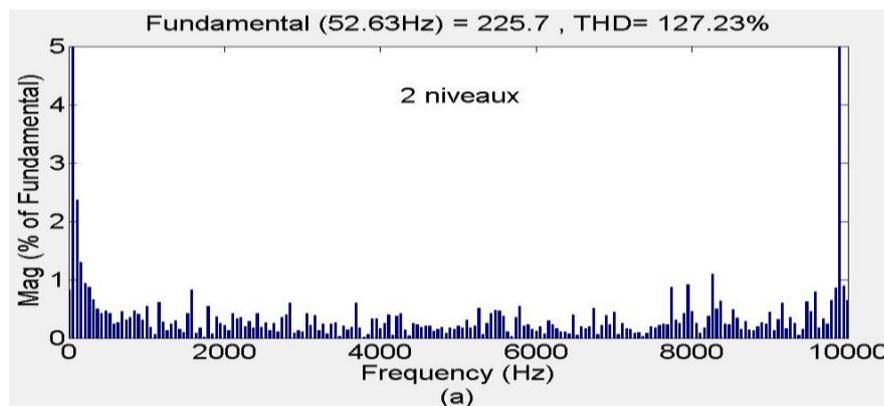


Figure 3-7 Distorsion totale des harmoniques de courants (a) : Distorsion totale des harmoniques de courants obtenu avec l'onduleur 2 niveaux (b) : Distorsion totale des harmoniques de courants obtenu avec l'onduleur 3 niveaux (c) : Distorsion totale des harmoniques de courants obtenu avec l'onduleur 5 niveaux

Tableau 3-1 THD obtenue pour les différents types d'onduleurs (courants)

Niveaux d'onduleur	2	3	5
THD du courant de phase (%)	4.28	2.36	1.92



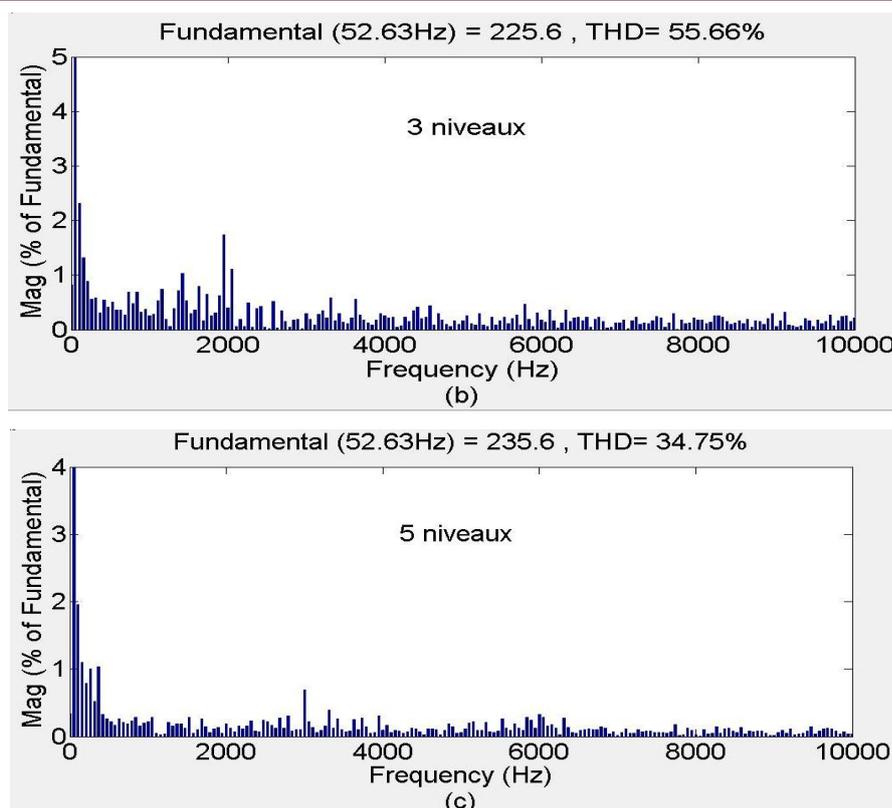


Figure 3-8 La distorsion totale des harmoniques de tension (a) : Distorsion totale des harmoniques de tension obtenu avec l’onduleur 2 niveaux, (b) : Distorsion totale des harmoniques de tension obtenu avec l’onduleur 3 niveaux, (c) : Distorsion totale des harmoniques de tension obtenu avec l’onduleur 5 niveaux.

Tableau 3-2 THD obtenue pour les différents types d'onduleurs (tension)

Niveaux d’onduleur	2	3	5
THD de la tension d’une phase (%)	127.23	55.66	34.75

Les tableaux 3-1 et 3-2 montrent la comparaison THD des phases du courant et de la tension pour différents niveaux d'onduleurs (à deux niveaux, à trois niveaux et à cinq niveaux) entraînant un moteur asynchrone.

D'après les résultats des tableaux 3-1 et 3-2 l'onduleur à cinq niveaux offre les meilleures performances de distorsion harmonique par rapport aux onduleurs à deux et trois niveaux. De même, les formes d'onde de courant et de tension présentent des harmoniques inférieures dans le cas d'onduleurs à deux et trois niveaux. Le THD actuel est de 0,25% et le THD de tension est de 9,37% qui sont des valeurs très acceptables selon les normes IEEE (5% pour le THD actuel et 10% pour le THD de tension).

3.5. Conclusion

Ce chapitre présente la modélisation et le contrôle d'un moteur asynchrone triphasé alimenté par des onduleurs de tension à niveaux multiples (deux niveaux, trois niveaux et cinq niveaux) en utilisant une stratégie de contrôle vectoriel de flux rotatif basée sur un régulateur classique **PI**. Pour ce faire, trois algorithmes de modulation par largeur d'impulsion multiple (**MLI**) ont été développés et testés sur un moteur asynchrone afin d'évaluer leurs performances. Les résultats démontrent une amélioration significative de la qualité des ondes de sortie de l'onduleur à cinq niveaux par rapport à l'onduleur à deux niveaux. Les onduleurs à cinq niveaux offrent donc un avantage en permettant d'alimenter le moteur asynchrone à des tensions plus élevées tout en réduisant la distorsion harmonique.

Référence bibliographies

- [1] 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.
- [2] E. Zaidi, K. Marouani, L. Bentouhami, and A. E. Mabrek, "Non-linear speed control of multi-phase induction machine fed by two cascaded H-bridge multi-level inverter", *International conference on electronics and electrical engineering (IC3E'18)*, 12-13 November 2018. Bouira, Algiers, Algeria, 2018.
- [3] E. Zaidi, K. Marouani, H. Bouadi1, 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, 2021.
- [4] 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.
- [5] 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.*

Conclusion générale

Le travail que nous avons présenté dans ce mémoire porte sur l'étude et la commande sans capteur mécanique d'un actionneur électrique (machine asynchrone) alimenté par un **onduleur cinq niveaux de type NPC**. Ainsi, ce mémoire propose une étude comparative entre les différents niveaux de **l'onduleur de type NPC** pour optimiser les performances du système.

L'onduleur à cinq niveaux se distingue des onduleurs à deux et trois niveaux par ces performances supérieures lorsqu'il alimente une machine asynchrone, génère des tensions plus élevés et fournit une forte puissance, réduction des ondulations de tensions et de courant, et obtenus un signal de tension plus proche de la forme sinusoïdale, ces avantages permet d'améliorer les performances d'un machine asynchrone (**vitesse et le couple**).

Le premier chapitre présent l'état d'art des convertisseurs multi-niveaux et les actionneurs électriques, leurs avantages et inconvénients, ce qui nous a permis de choisir la structure de notre étude, qui est sur la machine asynchrone triphasée alimentée par un onduleur de tension à cinq niveaux.

Dans **le deuxième chapitre**, nous avons présenté des modèles mathématiques de la machine asynchrone et de l'onduleur à cinq niveaux de type **NPC** et la technique de commande appliquée **MLI-ST**. Nous avons aussi fait une simulation numérique dans le cadre du logiciel **Matlab/Simulink**, nous avons ensuite interprété les résultats obtenus à partir de cette simulation de la **MAS** sans commande.

Dans le **dernier chapitre**, nous avons étudié le principe de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la **MAS**, puis nous avons présenté les résultats de la simulation de la commande vectorielle en utilisant des différents niveaux d'onduleurs (deux , trois et cinq) pour l'alimentation de la **MAS**. Puis nous avons fait une étude comparative entre ces onduleurs et leur impact sur les performances du la **MAS**. Grace à des résultats simulés et cette étude montre que l'onduleur à cinq niveaux de type **NPC** donne de bons résultats par rapport à d'autres onduleurs pour des applications de haute tension et forte puissance, le signal de tension de sortie d'onduleur est poche de la sinusoïdale et les courants contient moins d'harmoniques (**THD de la tension = 34.75 %**, et **THD du courant = 1.73 %**).

Comme suit de ce travail on site :

- ✚ Commande d'association onduleur multi-niveaux /Machine asynchrone suite à un défaut.

- ✚ Mise en œuvre expérimentale des différentes techniques de commande ;
- ✚ Application d'autres approches de commande non linéaire.

Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle

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

La stratégie de contrôle **MAS** décrite au chapitre 3 utilise un contrôleur linéaire proportionnel-intégral (**PI**) classique. Il intègre une action proportionnelle pour ajuster la vitesse de réponse, travaillant en conjonction avec une action intégrale pour éliminer l'erreur en régime permanent entre la variable régulée et le point de consigne [Zai21][Mar10]. Par conséquent, nous nous limiterons aux contrôleurs **PI** suivants dans les discussions ultérieures :

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

Avec :

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

A. 1. 1. Régulation de vitesse

Conformément aux équations (2.11) et (2.12) du chapitre 2, si le courant est maintenu constant, l'équation de couple devient la suivante [Zai21], [Mar10] :

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

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

En ajoutant l'équation mécanique du système :

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

Le schéma de la boucle de contrôle de vitesse du système est représenté dans la figure ci-dessous :

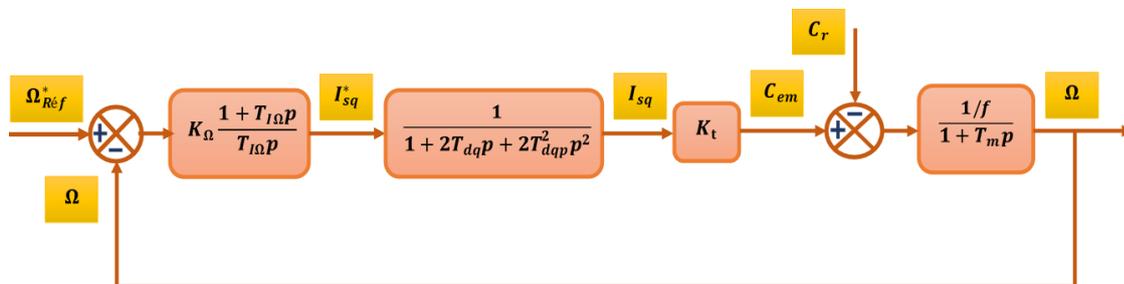


Figure A -1 Boucle de régulation de la vitesse.

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

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

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

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

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

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

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

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

L'équation caractéristique du système présente une dynamique du troisième ordre. Conformément à [Zai21] et [Mar10], le coefficient du contrôleur K_{Ω} peut être déterminé à l'aide de la formule suivante :

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

avec:

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

L'équation caractéristique présente trois pôles réels lorsque $9 < \mathcal{B} < 25$ et deux pôles complexes et un pôle réel lorsque $\mathcal{B} < 9$ ou $\mathcal{B} > 25$. Généralement, les valeurs de a sont inférieures à 25, et seule la limite $\mathcal{B} = 9$ est intéressante [Zai21][Mar10]. Pour déterminer la valeur optimale de a , les performances du système sont comparées pour des valeurs comprises entre 2 et 9. Les critères sélectionnés sont le dépassement et le temps de réponse du système en boucle fermée. En fait, augmenter a réduit le dépassement mais au détriment du temps de réponse, qui augmente avec l'amortissement [Zai21][Mar10].

A. 1. 2. Régulation des courants

Pour tenir compte des retards inhérents au contrôle numérique et à l'inverseur statique, un retard temporel pur est introduit dans la boucle de courant, qui est approximé par une fonction de transfert de premier ordre [Zai21] [Mar10].

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

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

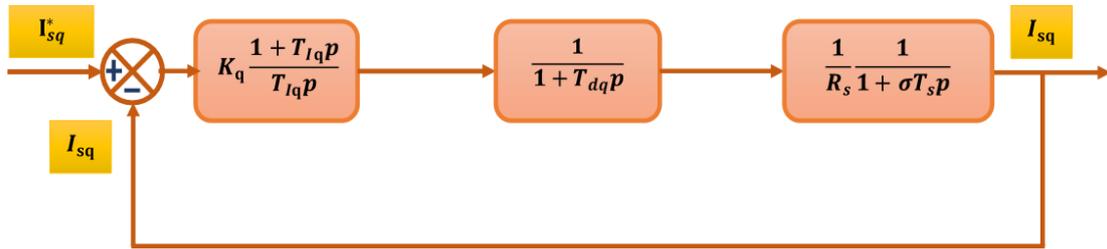


Figure A -2 Boucle de régulation de courant I_{sq} .

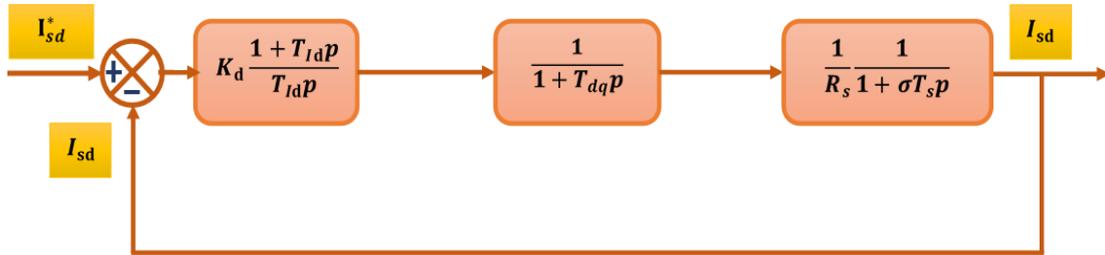


Figure A -3 Boucle de régulation de courant I_{sd} .

Les paramètres actuels du régulateur sont déterminés selon la même procédure utilisée pour les régulateurs de vitesse. De plus, les fonctions de transfert en boucle ouverte ($G_{IO}(s)$) peuvent être dérivées et utilisées dans le calcul des contrôleurs de courant. Ces fonctions s'expriment comme suit [Zai21], [Mar10] :

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

avec :

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

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

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

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

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

A. 2. Découplage entrée-sortie

Cette section vise à limiter dans la mesure du possible l'influence d'un seul intrant à un seul résultat. Par conséquent, le processus peut être modélisé comme un ensemble de systèmes parallèles à variable unique. En conséquence, les équations de tension statique peuvent être réécrites en définissant deux nouvelles variables de contrôle, notées V_{sd1} et V_{sq1} , comme présenté dans [Zai21], [Mar10] :

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

Avec :

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

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

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

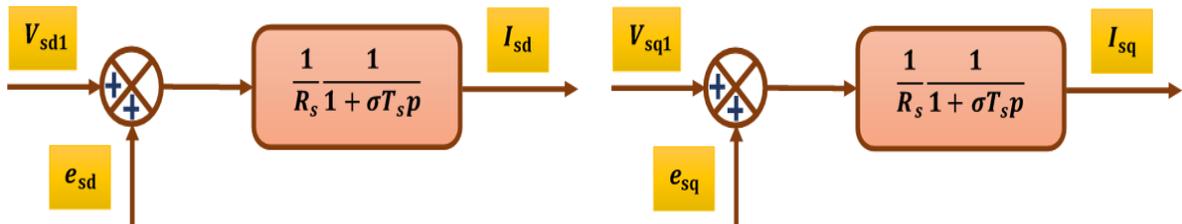


Figure A -4 Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

Les termes e_{sd} et e_{sq} représentent les termes de couplage entre les axes d et q . Pour découpler les deux axes, une approche consiste à ajouter des termes de compensation à la sortie des contrôleurs de courant qui sont identiques aux termes de couplage mais de signes opposés, comme illustré dans la Figure A-5 [Zai21], [Mar10].

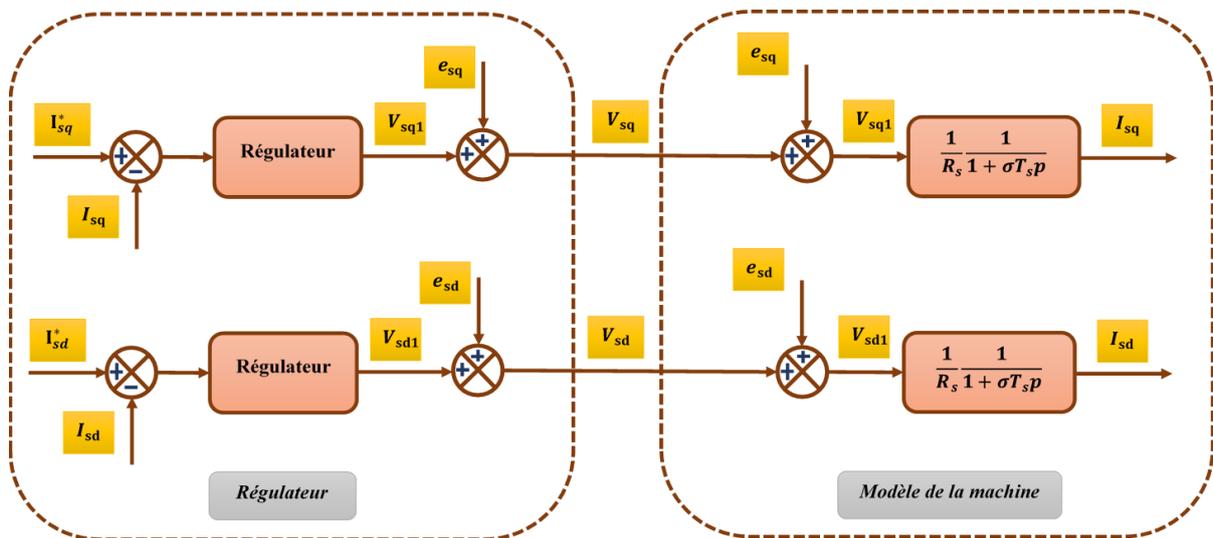


Figure A -5 Découplage par addition des termes de compensation.

Grâce au découplage des actions sur les deux axes, nous obtenons des schémas blocs simples et identiques pour les axes d et q .

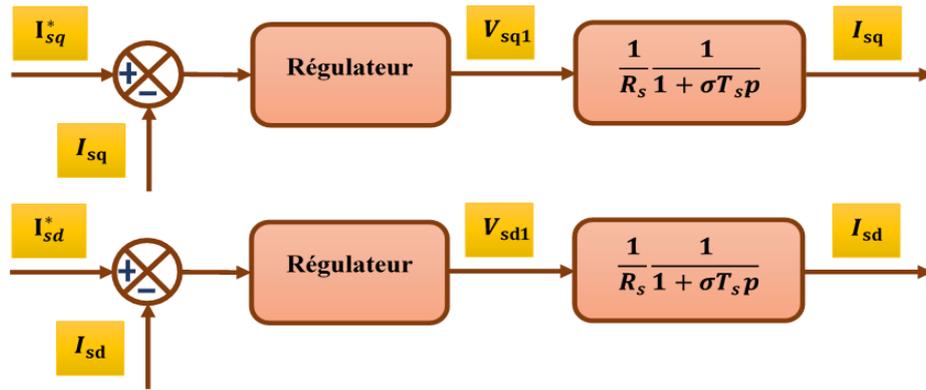


Figure A -6 Boucles des courants I_{sd} et I_{sq} après découplage.

Référence bibliographies

- [Zai21] 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.
- [Mar10] 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.

Annexe B : Paramètres du système

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

Table B-1 Paramètre de la machine

<i>Désignation</i>	<i>Valeur</i>
<i>Puissance nominale</i>	<i>5.5 kW</i>
<i>Vitesse nominale</i>	<i>980 tr/min</i>
<i>Fréquence nominale</i>	<i>50 Hz</i>
<i>Résistance statorique</i>	<i>2,03 Ω</i>
<i>Résistance rotorique</i>	<i>3 Ω</i>
<i>Inductance statorique</i>	<i>0.207 H</i>
<i>Inductance rotorique</i>	<i>0.207 H</i>
<i>Inductance mutuelle stator-rotor</i>	<i>0.2 H</i>
<i>Moment d'inertie</i>	<i>0.06 Kg.m³</i>
<i>Coefficient de frottement visqueux</i>	<i>0.006 N.m.s/rd</i>
<i>Nombre de paires de pôles</i>	<i>3</i>
<i>Flux rotorique</i>	<i>0.8 Webber</i>
<i>Tension du bus contenu</i>	<i>600 V</i>

ملخص:

يندرج العمل المقدم من خلال هذه المذكرة في إطار الدراسات حول أنظمة الدفع الكهربائي عالية القدرة. الهدف المنشود هو إنجاز نظام كهربائي يعتمد على التحكم في محرك باستخدام آلة غير متزامنة تتم تغذيتها بواسطة محول للتيار (مستمر/متناوب بمستويات مختلفة من العاكسات). الهدف هو تحسين أداء هذا الجهاز عن طريق تقليل التوافقيات والحصول على إشارة جيبية ذات جودة أفضل ويحقق العاكس ذو المستويات الخمسة هذا الهدف. نقدم من خلال هذا العمل تحكماً ودراسة معمقة للآلة غير المتزامنة مع تغيير مستوى العاكس مع استخدام تقنية **PWM** للتحكم في العاكس التي تقدم كفاءة عالية من خلال تقليل التشوهات والتوافقيات. إن نتائج المحاكاة التي تم إجراؤها لتقييم أداء نظام القيادة بناءً على الآلة غير المتزامنة والتحكم في **PWM** توضح النتائج أن نهج التحكم هذا مع تغيير مستوى العاكسات يحقق الأداء الأمثل من حيث كفاءة الطاقة واستقرار النظام كما تُوضحه دراسة **THD**.
كلمات مفتاحية: أنظمة الدفع الكهربائي، آلة غير متزامنة ذات نجم، بمستويات مختلفة من العاكسات.

Abstract:

The work presented in this thesis is part of the studies carried out on the control of high-power electric drives. In the field of high-power electric propulsion systems, this study explores the design of an electric system based on the motor control of asynchronous machine supplied by a multi-level **DC/AC** converter. The main objective is to improve the performance of the system by reducing harmonics and generating a better quality sinusoidal waveform. The use of a five-level inverter makes it possible to achieve this objective. In addition, this study proposes an in-depth analysis of the control and behavior of the asynchronous machine according to the inverter level, using the pulse width modulation (**PWM**) technique to control the inverter, which results in high efficiency and a reduction in distortions and harmonics. Simulations have been carried out to evaluate the performance of the control system based on the asynchronous machine and **PWM** control. The results demonstrate that this control approach with inverter level variation offers optimal performance in terms of energy efficiency and system stability, as confirmed by a **THD** study.

Keywords: Electric drive system, asynchronous machine, modulation technique, multilevel inverter.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des études menées sur la commande des entraînements électriques de fortes puissances. Dans le domaine des systèmes de propulsion électrique haute puissance, cette étude explore la conception d'un système électrique basé sur le contrôle moteur d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur **DC/AC** à onduleurs multi-niveau. L'objectif principal est d'améliorer les performances du système en réduisant les harmoniques et en générant une onde sinusoïdale de meilleure qualité. L'utilisation d'un onduleur à cinq niveaux permet d'atteindre cet objectif. En outre, cette étude propose une analyse approfondie du contrôle et du comportement de la machine asynchrone en fonction du niveau de l'onduleur, en s'appuyant sur la technique de modulation de largeur d'impulsion (**PWM**) pour le pilotage de l'onduleur, ce qui se traduit par un rendement élevé et une réduction des distorsions et des harmoniques. Des simulations ont été réalisées pour évaluer les performances du système de commande basé sur la machine asynchrone et le contrôle **PWM**. Les résultats démontrent que cette approche de contrôle avec variation du niveau d'onduleur offre des performances optimales en termes d'efficacité énergétique et de stabilité du système, comme le confirme une étude **THD**.

Mots clés : Système d'entraînement électrique, machine asynchrone, technique de modulation, onduleur multi-niveau.