

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 Electromécanique

قسم الالكتروميكانيك

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Département : Electromécanique

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Présentée par :

➤ *DJELAL Mohammed Anis*

➤ *ROUIBAH Aymen*

Intitulé :

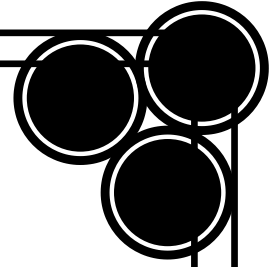
*Etude et commande d'une machine asynchrone alimentée par deux onduleurs
connectés en parallèle*

Soutenu le : **10 /06/2025**

Devant le jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>Mr. REFFAS Abderrahim</i>	<i>MCA</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mr. ZAIDI Elyazid</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadrant</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>Mr. MABREK Abdelhakim</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2024/2025



Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de master de Département d'Electromécanique 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'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj. Cela nous tenons à le remercier chaleureusement

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 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 ﷻ les garde*

- * Mes chers frères et sœurs*
- * A mon Rapporteur Dr. Zaidi Elyazid*
- * A mes amis.*

Mohammed Anis

Dédicace

Je dédie ce modeste travail 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*

- * A mes chers frères et sœur*
- * A mon Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid***
- * A mes amis.*

ROUIBAH Aymen

Table des matières

Table des matières	ii
Liste des figures.....	4
Liste des nomenclatures	6
INTRODUCTION GENERALE.....	8
Chapitre 1 : Etude générale sur les convertisseurs de forte puissance	10
1.1. Introduction.....	10
1.2. Architecture des convertisseurs de forte puissance.....	10
1.2.1. Les convertisseurs multiniveaux.....	11
1.2.2. Mise en parallèle des convertisseurs.....	11
1.2.3. Structure des convertisseurs parallèles.....	15
1.2.4. Interactions dans les convertisseurs parallèles triphasés à MLI.....	19
1.4. Choix de la structure de segmentation de la puissance.....	20
1.5. Conclusion.....	21
Chapitre 2 : Modélisation des convertisseurs associés en parallèle en vue de la commande	24
2.1. Introduction.....	24
2.2. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	24
2.2.1. Détermination des tensions de sortie.....	25
2.2.2. Modèle moyen par cellule de commutation	26
2.2.3. Modèle moyen de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	28
2.3. Topologie et structure de deux onduleurs identiques connectés en parallèle.....	28
2.3.1. Modèle moyen de deux onduleurs connectés en parallèle.....	30

2.4. Contrôle du courant de circulation dans les onduleurs parallèles.....	34
2.4.1. Principe de contrôle du courant de circulation	34
2.4.2. Contrôle par MLI Sinus Triangle.....	34
2.5. Conclusion	37
Chapitre 3 : Modélisation et commande du système onduleurs -machine asynchrone..	39
3.1.Introduction.....	39
3.2. Modèle de la MAS alimentée par deux onduleurs mis en parallèle.....	39
3.2.1. Modèle de Park de la MAS.....	40
3.3. Application de la commande à la MAS alimentée par deux onduleurs parallèles.....	41
3.4. Résultats de simulation et interprétation.....	43
3.5. Conclusion	51
CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVE.....	54
Annexe A : SynThése des régulateurs de la commande vectorielle.....	56
Annexe B : Paramètres du système	61
Références bibliographiques	62

Liste des figures

Figure 1.1. Schéma d'un convertisseur à 3 niveaux à structure NPC.....	11
Figure 1.2. Architecture d'un système d'alimentation à N convertisseurs parallèles.....	12
Figure 1.3. Méthode Transformateurs en parallèle.....	16
Figure 1.4. Transformateurs en série.....	17
Figure 1.5. Méthode inductances couplées.....	18
Figure 1.6. Méthode inductances séries.....	18
Figure 1.7. Schéma général utilisant deux onduleurs mis en parallèle alimentant la machine asynchrone.....	21
Figure 2.1. Topologie de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux associé à une charge RLE. ..	25
Figure 2.2. Cellule de commutation d'un onduleur de tension (DC-AC).	27
Figure 2.3. Modèle moyen de la cellule de commutation d'un onduleur de tension.....	27
Figure 2.4. Modèle moyen de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	28
Figure 2.5. Topologie de deux onduleurs de tension triphasés connectés en parallèle et alimentant une charge RLE.....	29
Figure 2.6. Représentation des trajets empruntés par les courants de circulation entre deux onduleurs connectés en parallèle.....	30
Figure 2.7. Schéma du modèle moyen de deux onduleurs de tension mis en parallèle.....	31
Figure 2.8. Schéma équivalent du circuit du courant de circulation.....	33
Figure 2.9. Principe de la technique de MLI-ST.....	35
Figure 2.10. Régulation du courant de circulation par injection de la tension en mode commun avec l'application de la technique de MLI-ST.....	35
Figure 2.11. Principe d'une commande par Hystérésis.....	36
Figure 2.12. Régulation du courant de circulation par injection de courant en mode commun avec un comparateur à Hystérésis.....	36
Figure 3.1. Schéma de principe de la MAS alimentée par deux onduleurs de tension parallèles.....	39
Figure 3.2. Schéma de la commande vectorielle adaptée et appliquée à la commande de la MAS alimentée par deux onduleurs mis en parallèle.....	42
Figure 3.3. Schéma de simulation du système étudié sous SIMULINK/MATLAB.....	43

Figure 3.4. Résultats de simulation de la vitesse et du couple avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.	44
Figure 3.5. Résultats de simulation des courants : I_{sd1} , I_{sq1} et I_{sd2} , I_{sq2} avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.....	44
Figure 3.6. Résultats de simulation des courants : I_{sd1} , I_{sq1} et I_{sd2} , I_{sq2} avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.	44
Figure 3.7. Allures des tensions de phases de la machine avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.	44
Figure 3.8. Courbes des tensions des références des deux onduleurs avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation	45
Figure 3.9. Allures des courants statoriques de la machine avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.	45
Figure 3.10. Résultats de simulation des courants des phases des deux onduleurs avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.	46
Figure 3.11. Allures du courant de circulation et le courant de phase de chaque onduleur avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.	46
Figure 3.12. Réponses de la vitesse et du couple de la MAS avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.	48
Figure 3.13. Résultats de simulation des courants : I_{sd1} , I_{sq1} et I_{sd2} , I_{sq2} avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.	48
Figure 3.14. Courbes des tensions aux bornes de la MAS avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.	48
Figure 3.15. Courbes des tensions des références avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.	49
Figure 3.16. Courbe des courants statoriques de la MAS avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.	49
Figure 3.17. Courbes des courants de sortie des deux onduleurs avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.	50

Liste des nomenclatures

Symbole	Unité	Signification
i_p	A	Courant continu sens positif
i_n	A	Courant continu sens négatif
i_{abc}	A	Courant de phase de l'onduleur
s_{ap}	/	Signaux de commande des interrupteurs supérieurs de l'onduleur
V_{dc}	V	Tension du bus continu
V_i	V	Vecteur de tension à la sortie de l'onduleur
V_n	V	Tension au neutre de la charge
$V_{an} V_{bn} V_{cn}$	V	Tensions aux bornes de la charge
f_c	Hz	Fréquence de la porteuse
I_z	A	Composante homopolaire du courant
T_{dqz}		Matrice de transformation de Park
X_{dqz}		Grandeurs dans le repère de Park
K_p, K_i		Coefficients du régulateur PI
K		le rapport cyclique
Ω, ω	tr/mn, rad/s	Vitesse de rotation mécanique
p		Nombre de paires de pôles
ω_s	rad/s	Pulsation des grandeurs statoriques
ω_r	rad/s	Pulsation des grandeurs rotorique
Γ_e	N.m	Couple électromagnétique
Γ_r	N.m	Couple résistant
J	Kg.m ²	Moment d'inertie

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, les progrès technologiques ont permis d'envisager des applications de conversion de l'énergie électrique, en moyenne et forte puissance, de manière efficace. Cependant, avec les structures classiques des convertisseurs statiques alimentant des charges de forte puissance, la puissance transmise entre la source et le récepteur ne peut être traitée convenablement. D'où l'intérêt d'utilisation de chaînes de conversion d'énergie à structure segmentée et notamment la possibilité d'utiliser des convertisseurs modulaires sur une large gamme de puissance et de fonctionner en mode dégradé avec une puissance réduite.

Néanmoins, la mise en parallèle des convertisseurs statiques donne naissance à des phénomènes, qui devraient être prises en considération pendant la phase du choix de l'architecture et ensuite lors de la phase d'établissement de la commande. Parmi ces phénomènes, nous pouvons citer les courants parasites qui circulent entre les convertisseurs, et plus particulièrement entre les onduleurs de tension mis en parallèle.

Le premier chapitre est dédié à la présentation d'un bref historique sur l'évolution de l'électronique de puissance, complété par une étude générale sur les structures des convertisseurs de forte puissance. Une attention sera portée sur les différentes structures parallèles tout en citant les avantages de cette configuration.

Le deuxième chapitre traite la modélisation de la topologie parallèle des convertisseurs DC/AC, dans le but de synthétiser des régulateurs pour le contrôle des courants de circulation. On termine ce chapitre par démontrer aussi l'avantage majeur de l'entrelacement en agissant sur les porteuses.

Le troisième chapitre sera consacré à la simulation de la commande du système d'entraînement, basé sur la machine asynchrone alimentée par deux onduleurs de tension parallèles, incluant la régulation des courants de circulation. Après une description du principe de la commande de la machine, nous proposerons un modèle de commande assurant la régulation de la vitesse de la machine, et intégrant la technique de régulation des courants de circulation.

CHAPITRE 1 :
Etude générale sur les convertisseurs de
forte puissance

Chapitre 1 : Etude générale sur les convertisseurs de forte puissance

1.1. Introduction

La poussée des applications de l'électronique de puissance dans les secteurs industriels, commercial, militaire, et de l'aérospatiale a entraîné de nombreuses inventions de dispositifs, de composants, de circuits, et de processeurs. Alors que la cadence de ces inventions continue à enrichir la technologie de l'électronique de puissance, la demande de : compacité, un faible coût, une haute performance, une haute fiabilité et de puissance efficace de l'électronique, ne cesse pas d'augmenter au fil des ans [1], [2].

L'électronique de puissance est encore une technologie émergente et ses applications tendent à se multiplier. Ces fonctions sont principalement liées aux opérations de contrôle et de conversion de l'énergie électrique. Ainsi, les semi-conducteurs de puissance sont particulièrement destinés à des fonctions d'interrupteurs dans la mise en œuvre des convertisseurs d'énergie (redresseur, hacheur, onduleur ...etc.). Cependant, les différents convertisseurs mis en œuvre ne satisfont pas la puissance requise vu la demande croissante de celle-ci [3], [4], à cause de la limitation en puissance des différents interrupteurs qui sont les éléments constituant des convertisseurs.

Afin d'assurer la conversion des niveaux de puissance élevés, le recours aux techniques de segmentation de la puissance a permis de contourner les problèmes de limitations des composants de puissance [5], [6]. La mise en parallèle des convertisseurs statiques permet la segmentation de la puissance et offre la possibilité de fonctionnement en régime dégradé.

1.2. Architecture des convertisseurs de forte puissance

Face à l'augmentation des besoins en puissance et en qualité de l'énergie électrique, les recherches récentes se sont concentrées sur l'amélioration des capacités des convertisseurs électriques et de leurs performances en sortie. En raison des fréquences de commutation élevées et des pertes liées aux composants de puissance, un convertisseur classique seul ne peut répondre qu'à des besoins de faibles à moyennes puissances. Ces dernières années, pour les applications nécessitant de fortes puissances, les convertisseurs multiniveaux, les topologies mixtes ou la mise en parallèle de plusieurs convertisseurs sont devenus des solutions essentielles pour augmenter la puissance des convertisseurs.

1.2.1. Les convertisseurs multiniveaux

Les convertisseurs multiniveaux permettent de délivrer une tension plus élevée et de meilleure qualité que les convertisseurs conventionnels. Leur champ d'application est le domaine des moyennes et hautes tensions à des fréquences élevées. Parmi les convertisseurs à cellules en série, les onduleurs multiniveaux symétriques sont composés de cellules identiques dont la topologie est généralement le pont en H. Au contraire, les convertisseurs multiniveaux asymétriques combinent des cellules haute tension composées d'interrupteurs présentant peu de pertes par conduction avec des cellules basse tension composées d'interrupteurs présentant peu de pertes par commutation. La Figure 1.1 illustre un schéma d'un onduleur à 3 niveaux NPC.

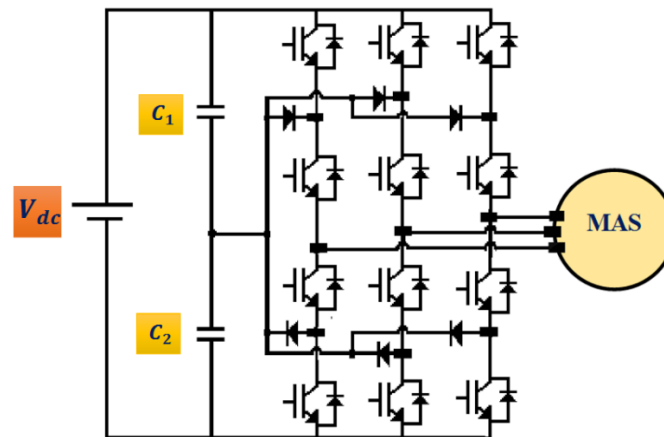


Figure 1.1. Schéma d'un convertisseur à 3 niveaux à structure NPC.

L'attrait des convertisseurs multiniveaux est toutefois limité par quelques inconvénients. La commande est beaucoup plus complexe et les techniques sont encore peu répandues dans l'industrie. Sauf lorsqu'on prévoit des modules redondants, l'accroissement de la complexité du système entraîne une diminution de sa fiabilité. Même à nombre de composants égal, ces convertisseurs sont plus coûteux. En effet, en utilisant des interrupteurs, la commande ne diffère pas de celle d'un convertisseur simple, en revanche en utilisant une structure plus complexe, le nombre de signaux différents à gérer augmente.

1.2.2. Mise en parallèle des convertisseurs

La mise en parallèle des convertisseurs statiques est devenue de plus en plus populaire, toutefois la plupart des applications parallèles sont encore à base des convertisseurs DC/DC seulement. La mise en parallèle des convertisseurs DC/AC est plus compliquée en raison des échanges de puissance entre les convertisseurs qui constitue une charge supplémentaire. Récemment, certains contrôleurs actifs ont été proposés afin de minimiser ces interactions et

rendre le fonctionnement en parallèle une solution prometteuse dans la conversion de puissance. Cependant, les contrôleurs actifs existants deviennent trop compliqués lorsque plusieurs convertisseurs sont mis en parallèle.

Des recherches antérieures sur la mise en parallèle des convertisseurs statiques se sont principalement concentrées sur les onduleurs dans les applications de contrôle des moteurs électriques, ainsi que d'amélioration du facteur de puissance [7]. Aussi, avec le développement des IGBTs et les dispositifs de contrôle, les convertisseurs sont directement connectés en parallèle, en particulier où une intégration à haute densité d'énergie est requise, comme les sources d'énergie, les systèmes de traction, les alimentations de secours, les circuits de correction du facteur de puissance, les filtres actifs de puissance et les systèmes de génération photovoltaïque [8].

Dans les applications de fortes puissances, les convertisseurs sont souvent connectés en parallèle pour former un système de distribution de puissance plus robuste et de courants plus élevés. Comparée à un convertisseur unique de forte puissance, la mise en parallèle permet, par une distribution homogène de la puissance, de réduire le courant supporté par les semi-conducteurs et ainsi améliorer la fiabilité, la robustesse et la durée de vie du convertisseur statique [8]. La mise en parallèle des convertisseurs statiques conduit à des structures modulaires permettant l'amélioration de l'architecture et une haute tolérance aux défauts [9]. La Figure 1.2 montre un système de convertisseurs, qui est constitué de N modules connectés en parallèle. Chaque module onduleur fournit I/N du courant de la charge.

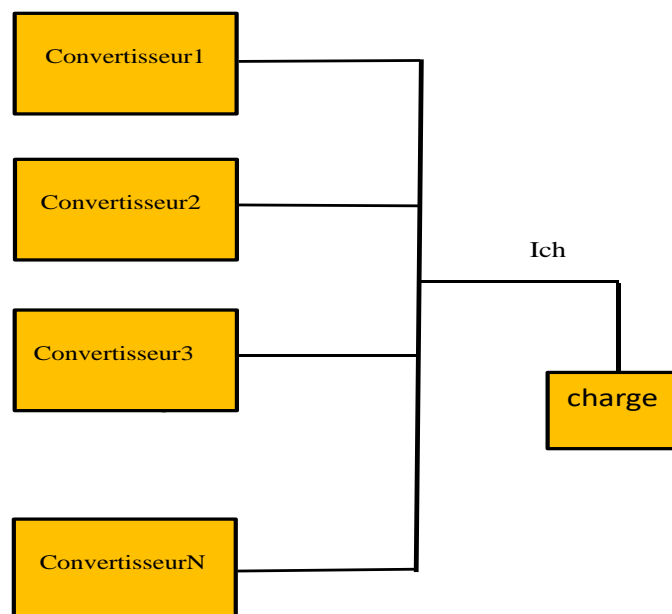


Figure 1-2: Architecture d'un système d'alimentation à N convertisseurs parallèles.

Avec un contrôle approprié, une machine électrique de puissance peut être alimentée par N convertisseurs connectés en parallèle, chacun fournissant $1/N$ de la puissance totale requise.

Il est préférable de mettre en parallèle des convertisseurs statiques que des composants semi-conducteurs, ce qui permet d'utiliser des modules de convertisseur standards et à calibre réduit [7], [10].

- *Avantage des convertisseurs mis en parallèles*

Cette solution permet d'atteindre des niveaux de puissance importants avec une haute fiabilité. L'utilisation de convertisseurs parallèles offre de nombreux avantages tels que:

✓ **La fiabilité** : Les convertisseurs en parallèle peuvent fournir une redondance du système [11], [12]. Ainsi, la fiabilité du système peut être considérablement améliorée en utilisant une structure parallèle au lieu d'une solution unique de convertisseur. Une haute fiabilité est essentielle pour de nombreuses applications, telles que les systèmes d'alimentation autonomes à bord, des avions et dans l'aérospatiale, et des serveurs, etc.

✓ **Haute puissance** : La mise en parallèle des convertisseurs statiques permet d'atteindre un niveau de puissance de sortie pratiquement illimitée. Cela dépendra du nombre de convertisseurs parallèles choisis, en fonction des exigences de puissance rencontrées [10]. Même si un seul convertisseur peut traiter de plus en plus de puissance avec le développement de dispositifs semi-conducteurs, il est encore loin d'être suffisant pour répondre aux exigences de puissance pour toutes les applications, il est possible d'atteindre une puissance plus élevée, par la mise en parallèle de plusieurs convertisseurs. Théoriquement, une puissance illimitée peut être réalisée avec l'association des convertisseurs en parallèle. La structure parallèle est un meilleur choix, car il est plus facile de parvenir à un équilibre de puissance et de partage de courant, ainsi que la possibilité d'appliquer la technologie d'entrelacement.

✓ **Puissance distribuée** : Une architecture parallèle doit être utilisée dans les réseaux de distribution à basse tension et à courant élevés. Avec la mise en parallèle, les systèmes d'alimentation distribués peuvent être facilement construits et agrandis [8].

✓ **Haute performance** : Les systèmes parallèles réduisent considérablement les harmoniques en utilisant les techniques d'entrelacement. De plus, l'utilisation des composants passifs à calibre réduit améliore les performances du système de point de vue dynamique et contrôle [13].

✓ **Grande flexibilité** : Lors de l'association de convertisseurs en parallèle chaque convertisseur est considéré comme étant un module ce qui est très intéressant pour les buildings et les bâtiments de construction d'où l'aspect modulaire de cette configuration. Cet aspect modulaire peut apporter beaucoup de souplesse pour la conception et le fonctionnement du système. D'une part, la puissance nominale de l'ensemble du système peut être ajustée ou étendue facilement avec une mise en échelle progressive à la demande de la puissance. De l'autre côté, la puissance totale peut être distribuée aux différents convertisseurs pour obtenir une mise en œuvre simple de la gestion d'alimentation du convertisseur [13].

✓ **Gain économique** : Si la demande de puissance augmente et l'installation ne satisfait pas cette demande, il est nécessaire de changer le convertisseur pour atteindre la puissance requise qui est plus importante à celle qui a été installée initialement. À ce stade, l'ingénieur doit remplacer le convertisseur existant par un autre avec une plus grande capacité ou ajouter un autre en parallèle avec l'original. L'ajout de modules convertisseurs en parallèle est attractif, car il est économique (l'investissement d'équipement d'origine n'est pas perdu) et plus fiable [14].

✓ **Avenir pour les applications émergentes**: Avec une préoccupation croissante des questions environnementales, l'intérêt a grandi dans la production d'énergie respectueuse de l'environnement. Un candidat prometteur est un système de génération de pile à combustible. La pile à combustible nécessite un courant élevé (mais à basse tension) [8]. Donc les convertisseurs parallèles sont bien adaptés.

1.2.3. Structure des convertisseurs parallèles

L'utilisation de convertisseurs parallèles triphasés à MLI dans les entraînements électriques remonte à la fin des années 1980 [15], la sortie des modules de convertisseurs peut être connectée ensemble et, éventuellement relié à la charge de différentes manières. L'objectif principal est d'utiliser une méthode de connexion qui peut tolérer de légères variations de la tension de sortie des modules. Quatre méthodes différentes de connexion ont été citées en littérature [16], [13]. La méthode inductance série est souvent utilisée pour les onduleurs MLI où l'efficacité, la taille et le coût sont considérés comme importants. Les autres méthodes de connexion, inductances couplées, transformateur série, et de transformateurs en parallèle, sont utilisées dans les systèmes antérieurs à basse fréquence où la taille et le poids ne sont pas un facteur déterminant.

Dans les paragraphes qui suivent, nous discutons brièvement comment chaque méthode de connexion fonctionne et nous donnons les avantages et les inconvénients de chaque méthode.

1.2.3.1. Transformateurs en parallèle

Les modules de convertisseurs peuvent être reliés au moyen d'un transformateur en parallèle, comme est illustré sur la Figure 1.3. Le transformateur parallèle assure l'isolation et le couplage des modules mis en parallèle comme l'illustre la figure 1.4 chaque module onduleur doit avoir une boucle de commande de courant pour partager le courant de charge. Les convertisseurs doivent également être synchronisés.

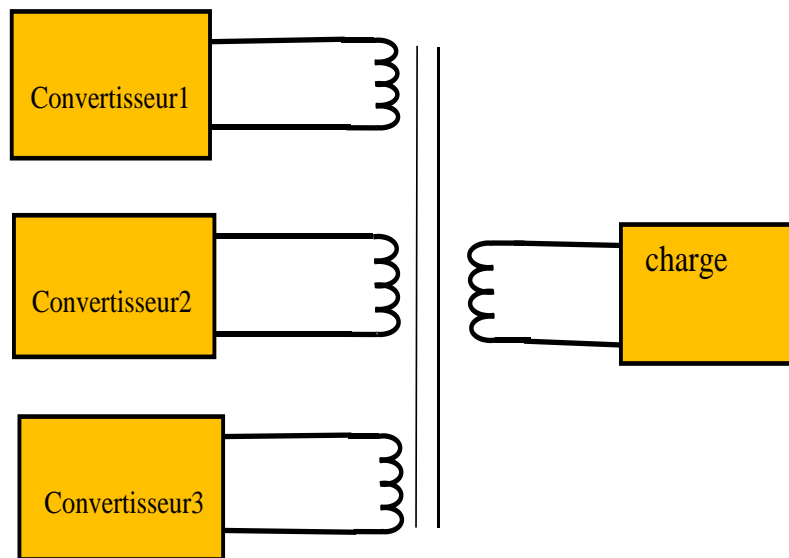


Figure 1.3. Méthode Transformateurs en parallèle.

Bien que cette configuration intègre un transformateur, le système reste modulaire et peut être partiellement étendu sur site (avec un coût initial). Pour une extension, il suffit d'ajouter des transformateurs si une augmentation de puissance est nécessaire. Cependant, le transformateur fonctionne à basse fréquence, ce qui le rend plus volumineux et plus coûteux. De plus, la gestion des boucles de contrôle du courant et de la tension pour chaque module rend la conception complexe et onéreuse. Par conséquent, les avantages de l'utilisation de la transformation parallèle sont limités.

1.2.3.2. Transformateur en série

Les modules de convertisseurs peuvent être reliés ensemble au moyen d'un transformateur série, comme il est illustré sur la Figure 1.4. Quand un module onduleur tombe en panne, la tension de sortie chute d'une quantité qui est inversement

proportionnelle au nombre de modules en parallèle. Si le nombre de modules branchés en parallèle est important, la chute de tension qui en résulte est faible et non significative.

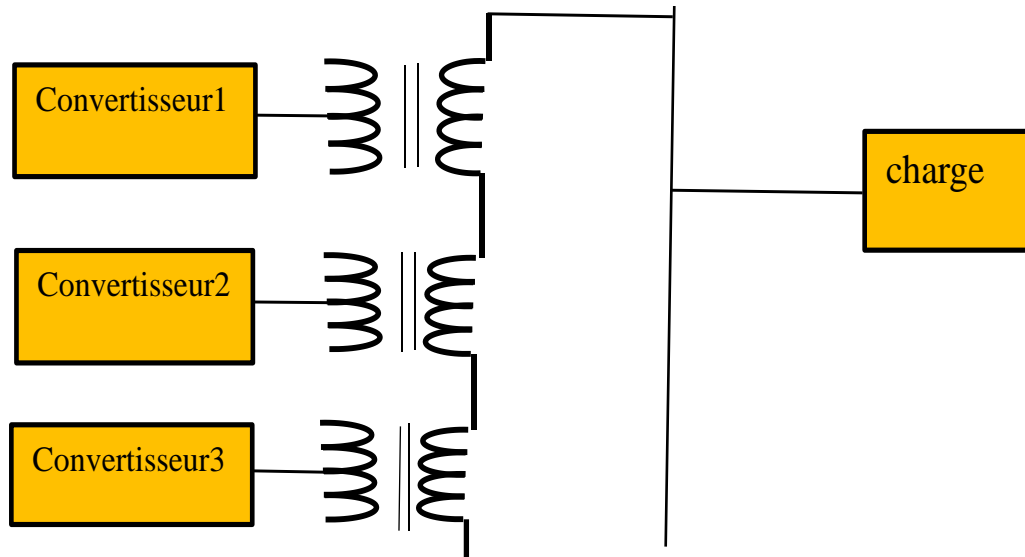


Figure 1.4. Transformateurs en série.

Les deux principaux atouts de cette configuration sont sa simplicité et sa tolérance aux pannes. Les modules doivent être synchronisés, mais aucune boucle de régulation complexe n'est nécessaire. La protection contre les défauts est assurée automatiquement, car un module défectueux entraîne une légère baisse de la tension de sortie plutôt qu'une défaillance totale du système. De plus, les modules défectueux peuvent être remplacés sans interrompre l'alimentation de la charge. Cependant, le transformateur série fonctionne à la fréquence du réseau, ce qui le rend volumineux et coûteux. Par ailleurs, le système est entièrement modulaire et ne peut pas être facilement étendu. Ces inconvénients rendent les transformateurs série peu adaptés aux systèmes haute fréquence modernes, où les concepteurs cherchent à maximiser l'efficacité tout en réduisant les coûts et la taille.

1.2.3.3. Inductances couplées

Des convertisseurs synchronisés peuvent être mis en parallèle en utilisant des inductances couplées [16], [17]. La Figure 1.5 montre deux modules connectés à une charge en utilisant le procédé de l'inductance couplée. L'inductance introduite améliore la répartition de la charge et réduit le courant de circulation. Lorsque les tensions de sortie des deux convertisseurs sont égales et en phase, le flux magnétique total dans la bobine couplée devient faible. Un petit flux magnétique provoque une petite chute de tension aux bornes de l'inductance couplée. Cependant, si la tension de sortie des convertisseurs est différente le flux magnétique augmente ainsi la valeur de l'inductance aussi et cela permet d'équilibrer les courants et de réduire les courants de circulation.

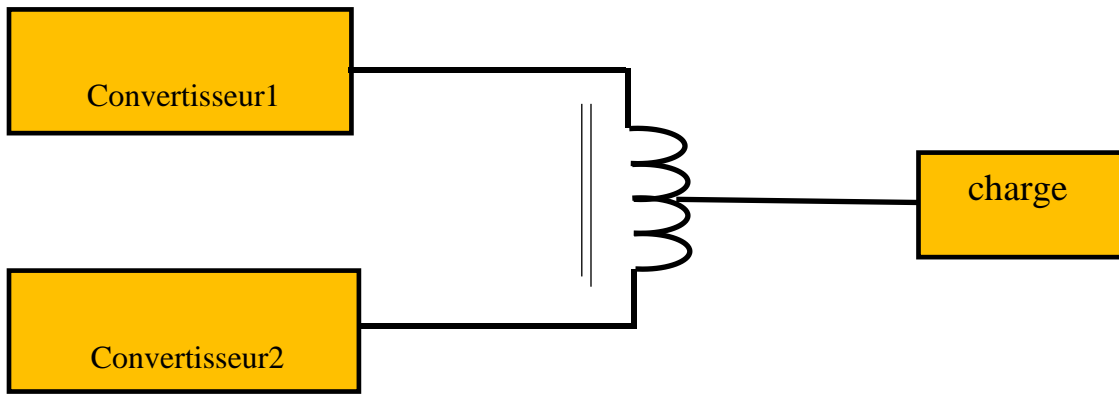


Figure 1.5. Méthode inductances couplées.

Cette configuration présente certaines limites. La conception d'une inductance couplée pour deux modules en parallèle est relativement simple, mais elle devient complexe pour trois modules ou plus. De plus, les modules doivent être couplés magnétiquement, ce qui réduit la modularité du système. En outre, si l'inductance couplée est utilisée pour éliminer les courants de circulation à basse fréquence, le système devient encombrant et coûteux.

1.2.3.4. Inductance série

La Figure 1.6 montre trois convertisseurs reliés en parallèle selon la méthode l'inductance série. Chaque convertisseur est relié au bus de sortie par une inductance série. L'inductance série introduit une impédance entre chaque onduleur et la charge, elle améliore la répartition de la charge [15-16]. La fréquence élevée des courants de circulation est également réduite de manière significative, car les inductances en série filtrent les hautes fréquences des courants de circulation qui sont provoqués par la différence des formes d'onde *MLI* du convertisseur.

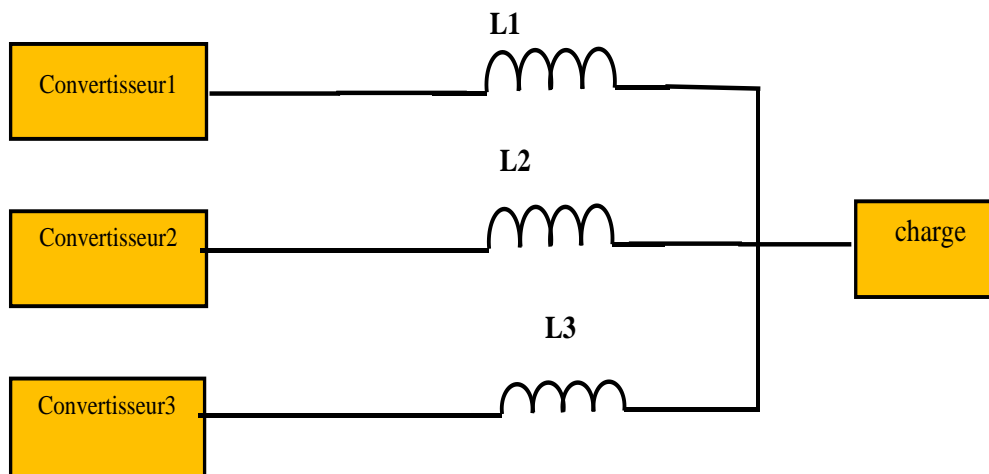


Figure 1.6. Méthode inductances séries.

L'inductance série permet de réduire à la fois les courants de circulation à basse et haute fréquence. Cette méthode de connexion en série simplifie la conception du circuit de protection en limitant la vitesse de variation du courant prélevé sur chaque module. Par exemple, sans inductance série, le courant d'un module en court-circuit augmenterait rapidement. En revanche, avec une inductance série, cette augmentation est plus lente. Ainsi, l'inductance série offre un délai plus long avant que le courant maximal du système ne soit atteint. En résumé, la méthode de l'inductance série est simple et économique à mettre en œuvre, améliore le partage du courant, réduit les courants de circulation grâce à des techniques de contrôle appropriées, et facilite la conception de la protection contre les défauts.

En comparant les différentes topologies de convertisseurs pour les applications à haute puissance, nous allons examiner la structure parallèle des convertisseurs avec la configuration à inductance série, en raison des nombreux avantages qu'elle présente.

1.3. Interactions dans les convertisseurs parallèles triphasés à MLI

La conception d'un système d'onduleurs en parallèle n'est pas une tâche simple. Il ne suffit pas de connecter deux ou plusieurs onduleurs MLI en parallèle pour garantir un fonctionnement correct. Les onduleurs sont très sensibles, et même une légère différence dans leurs paramètres de fonctionnement peut entraîner une défaillance du système. Une petite différence de tension entre les modules d'onduleurs peut provoquer un dépassement des limites de courant du module, endommageant ainsi les transistors de sortie. Par conséquent, un système d'onduleurs en parallèle doit être conçu pour répondre aux objectifs suivants : répartition équilibrée de la charge, synchronisation des modules, protection contre les défauts et maximisation de la redondance.

Tous les modules d'onduleurs connectés en parallèle doivent avoir la même tension de sortie, la même fréquence et la même phase. Si les tensions instantanées de deux modules en parallèle ne sont pas identiques, un courant circulera du module avec la tension la plus élevée vers celui avec la tension la plus basse. Étant donné la faible impédance de sortie des modules d'onduleurs, une petite différence de tension peut générer un courant de circulation important. Ces courants réduisent l'efficacité énergétique du système, provoquent une surcharge de sortie et peuvent entraîner des défaillances des modules. Les courants de circulation peuvent être classés en deux types : les courants à basse fréquence et les courants à haute fréquence.

1.3.1. Les courants circulant à basse fréquence

Un courant circulant à basse fréquence est généré lorsque les modules onduleurs mis en parallèle, si les amplitudes de la tension sont différentes. Il s'agit de circulation d'une composante homopolaire de courant entre les bras des convertisseurs [17], et par conséquent un mal fonctionnement du système.

Lorsque les deux les sorties alternatives et le bus continu sont communs, comme cela est le cas dans ce projet, un chemin est créé pour la circulation de courant entre les convertisseurs. Cela a été souvent évité en incluant des transformateurs d'isolement sur le côté courant alternatif [18], mais cette solution est coûteuse et encombrante comme l'a mentionné auparavant. Une modulation vectorielle spatiale discontinue a été introduite pour éliminer le courant de circulation. Cette approche fait varier la durée de chaque vecteur nul pour neutraliser n'importe quel courant de circulation, on peut citer l'inconvénient de cette approche souffre de problèmes de saturation lorsque le convertisseur fonctionne à ses limites et présente une réponse transitoire inconnue.

1.3.2. Les courants circulant à haute fréquence

Un courant de circulation à haute fréquence apparaît lorsque deux ou plusieurs onduleurs *MLI* sont connectés en parallèle. Dans ce cas, chaque onduleur produit une forme d'onde *MLI* légèrement différente, entraînant des tensions instantanées distinctes à la sortie de chaque module. Ces courants de circulation à haute fréquence sont liés à la fréquence de commutation des convertisseurs.

1.4. Choix de la structure de segmentation de la puissance

Dans ce contexte, le travail qui sera développé dans le cadre de cette mémoire s'intéresse au phénomène du courant de circulation entre les onduleurs de tension mis en parallèle et qui induit un déséquilibre dans le système et une discordance du courant partagé, ce qui limite la capacité totale du système et peut endommager les composants de puissance. Un exemple d'un système d'entraînement électrique montré sur la Figure 1.7, basé sur une machine asynchrone triphasée alimentée par deux onduleurs de tension triphasés mis en parallèle, a été choisi comme une architecture segmentée pour mener l'étude développée dans cette mémoire.

En effet, le choix de cette topologie est motivé par la nécessité de la segmentation de puissance dans les applications à fortes puissances, comme la propulsion navale et la traction

ferroviaire ainsi que pour les applications nécessitant une grande fiabilité. L'objectif principal de ce travail de mémoire est de développer des techniques de commande permettant un meilleur contrôle du système entraînement avec l'élimination du courant de circulation entre les onduleurs.

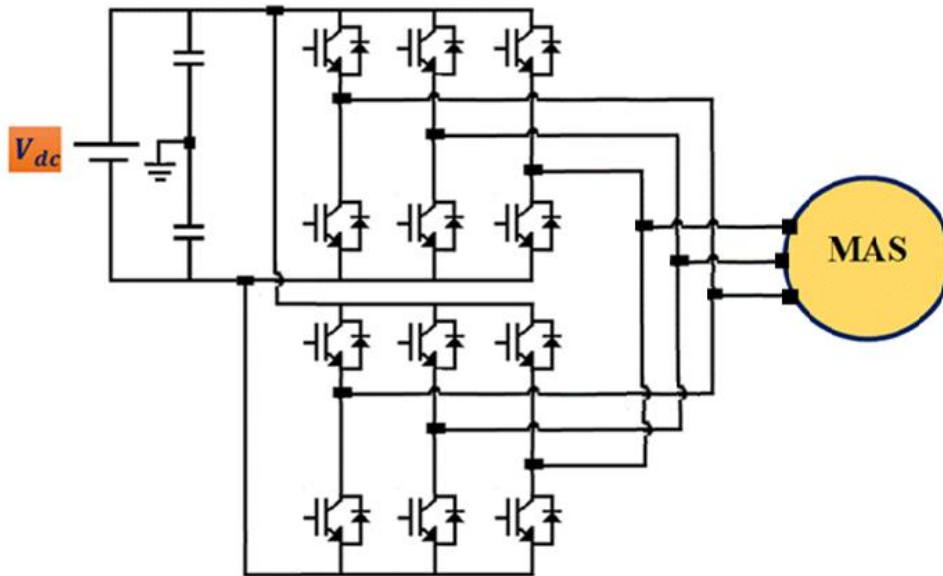


Figure 1.7. Schéma général utilisant deux onduleurs mis en parallèle alimentant la machine asynchrone.

1.5. Conclusion

Les onduleurs MLI sont couramment utilisés dans les systèmes d'alimentation, en particulier dans les systèmes de traction électrique. Tout au long de ce chapitre, nous avons montré que les défis actuels en matière de conception de systèmes nécessitent des convertisseurs capables de fournir une puissance élevée, avec une grande fiabilité et à un coût réduit. Les onduleurs hauts puissance doivent dissiper une quantité importante de chaleur et gérer des courants élevés, ce qui, en général, entraîne une fiabilité moindre et des coûts plus élevés. Une solution à ce problème consiste à concevoir des modules de convertisseurs de puissance inférieure et à les utiliser en parallèle pour atteindre une puissance et une fiabilité élevées.

Cependant, cette configuration nécessite une technique de contrôle spécifique pour résoudre les problèmes liés aux courants de circulation. Dans le chapitre suivant, nous examinerons la méthode de contrôle de ces courants de circulation.

CHAPITRE 2 :
Modélisation des convertisseurs
associés en parallèle en vue de la
commande

Chapitre 2 : Modélisation des convertisseurs associés en parallèle en vue de la commande

2.1. Introduction

La mise en parallèle des onduleurs présente l'inconvénient majeur du courant de circulation dû à la dissymétrie entre les onduleurs provoquée par les temps de réponse des composants, des temps morts différents, une tension instantanée différente à la sortie de chaque module d'onduleur et l'impédance intrinsèque de l'onduleur [14], [15]. Ce courant peut causer de nombreux problèmes tels que, la déformation de la tension et des courants de sortie, le risque d'endommager les interrupteurs, la circulation d'une puissance réactive causant des pertes de puissance qui mène à une diminution du rendement du système.

Dans cette partie de travail, nous allons traiter les causes du courant de circulation et quelques techniques de contrôle pour l'éliminer ou à la limite le diminuer. Cette section est consacrée à la modélisation du système d'alimentation basé sur deux onduleurs de tension triphasés connectés en parallèle et alimentant une charge (*RLE*), dont l'objectif principal est la caractérisation du courant de circulation entre les deux onduleurs avec la détermination de son équation caractéristique et la présentation du principe de son contrôle. Pour mener cette étude, nous allons commencer par la présentation du modèle moyen d'un onduleur de tension triphasé.

2.2. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

La Figure 2.1 présente le schéma structurel d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux alimentant une charge (*RLE*) représentée par les éléments : R_m , L_m , e_m . Les onduleurs de tension sont constitués de cellules de commutation généralement à transistors (*IGBT*, *MOSFET*) et d'une diode montée en antiparallèle qui joue un rôle essentiel dans la protection de l'élément actif contre toute surtension engendrée par les éléments parasites du circuit. De plus, chaque groupe de transistor-diode forme un interrupteur qui peut être commandé à l'ouverture et à la fermeture [17]. L'onduleur de tension est constitué de trois bras, chaque bras est formé de deux interrupteurs bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension, l'ensemble forme une cellule de commutation.

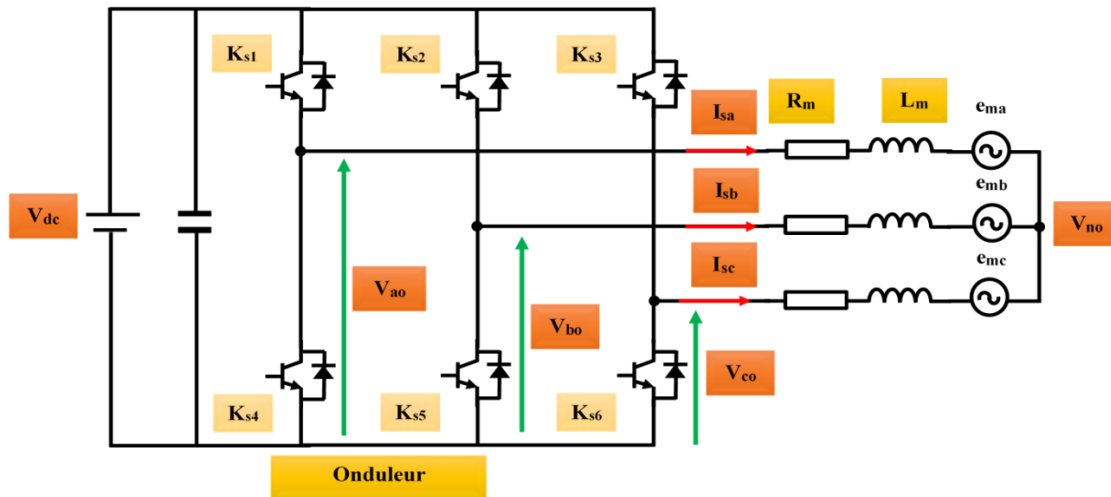


Figure 2.1. Topologie de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux associé à une charge RLE.

L'état des interrupteurs, supposés parfaits, peut être défini par une grandeur booléenne de commande notée : S_i ($i = a, b, c$) :

- $S_i = 1$ le cas où l'interrupteur de haut est fermé et celui d'en bas ouvert,
- $S_i = 0$ le cas où l'interrupteur de haut est ouvert et celui d'en bas fermé.

2.2.1. Détermination des tensions de sortie

L'onduleur est alimenté par une source de tension continue (DC) d'amplitude V_{dc} et référencée au point zéro o du bus DC (Figure 2.2). Soit n le point neutre de la charge du côté alternatif. Les tensions d'entrée et de sortie de l'onduleur peuvent s'exprimer par rapport aux points de référence (o et n) et en fonction des signaux de commande des interrupteurs par les expressions suivantes :

$$V_{io} = S_i V_{dc} \quad (2.1)$$

La tension simple est donnée par :

$$V_{in} = V_{io} - V_{no} \quad (2.2)$$

avec :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

et

$$V_{no} = \frac{1}{3} (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (2.3)$$

En substituant cette dernière relation dans $V_{in} = V_{io} - V_{no}$, on obtient les relations des tensions simples de sortie de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(2V_{bo} - V_{ao} - V_{co}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(2V_{co} - V_{ao} - V_{bo}) \end{cases} \quad (2.4)$$

Ou encore en fonction des signaux de commande (états des interrupteurs) :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bn} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_a - S_c) \\ V_{cn} = \frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (2.5)$$

Ces relations peuvent s'exprimer sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Aussi, en introduisant le rapport cyclique d_i ces tensions peuvent être réécrites comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.2.2. Modèle moyen par cellule de commutation

La Figure 2.2 présente une cellule de commutation dont les grandeurs modulées sont données en fonction des grandeurs commutées par les relations suivant :

$$V_{ao} = S_{ap} \cdot V_{dc} \quad (2.8)$$

$$I_p = S_{ap} \cdot I_a \quad (2.9)$$

avec :

- $S_p = 0, 1; \overline{S_n} = S_p$.

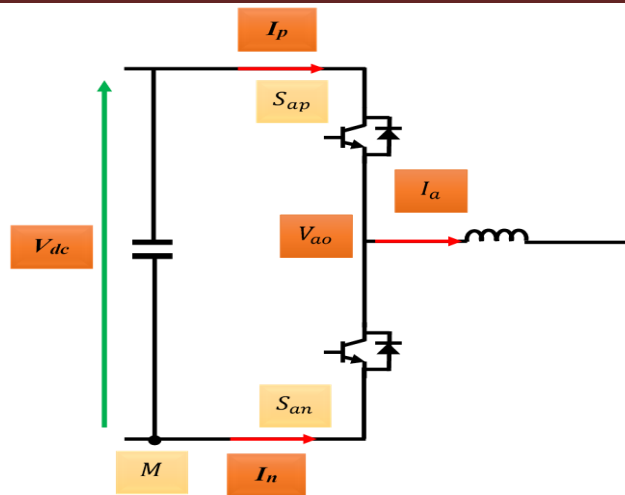


Figure 2.2. Cellule de commutation d'un onduleur de tension (DC-AC).

Pour une commande à *MLI* avec une période de commutation T , les valeurs moyennes par période T de la tension V_{ao} et du courant I_p sont données par :

$$V_{ao} = d_a \cdot V_{dc} \quad (2.10)$$

$$I_p = d_a \cdot I_a \quad (2.11)$$

$$I_n = I_a - I_p \quad (2.12)$$

avec :

$$d_a = \frac{t(d_a = 1)}{T}$$

En se basant sur les équations (2.8) et (2.9), le modèle moyen de la cellule de commutation de l'onduleur de tension est représenté sur la Figure 2.3.

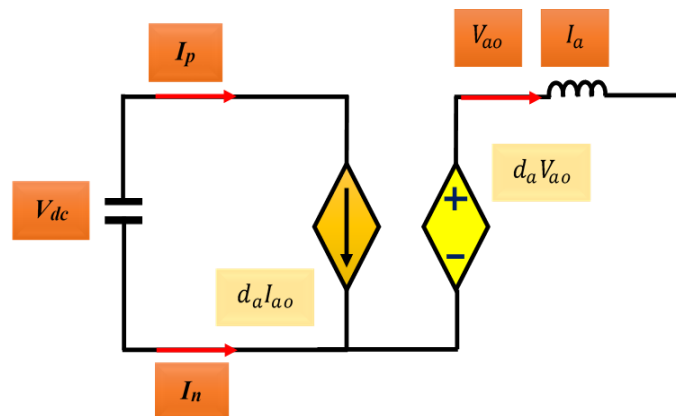


Figure 2.3. Modèle moyen de la cellule de commutation d'un onduleur de tension.

2.2.3. Modèle moyen de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Comme l'onduleur de tension triphasé comprend trois cellules de commutation, son modèle moyen peut être, donc obtenu en reliant les modèles moyens des trois cellules connectées à la charge, comme il est présenté par la Figure 2.4.

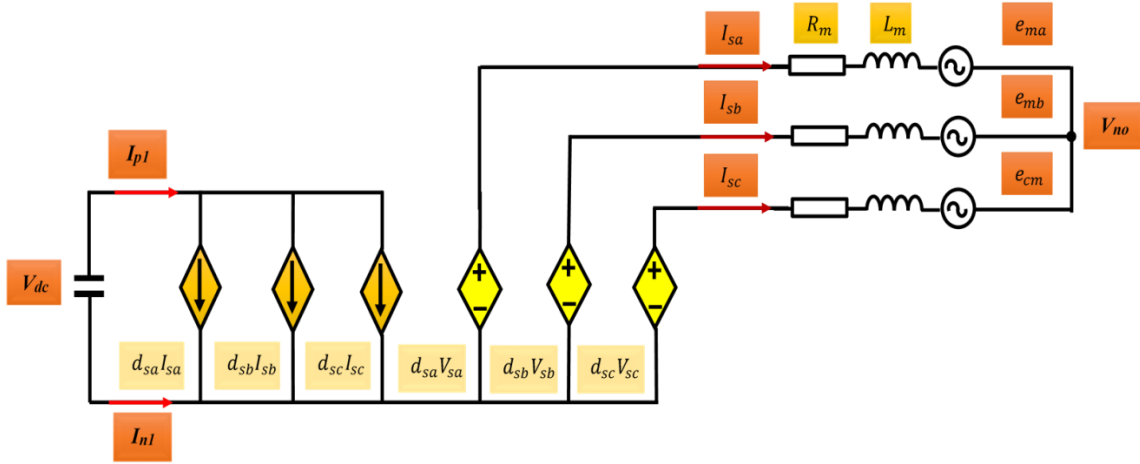


Figure 2.4. Modèle moyen de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Les équations (2.9) et (2.10) peuvent s'écrire comme suit :

$$I_p = d_{sa} \cdot I_{sa} + d_{sb} \cdot I_{sb} + d_{sc} \cdot I_{sc} \quad (2.13)$$

$$I_n = I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = -I_p \quad (2.14)$$

Dans le cas d'un seul onduleur, nous avons :

$$I_n = -I_p \quad (2.15)$$

Les équations du système de la Figure 2.4 sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \dot{i}_{sa} = \frac{1}{L_m} d_{sa} V_{dc} - R_m I_{sa} - \frac{1}{L_m} e_{ma} - \frac{1}{L_m} V_{no} \\ \dot{i}_{sb} = \frac{1}{L_m} d_{sb} V_{dc} - R_m I_{sb} - \frac{1}{L_m} e_{mb} - \frac{1}{L_m} V_{no} \\ \dot{i}_{sc} = \frac{1}{L_m} d_{sc} V_{dc} - R_m I_{sc} - \frac{1}{L_m} e_{mc} - \frac{1}{L_m} V_{no} \end{cases} \quad (2.16)$$

2.3. Topologie et structure de deux onduleurs identiques connectés en parallèle

L'architecture de deux onduleurs de tension triphasés à deux niveaux connectés en parallèle est schématisée par la Figure 2.5. Les onduleurs sont connectés à un bus continu commun et alimentent une charge (*RLE*) à travers des inductances de couplage (L_1, L_2) avec leurs résistances internes (r_1, r_2).

Les courants qui traversent les branches positive et négative du bus continu ont un seul chemin et par conséquent sont égaux. Par contre, la mise en parallèle des onduleurs donne lieu à la création d'autres chemins de dérivation pour le courant comme il est montré sur la Figure par la Figure 2.6 [16], [18], [19]. Ainsi, une composante homopolaire du courant notée I_z est définie pour représenter la composante globale du courant de circulation entre les trois phases des deux onduleurs mis en parallèle. Cette composante du courant de circulation est définie comme suit :

$$I_z = I_a + I_b + I_c = I_p + I_n \quad (2.17)$$

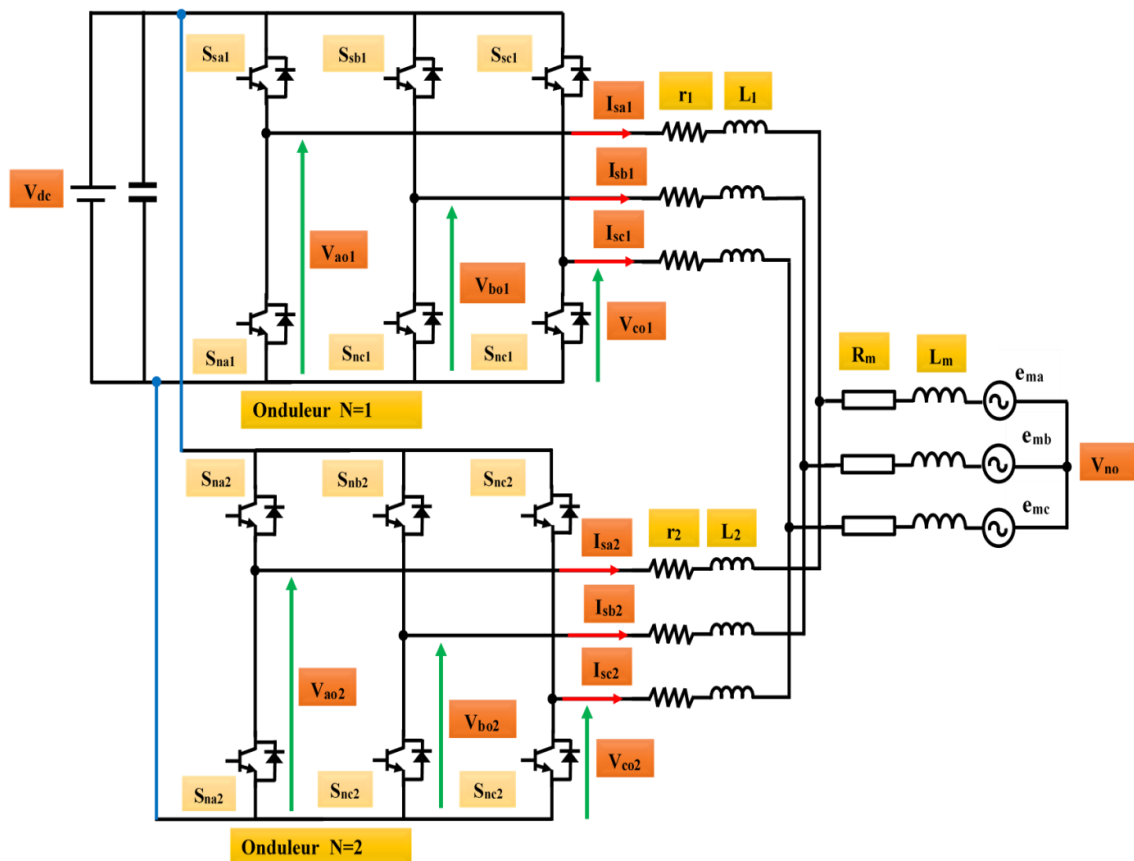


Figure 2.5. Topologie de deux onduleurs de tension triphasés connectés en parallèle et alimentant une charge RLE.

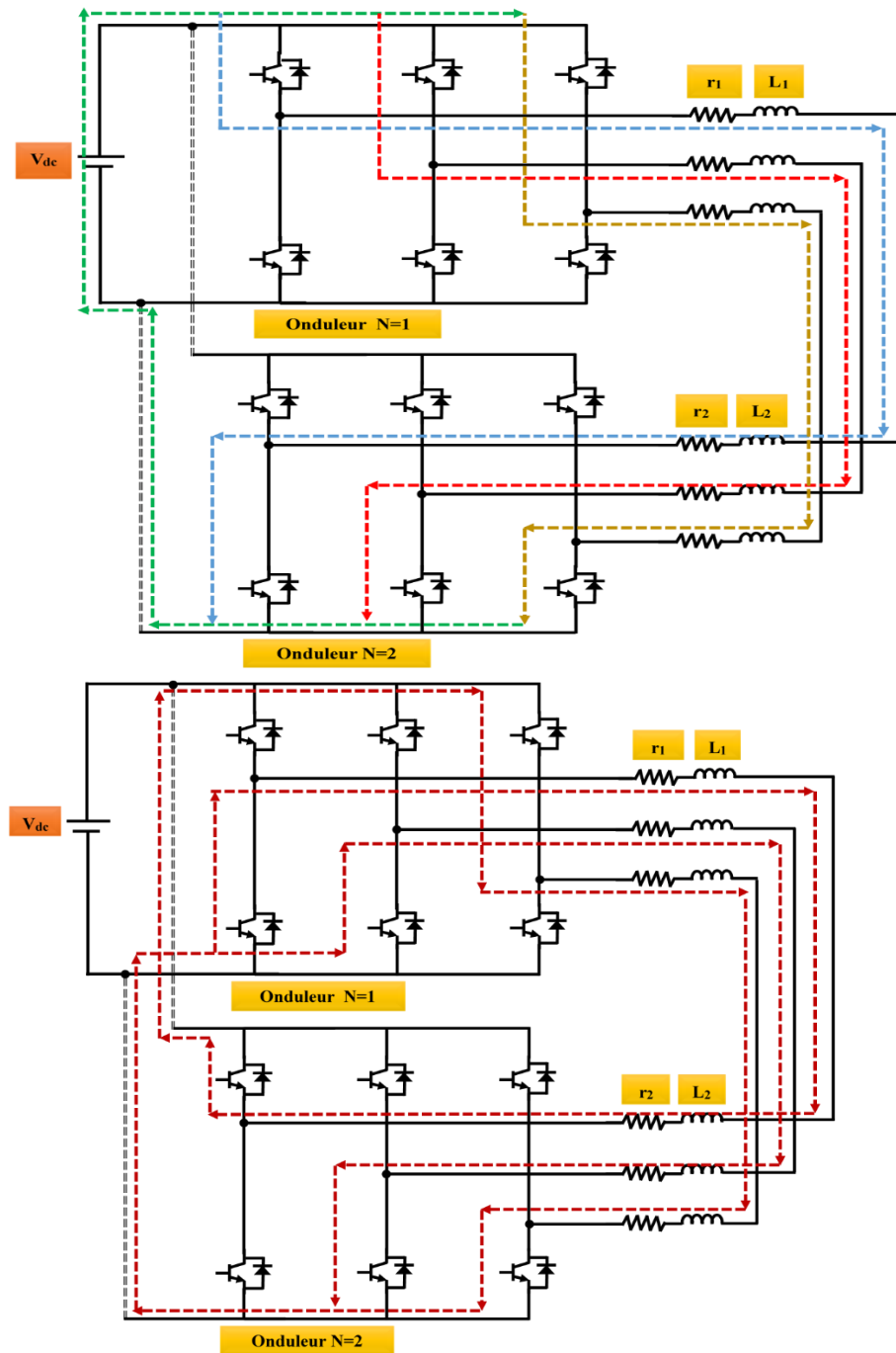


Figure 2.6. Représentation des trajets empruntés par les courants de circulation entre deux onduleurs connectés en parallèle.

2.3.1. Modèle moyen de deux onduleurs connectés en parallèle

Afin d'obtenir le modèle moyen complet de deux onduleurs de tension triphasés connectés en parallèle, il suffit de mettre en parallèle les modèles moyens de chacun de deux onduleurs comme le montre la Figure 2.7 [16].

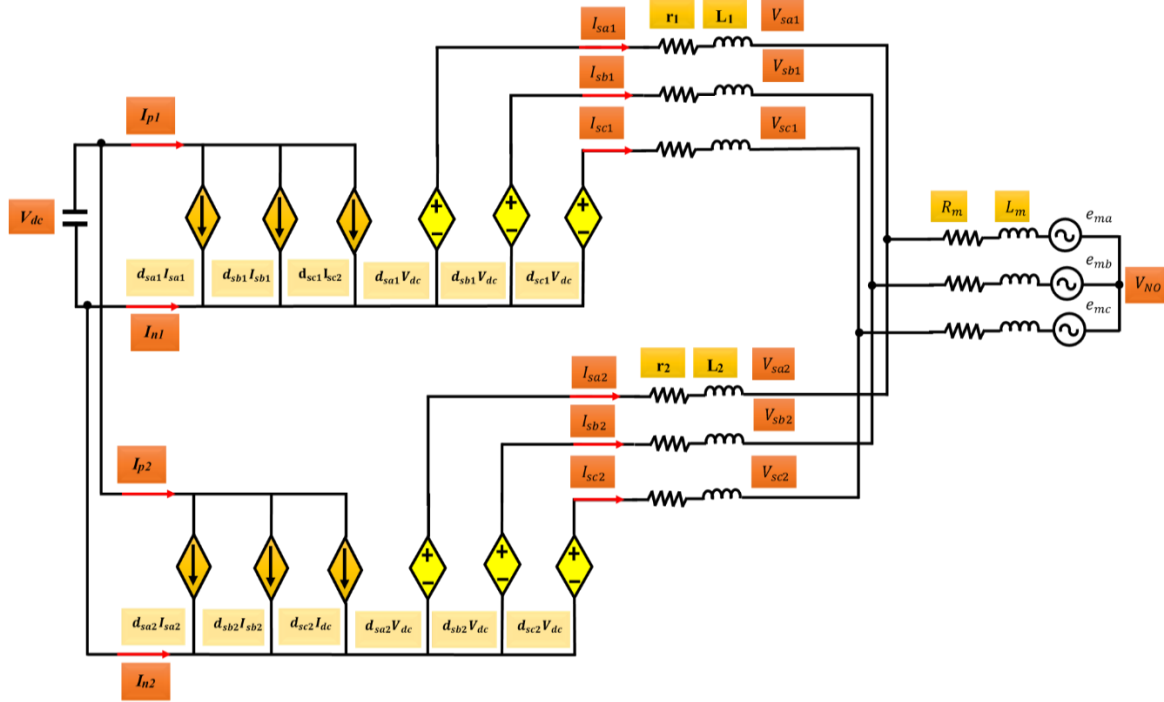


Figure 2.7. Schéma du modèle moyen de deux onduleurs de tension mis en parallèle.

La Figure 2.7 présente un schéma du modèle moyen de deux onduleurs mis en parallèle. Dans ce cas, on voit bien que les courants de circulation entre les phases de deux onduleurs se rejoignent du côté du bus continu et forment une seule composante comme montré sur la Figure 2.6, on peut écrire donc [16] :

$$I_z = I_{z1} = -I_{z2} \quad (2.18)$$

En appliquant la loi de Kirchhoff sur le modèle moyen de deux onduleurs de tension, on obtient les systèmes d'équations suivants :

$$\begin{cases} V_{ao1} - V_{no} = r_1 I_{sa1} + L_1 \dot{I}_{sa1} + R_m I_{ma} + L_m \dot{I}_{ma} + e_{ma} \\ V_{bo1} - V_{no} = r_1 I_{sb1} + L_1 \dot{I}_{sb1} + R_m I_{mb} + L_m \dot{I}_{mb} + e_{mb} \\ V_{co1} - V_{no} = r_1 I_{sc1} + L_1 \dot{I}_{sc1} + R_m I_{mc} + L_m \dot{I}_{mc} + e_{mc} \end{cases} \quad (2.19)$$

$$\begin{cases} V_{ao2} - V_{no} = r_2 I_{sa2} + L_2 \dot{I}_{sa2} + R_m I_{ma} + L_m \dot{I}_{ma} + e_{ma} \\ V_{bo2} - V_{no} = r_2 I_{sb2} + L_2 \dot{I}_{sb2} + R_m I_{mb} + L_m \dot{I}_{mb} + e_{mb} \\ V_{co2} - V_{no} = r_2 I_{sc2} + L_2 \dot{I}_{sc2} + R_m I_{mc} + L_m \dot{I}_{mc} + e_{mc} \end{cases} \quad (2.20)$$

La soustraction de l'équation (2.19) et l'équation (2.20) donne les relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{ao1} - V_{ao2} = r_1 I_{sa1} + L_1 \dot{I}_{sa1} - r_2 I_{sa2} - L_2 \dot{I}_{sa2} \\ V_{bo1} - V_{bo2} = r_1 I_{sb1} + L_1 \dot{I}_{sb1} - r_2 I_{sb2} - L_2 \dot{I}_{sb2} \\ V_{co1} - V_{co2} = r_1 I_{sc1} + L_1 \dot{I}_{sc1} - r_2 I_{sc2} - L_2 \dot{I}_{sc2} \end{cases} \quad (2.21)$$

Cette relation montre que même si la charge est déconnectée, un courant peut circuler entre les deux onduleurs et il est en fonction de la différence de tension et de l'impédance entre les phases des deux onduleurs [16].

De la même manière, en introduisant les rapports cycliques des signaux de commande, le nouveau système d'équations (2.21) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{dc}(d_{a1} - d_{a2}) = r_1 I_{sa1} + L_1 \dot{I}_{sa1} - r_2 I_{sa2} - L_2 \dot{I}_{sa2} \\ V_{dc}(d_{b1} - d_{b2}) = r_1 I_{sb1} + L_1 \dot{I}_{sb1} - r_2 I_{sb2} - L_2 \dot{I}_{sb2} \\ V_{dc}(d_{c1} - d_{c2}) = r_1 I_{sc1} + L_1 \dot{I}_{sc1} - r_2 I_{sc2} - L_2 \dot{I}_{sc2} \end{cases} \quad (2.22)$$

Cette relation montre aussi que la commande de deux onduleurs peut participer à l'apparition de ce courant de circulation.

Afin de découpler les composantes actives du courant qui alimentent la charge de celles liées au courant de circulation, la transformation usuelle de *PARK* exprimée par la matrice de transformation *Tdqz* a été appliquée aux systèmes d'équations (2.20) et (2.21) pour exprimer les variables du repère réel (abc) dans le repère de *PARK* (*dqz*) [20]. Ainsi les nouveaux systèmes d'équations sont obtenus comme suit [16] :

$$T_{dqz} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

$$X_{dqz} = T_{dqz} \cdot X_{abc} \quad (2.24)$$

$$\begin{cases} d_{d1} V_{dc} = r_1 I_{d1} + L_1 \dot{I}_{d1} + R_m I_{md} + L_m \dot{I}_{md} - L_1 \omega I_{sq1} - L_m \omega I_{mq} + e_{md} \\ d_{q1} V_{dc} = r_1 I_{q1} + L_1 \dot{I}_{q1} + R_m I_{mq} + L_m \dot{I}_{mq} + L_1 \omega I_{sd1} + L_m \omega I_{md} + e_{mq} \\ d_{z1} V_{dc} = r_1 I_{z1} + L_1 \dot{I}_{z1} + R_m I_{mz} + L_m \dot{I}_{mz} + e_{mz} + 3V_{no} \end{cases} \quad (2.25)$$

$$\begin{cases} d_{d2} V_{dc} = r_2 I_{d2} + L_2 \dot{I}_{d2} + R_m I_{md} + L_m \dot{I}_{md} - L_2 \omega I_{sq2} - L_m \omega I_{mq} + e_{md} \\ d_{q2} V_{dc} = r_2 I_{q2} + L_2 \dot{I}_{q2} + R_m I_{mq} + L_m \dot{I}_{mq} + L_2 \omega I_{sd2} + L_m \omega I_{md} + e_{mq} \\ d_{z2} V_{dc} = r_2 I_{z2} + L_2 \dot{I}_{z2} + R_m I_{mz} + L_m \dot{I}_{mz} + e_{mz} + 3V_{no} \end{cases} \quad (2.26)$$

Le modèle *dqz* a introduit des simplifications très intéressantes au modèle réel du système. Aussi, un découplage parfait entre les équations *dq* et *z* a été obtenus.

Maintenant, nous nous intéressons aux équations des composantes du courant \mathbf{I}_z suivantes :

$$\begin{cases} d_{z1} V_{dc} = r_1 I_{z1} + L_1 \dot{I}_{z1} + R_m I_{mz} + L_m \dot{I}_{mz} + e_{mz} + 3V_{no} \\ d_{z2} V_{dc} = r_2 I_{z2} + L_2 \dot{I}_{z2} + R_m I_{mz} + L_m \dot{I}_{mz} + e_{mz} + 3V_{no} \end{cases} \quad (2.27)$$

La soustraction de ces deux dernières équations donne la relation suivante :

$$(d_{z1} - d_{z2}) V_{dc} = r_1 I_{z1} - r_2 I_{z2} + L_1 \dot{I}_{z1} - L_2 \dot{I}_{z2} \quad (2.28)$$

avec : $\Delta d_z = d_{z1} - d_{z2}$ et comme : $I_{z1} = -I_{z2} = I_z$, Ce qui simplifie l'équation d'état du courant de circulation I_z et on obtient :

$$\Delta d_z V_{dc} = (r_1 + r_2)I_z + (L_1 + L_2)\dot{I}_z \quad (2.29)$$

Le circuit équivalent du courant de circulation entre les deux onduleurs parallèles est présenté par la Figure 2.8.

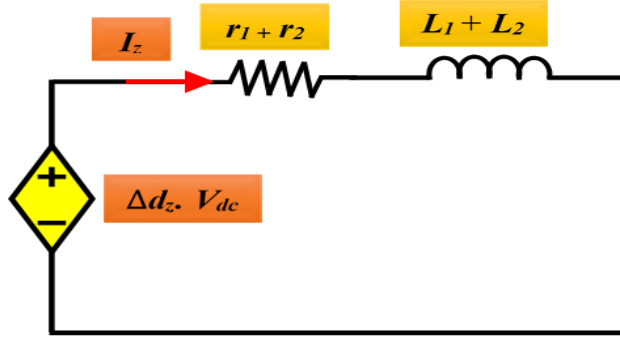


Figure 2.8. Schéma équivalent du circuit du courant de circulation.

De plus, on a :

$$\Delta d_z \cdot V_{dc} = (d_{z1} - d_{z2})V_{dc} = (d_{sa1} + d_{sb1} + d_{sc1})V_{dc} - (d_{sa2} + d_{sb2} + d_{sc2})V_{dc} \quad (2.30)$$

D'après l'équation (2.8), on obtient la relation suivante :

$$\Delta d_z \cdot V_{dc} = (V_{sa1} + V_{sb1} + V_{sc1}) - (V_{sa2} + V_{sb2} + V_{sc2}) = \Delta V_{sc} \quad (2.31)$$

L'équation (2.31) montre que l'apparition du courant de circulation I_z est due à la différence de tension en mode commun (ΔV_{sc}) entre les deux onduleurs parallèles. Par conséquent, pour minimiser ce courant de circulation, les onduleurs doivent être bien synchronisés pour minimiser la différence de tension en mode commun. Ceci peut être effectué en agissant sur la grandeur Δd_z . La transformée de Laplace de l'équation (2.29) est donnée par les expressions :

$$[(L_1 + L_2)p + (r_1 + r_2)]I_z = \Delta d_z \cdot V_{dc} \quad (2.32)$$

$$F(p) = \frac{I_z}{\Delta d_z} = \frac{V_{dc}}{(L_1 + L_2)p + (r_1 + r_2)} \quad (2.33)$$

La relation (2.33) peut être exploitée pour assurer le contrôle du courant de circulation en développant différentes techniques de contrôle. Ainsi, différentes techniques de commande et de contrôle du courant de circulation seront présentées et validées dans les prochains chapitres.

La partie suivante présente le principe de contrôle du courant de circulation basé sur des techniques **MLI-ST**.

2.4. Contrôle du courant de circulation dans les onduleurs parallèles

2.4.1. Principe de contrôle du courant de circulation

Avant la mise en parallèle de deux ou de plusieurs modules d'onduleurs de tension, des conditions de synchronisation en termes d'amplitude, de fréquence et de déphasage doivent être satisfaites. Dans le cas contraire, un courant circulera à partir du module de la tension la plus élevée vers le module de tension la plus basse. En raison de la faible impédance de sortie, une petite différence de tension peut provoquer un courant de circulation très important provoquant une surcharge des onduleurs, une dégradation du rendement et peut entraîner des défaillances des modules. Le courant de circulation peut être décomposé en deux parties : une composante basse fréquence et une composante haute fréquence.

2.4.2. Composante du courant de circulation basse fréquence

La composante basse fréquence est générée lorsque les amplitudes des tensions sont différentes à la sortie des modules [21]. En effet, lorsque les deux sorties alternatives et le bus continu sont communs, comme cela est le cas dans *notre cas*, des chemins de circulation des courants entre les onduleurs sont créés. Cela a été souvent évité en incluant des transformateurs d'isolement sur le côté courant alternatif, mais cette solution est encombrante et coûteuse. Une autre technique ; la modulation vectorielle discontinue (*DSVM*) a été introduite pour éliminer le courant de circulation. Cette approche fait varier la durée de chaque vecteur nul pour neutraliser n'importe quel courant de circulation. Cependant, elle présente l'inconvénient de saturation lorsque l'onduleur fonctionne à ses limites et présente une réponse transitoire inconnue.

2.4.3. Composante du courant de circulation haute fréquence

La composante haute fréquence est générée lorsque deux ou plusieurs onduleurs à *MLI* sont connectés en parallèle. Dans ce cas, chaque onduleur génère une forme d'onde à *MLI* différente qui provoque une tension instantanée légèrement différente à la sortie de chaque module de l'onduleur [1]. En effet, les hautes fréquences de ces courants de circulation sont de l'ordre de la fréquence de commutation des onduleurs.

2.4.2. Contrôle par MLI Sinus Triangle

La *MLI* sinus triangle (*MLI-ST*) est une technique de *MLI* basée sur la commande locale des bras de l'onduleur. Le principe de la *MLI-ST* (Figure 2.9), consiste à comparer un signal triangulaire (*Porteuse*) avec une onde de référence généralement sinusoïdale appelée modulante. Pour déterminer les instants de commutation et la largeur des impulsions, elle

utilise le principe d'intersection entre la référence de tension et le signal triangulaire de fréquence f_c . Dans cette technique la fréquence de commutation est fixe, le réglage s'effectue par variation du rapport cyclique des signaux de commande.

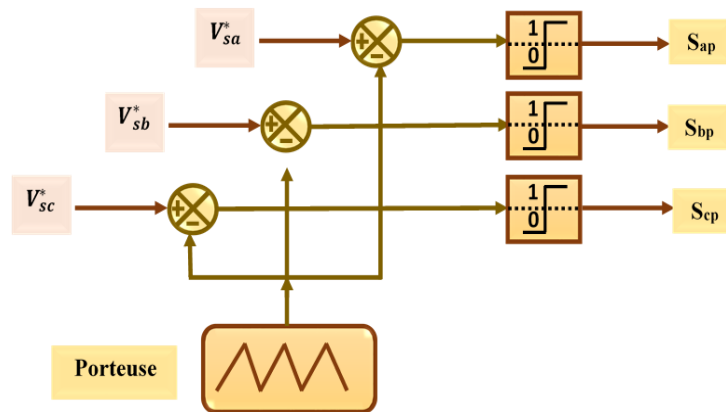


Figure 2.9. Principe de la technique de MLI-ST.

Pour la commande par *MLI-ST* de deux onduleurs de tension mis en parallèle, la régulation du courant de circulation est basée sur l'injection de la référence de tension, en mode commun V_{sc}^* à la sortie du régulateur $C(p)$, dans les références de tension de chaque onduleur (Figure 2.9).

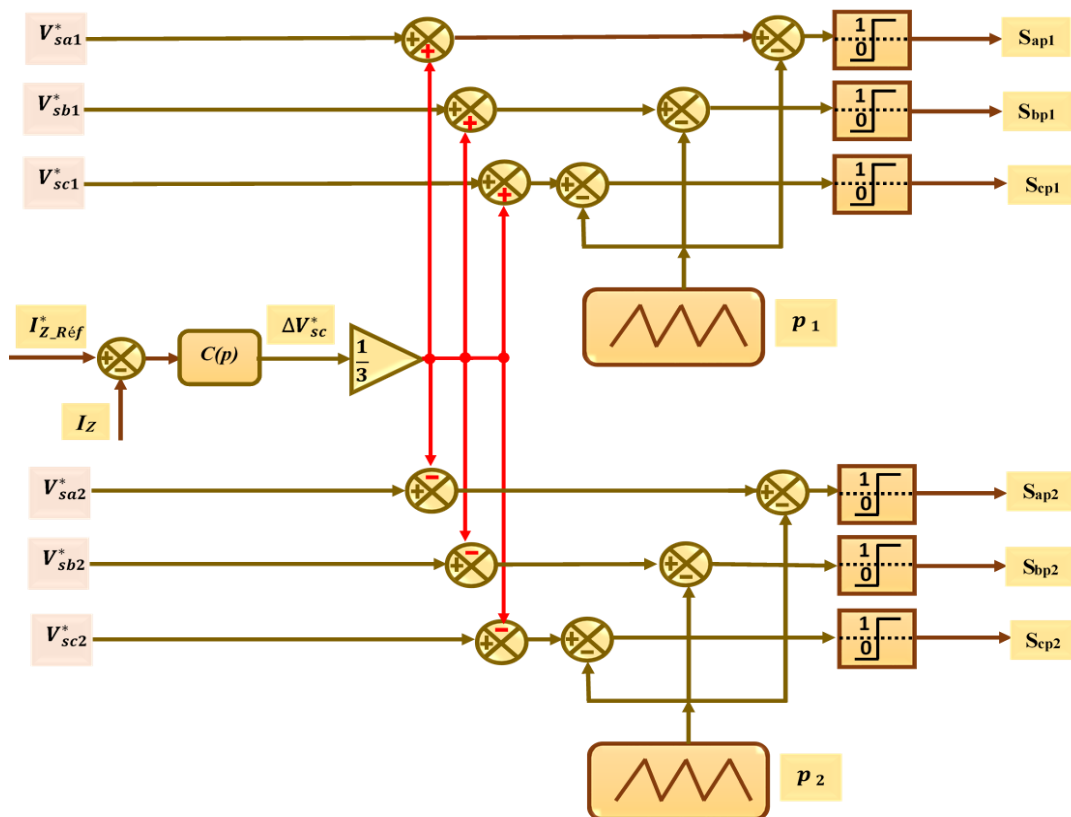


Figure 2.10. Régulation du courant de circulation par injection de la tension en mode commun avec l'application de la technique de MLI-ST.

2.4.2. Contrôle par Hystérésis

La Figure 2.11 présente le principe de la commande par Hystérésis. La Figure 2.12 présente le principe de contrôle du courant de circulation par injection d'une composante homopolaire obtenue à partir d'une boucle de régulation de ce courant.

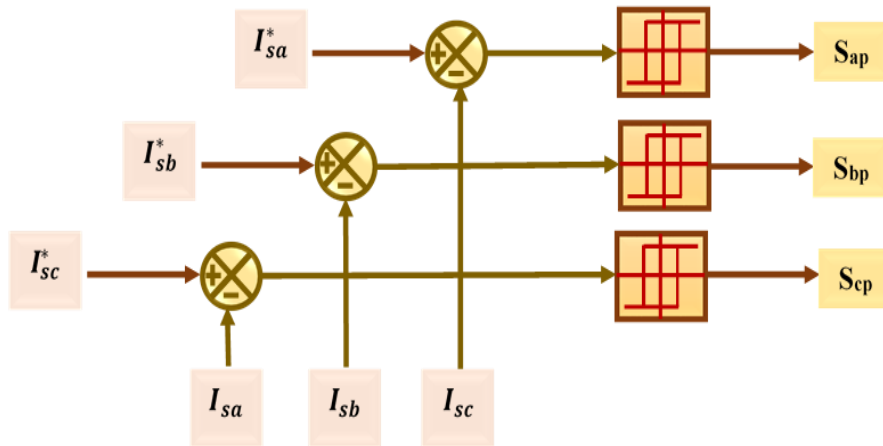


Figure 2.11. Principe d'une commande par Hystérésis.

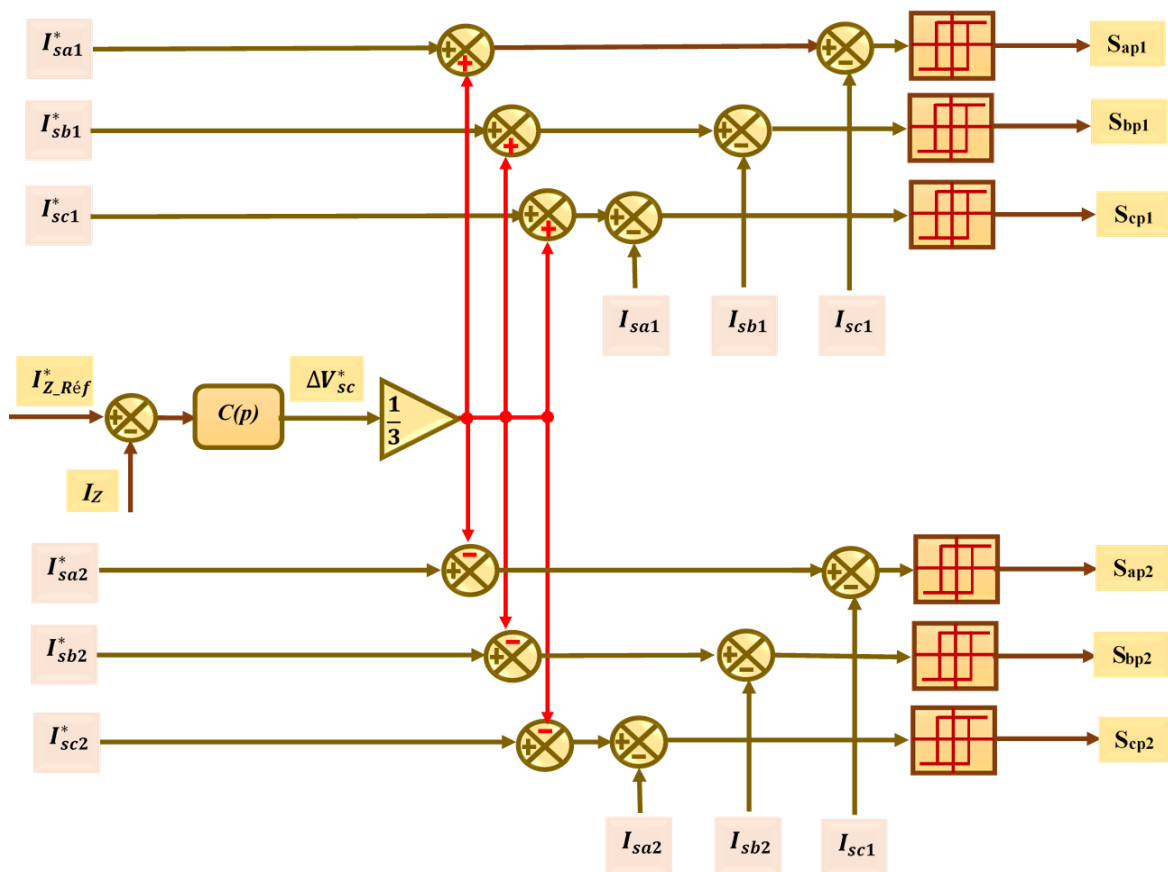


Figure 2.12. Régulation du courant de circulation par injection de courant en mode commun avec un comparateur à Hystérésis.

2.5. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la présentation, la modélisation et l'analyse du fonctionnement d'un système d'alimentation objet de l'étude présentée dans cette mémoire. Il s'agit de la topologie de mise en parallèle d'onduleurs de tension, un exemple de mise en parallèle de deux onduleurs alimentant une charge *RLE* a été présenté et permis de mettre en évidence le phénomène du courant de circulation entre les onduleurs. Ensuite, le principe de contrôle et de suppression de ce courant basé la distribution des temps d'application des vecteurs nuls à l'intérieur des séquences de commutation de différentes techniques de *MLI* a été présenté.

Le prochain chapitre est dédié à la présentation de la commande de la machine asynchrone alimentée par deux onduleurs de tension mis en parallèle.

CHAPITRE 3:
Modélisation et commande du
système onduleurs -machine
asynchrone

Chapitre 3 : Modélisation et commande du système onduleurs -machine asynchrone

3.1.Introduction

Ce chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone triphasée alimentée par deux onduleurs de tension connectés en parallèle. Ensuite, la technique de la commande vectorielle a adaptée et appliquée au système d'entraînement sera présentée, tout en intégrant une boucle dédiée au contrôle du courant de circulation basé sur un régulateur classique de type PI.

3.2. Modèle de la MAS alimentée par deux onduleurs mis en parallèle

Le schéma du principe d'alimentation de la MAS par deux onduleurs de tension connectés en parallèle est donné par la Figure 3.1. Les sorties des onduleurs sont connectées en parallèle via des inductances identiques de couplage nommées $L_1 = L_2$ avec des résistances internes $r_1 = r_2$ (règle d'alternance des sources) [16], donc nous avons remplacé la charge (RLE) par une machine asynchrone triphasée.

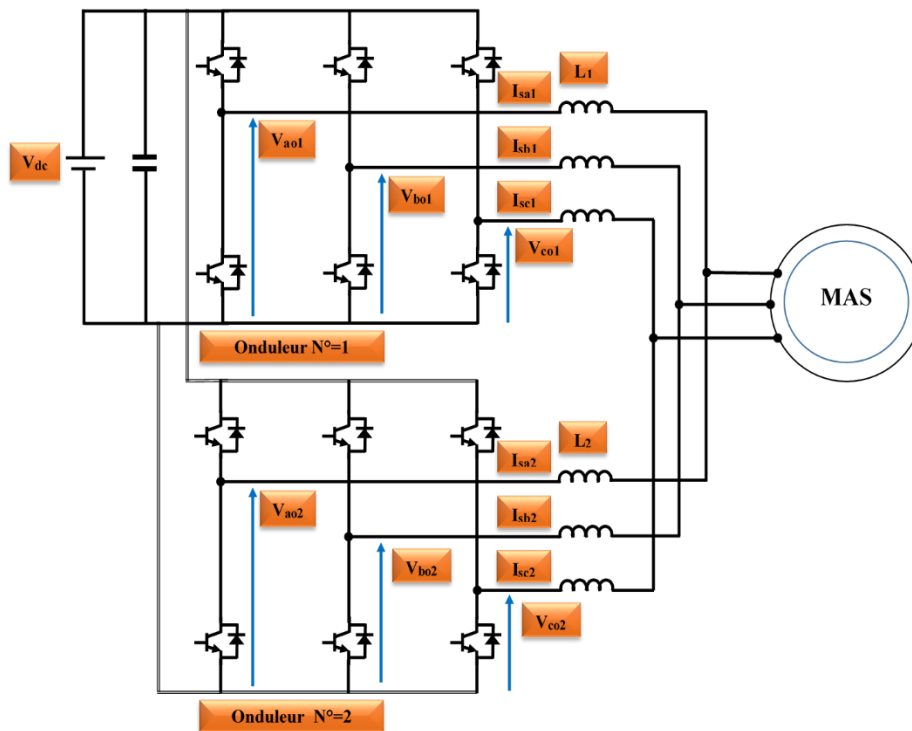


Figure 3.1. Schéma de principe de la MAS alimentée par deux onduleurs de tension parallèles.

Le contrôle indépendant du courant de circulation et des grandeurs principales de la machine telles les courants et la vitesse est assuré par des régulateurs linéaires de type **PI**, en exploitant le schéma classique de la commande vectorielle appliquée à la **MAS**. Aussi, des simulations et des essais expérimentaux ont été effectués pour différents cas de fonctionnement, tels que : un fonctionnement équilibré des deux onduleurs sous les mêmes conditions, un fonctionnement sous différentes fréquences de commutation et un fonctionnement avec différents temps morts.

3.2.1. Modèle de Park de la MAS

Dans cette partie le modèle de la charge **RLE** a été remplacé par le modèle de la **MAS** exprimé dans le repère lié au champ tournant (Figure 3.1).

Les équations des tensions statorique et rotorique sont données comme suit [22] :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s I_{sd} + \dot{\Phi}_{sd} \\ R_s I_{sq} + \dot{\Phi}_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r I_{rd} + \dot{\Phi}_{rd} \\ R_r I_{rq} + \dot{\Phi}_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Les équations des flux statorique et rotorique sont les suivantes [22] :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_m & 0 \\ 0 & M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$\begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_m & 0 \\ 0 & M_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sd} \\ I_{sq} \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Les équations de la vitesse mécanique et du couple électromagnétiques sont exprimées par les relations suivantes [22]:

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (3.5)$$

$$C_{em} = p \frac{M_m}{L_r} (\Phi_{rd} I_{sq} - \Phi_{rq} I_{sd}) \quad (3.6)$$

Ce modèle a été utilisé pour la synthèse de la commande indirecte du flux rotorique (**IFOC**), dont le principe est donné par les relations suivantes :

Premièrement, le principe de **l'IFOC** est basé sur l'orientation du flux rotorique pour satisfaire les conditions suivantes [17] :

$$\Phi_{rd} = \Phi_r \quad (3.7)$$

$$\Phi_{rq} = 0 \quad (3.8)$$

Le couple de la machine peut être contrôlé par la composante en quadrature du courant statorique [17]:

$$C_{em} = p \frac{M_m}{L_r} \Phi_r I_{sq} \quad (3.9)$$

Le flux rotorique ne dépend que du courant statorique [17] :

$$\Phi_r + T_r \frac{d}{dt} \Phi_r = M_m I_{sd} \quad (3.10)$$

La pulsation des courants rotoriques est donnée comme suit [17]:

$$\omega_{sl} = \frac{M_m}{T_r \Phi_r} I_{sq} \quad (3.11)$$

Les équations simplifiées du couple et du flux montrent qu'un contrôle découplé du flux et du couple est possible par les composantes du courant I_{sd} et I_{sq} , respectivement. Aussi, dans le cas d'un fonctionnement normal et équilibré du système, les deux onduleurs partagent équitablement la puissance demandée par la charge. Ainsi, les courants délivrés sous les mêmes tensions vont être partagés équitablement entre les deux onduleurs de la manière suivante [17] :

$$I_{sq} = \frac{L_r}{p M_m \Phi_r} C_{em} \quad (3.12)$$

$$I_{sd} = \frac{1}{M_m} \left(T_r \frac{d}{dt} \Phi_r + \Phi_r \right) \quad (3.13)$$

$$\begin{cases} I_{sd} = I_{sd1} + I_{sd2} \\ I_{sq} = I_{sq1} + I_{sq2} \end{cases} \quad (3.14)$$

Enfin, le modèle de la MAS combiné avec celui de la relation du courant de circulation développée dans le chapitre précédent vont permettre le contrôle de l'entraînement électrique ainsi que du courant de circulation.

3.3. Application de la commande à la MAS alimentée par deux onduleurs parallèles

Le schéma général de contrôle de l'entraînement électrique est représenté sur la Figure 3.2. Le contrôle de la MAS est constitué des boucles 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 courant I_{sq} image du couple électromagnétique, la référence du courant I_{sd} est l'image de flux rotorique appliqué. Les deux composantes du courant I_{sd} et I_{sq} sont ensuite scindées en deux parties (I_{sd1} , I_{sd2}) et (I_{sq1} , I_{sq2}), respectivement et serviront comme des références des courants de chaque onduleur. Le contrôle du courant de circulation est assuré par une autre boucle indépendante de celle du contrôle des grandeurs de la MAS.

Enfin, les tensions de référence V_{sd}^* et V_{sq}^* ainsi que celle à la sortie de la boucle de courant de circulation sont transformées dans le repère lié au stator en utilisant l'angle θ_s et serviront de références au bloc MLI. Le détail sur le calcul des différents régulateurs est donné à l'Annexe A.

Les résultats des simulations et des essais expérimentaux effectués sur le système d'entraînement présenté sur la Figure 3.2 sont présentés dans la partie suivante. Différents cas de fonctionnement sont examinés tels que : un fonctionnement équilibré de deux onduleurs sous les mêmes conditions, un fonctionnement sous différentes fréquences de commutation et un fonctionnement avec différents temps morts.

Les paramètres de la simulation et des essais expérimentaux sont donnés en Annexe B. Les résultats présentés concernent principalement l'évolution du courant de circulation avec et sans régulation. Aussi, la régulation des différentes grandeurs est assurée par des régulateurs de type PI.

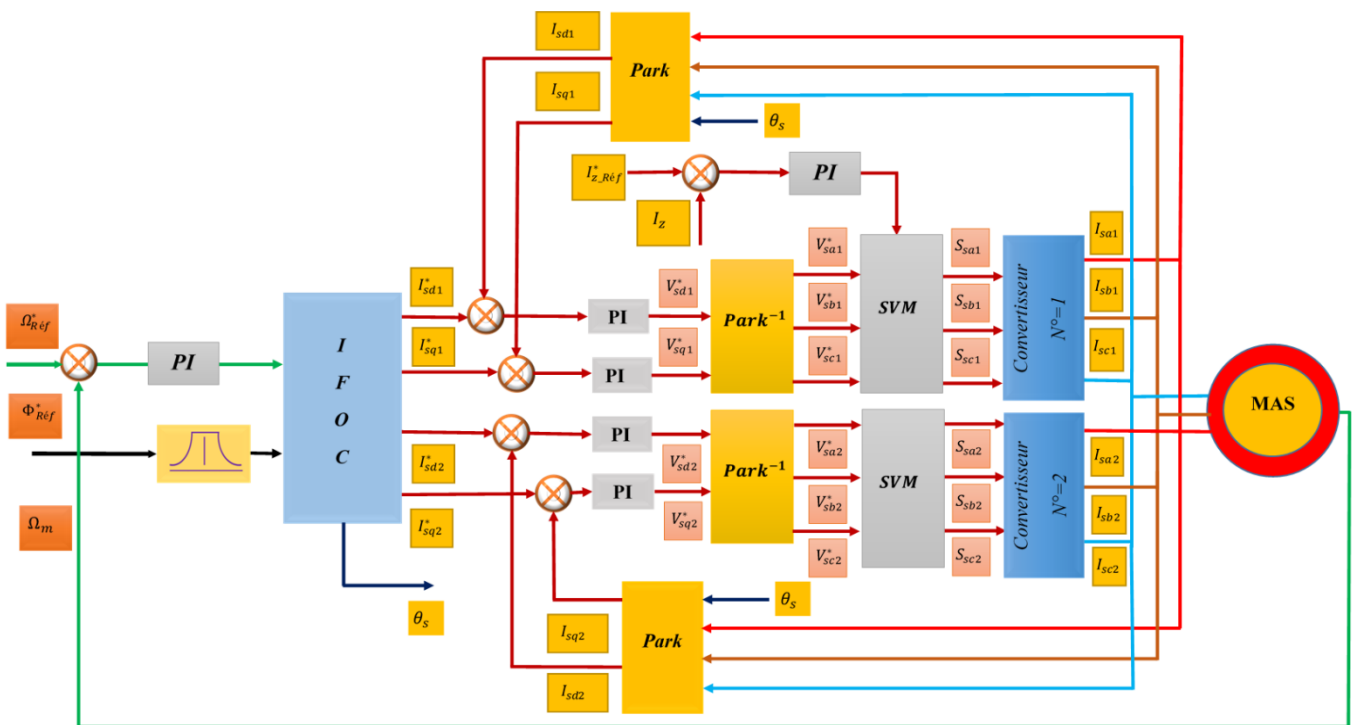


Figure 3.2. Schéma de la commande vectorielle adaptée et appliquée à la commande de la MAS alimentée par deux onduleurs mis en parallèle.

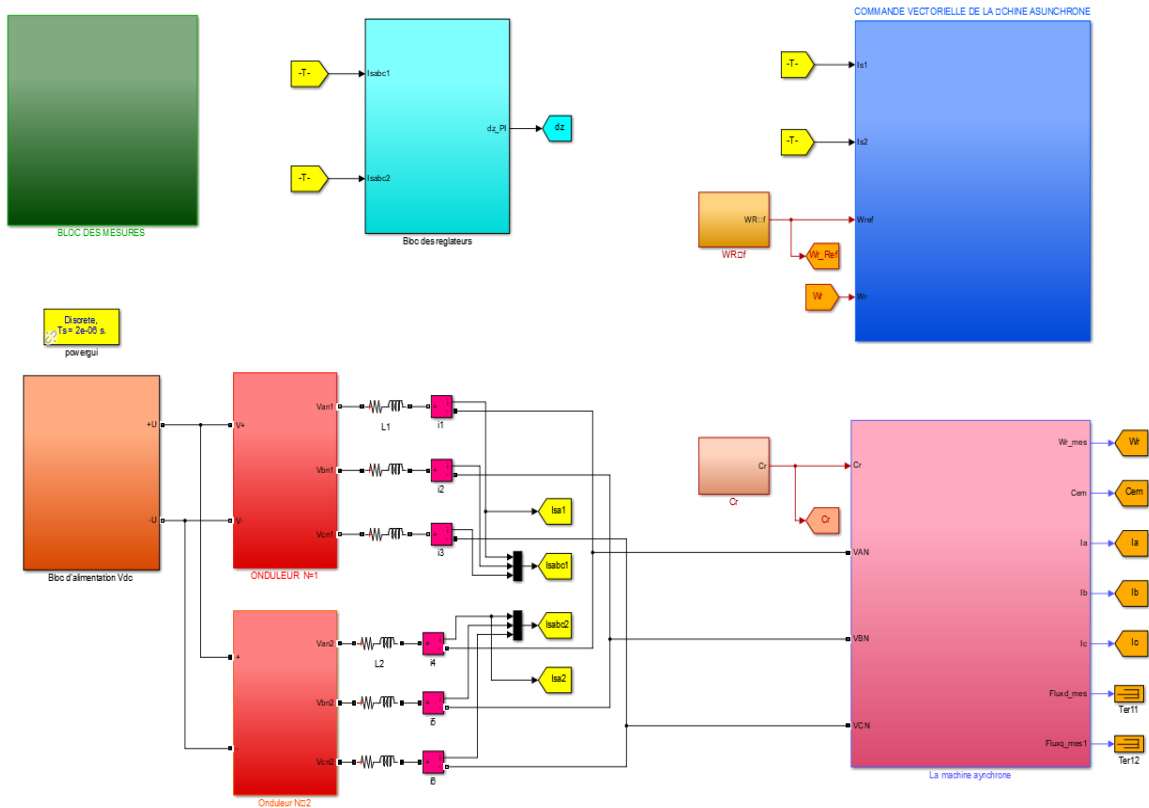


Figure 3.3. Schéma de simulation du système étudié sous SIMULINK/MATLAB.

Les simulations sont effectuées dans les mêmes conditions où la MAS démarre à vide avec une vitesse de référence de 1000 tr/min, puis un couple de charge de $Cr=10$ Nm est appliqué à l'instant $t=2s$.

3.4. Résultats de simulation et interprétation

3.4.1. Fonctionnement équilibré des deux onduleurs sans contrôle du courant de circulation

Cette simulation présente le cas de fonctionnement équilibré des deux onduleurs en mode normal sous les mêmes conditions sans contrôle du courant de circulation, nous avons fixé la fréquence de commutation des deux onduleurs à $f_{c1} = f_{c2} = 10KHz$. Les principaux résultats de la simulation de ce cas de fonctionnement sont donnés par les Figures suivantes.

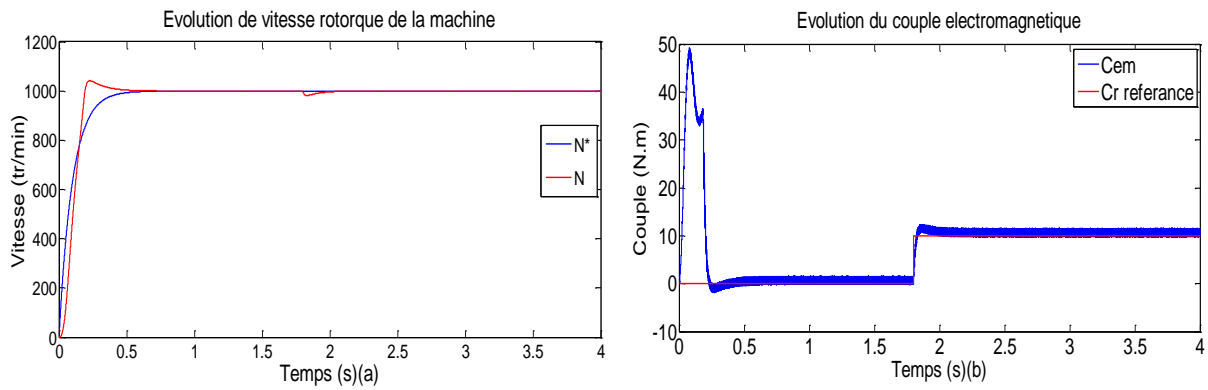


Figure 3.4. Résultats de simulation de la vitesse et du couple avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.

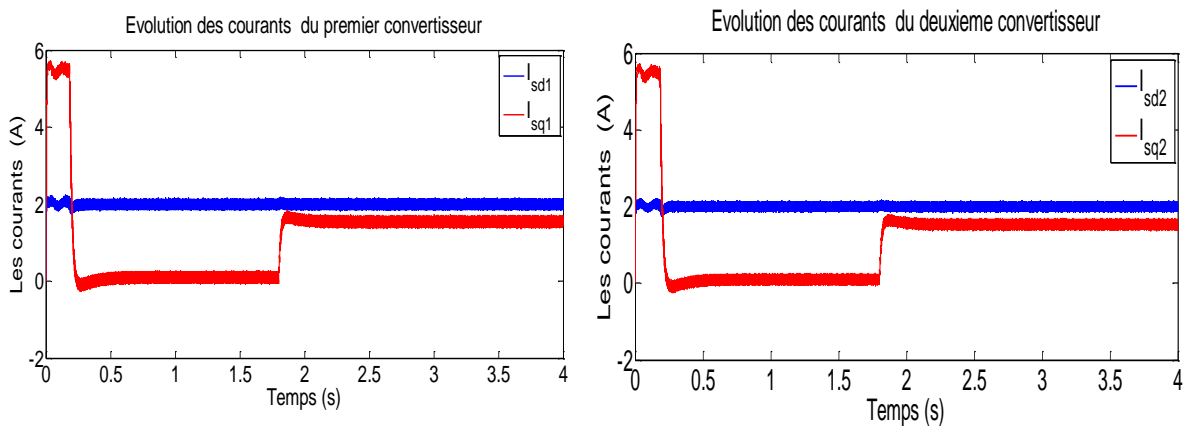


Figure 3.5. Résultats de simulation des courants : I_{sd1} , I_{sq1} et I_{sd2} , I_{sq2} avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.

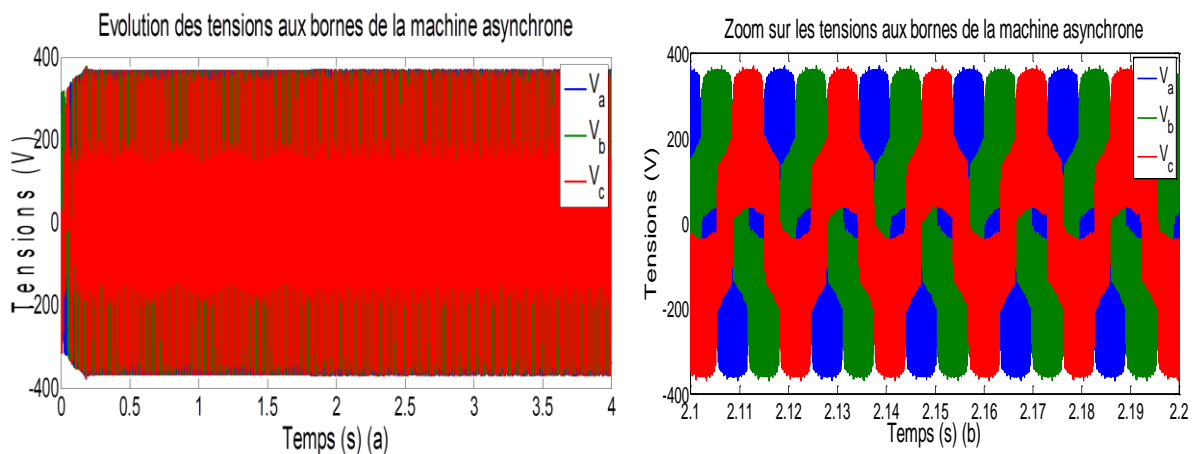


Figure 3.6. Allures des tensions de phases de la machine avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.

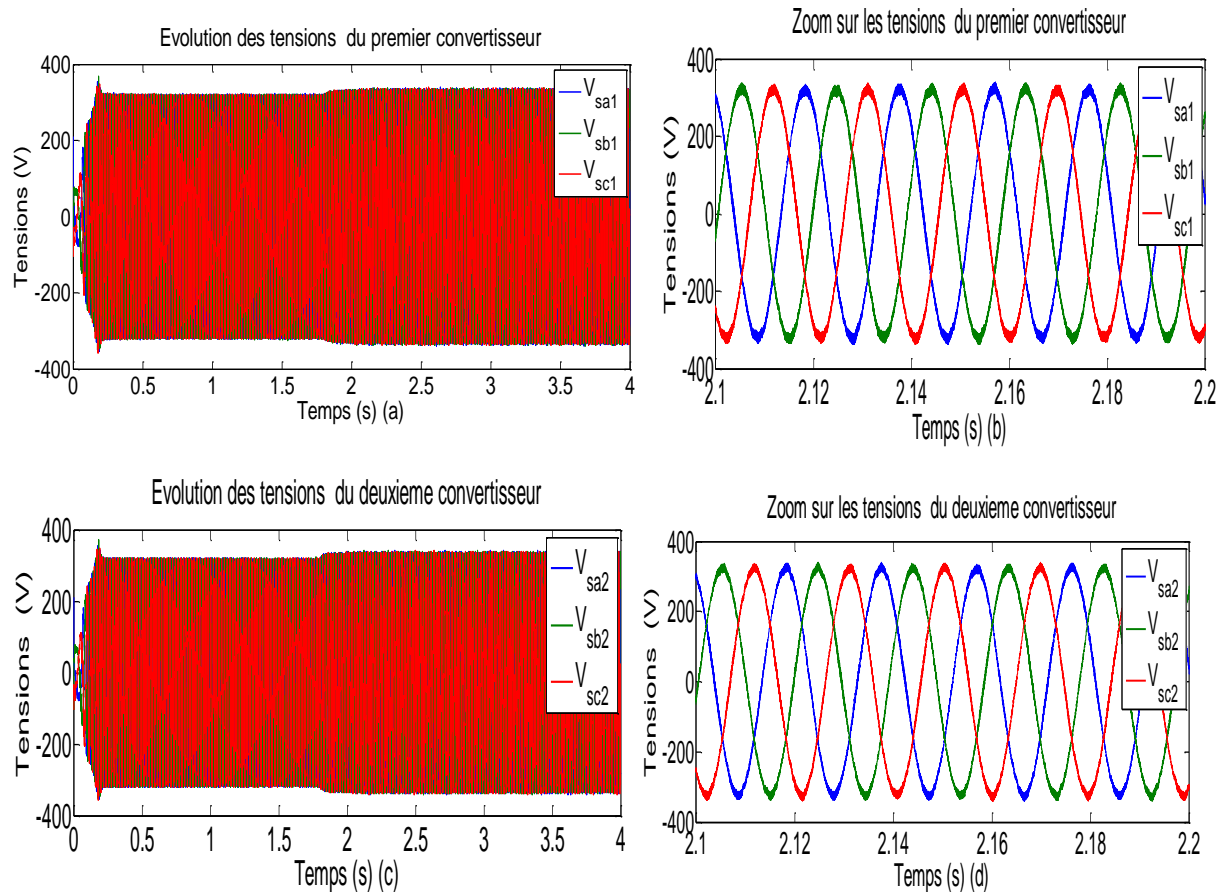


Figure 3.7. Courbes des tensions des références des deux onduleurs avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation

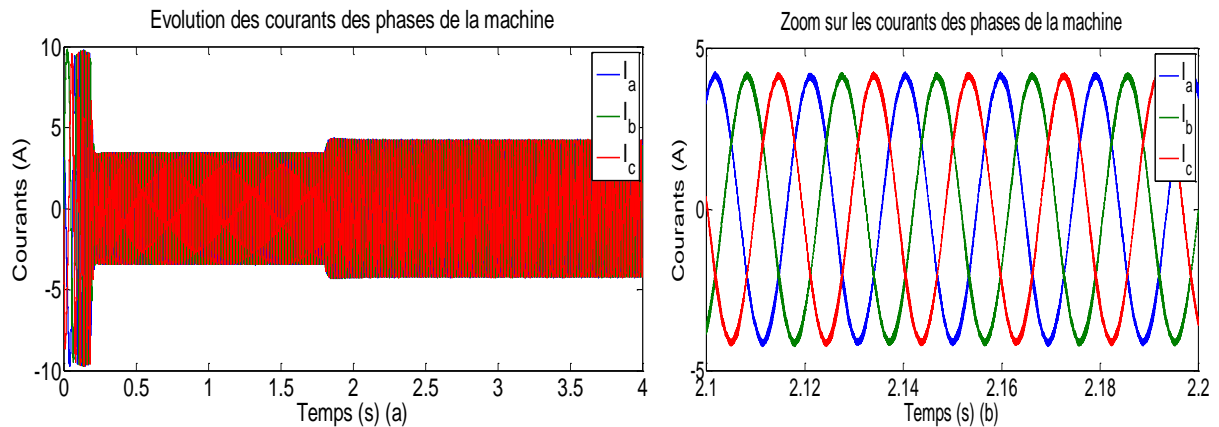


Figure 3.8. Allures des courants statoriques de la machine avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.

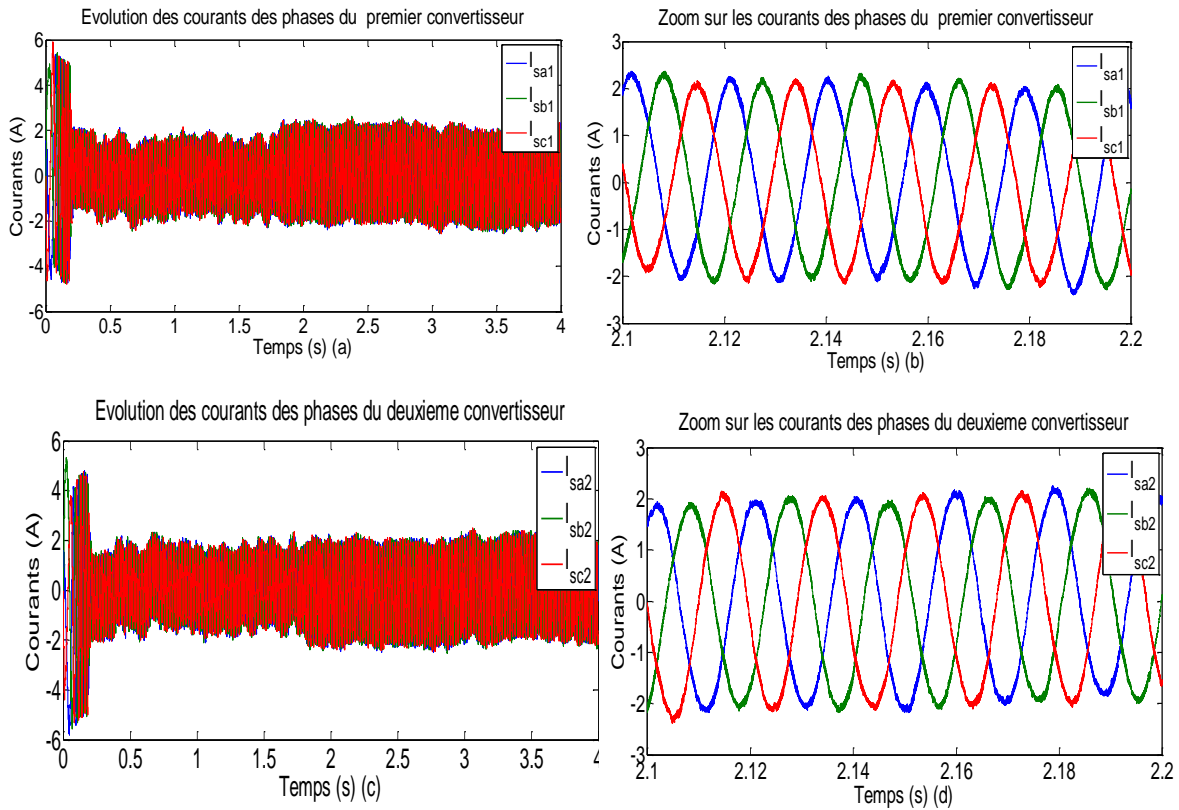


Figure 3.9. Résultats de simulation des courants des phases des deux onduleurs avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.

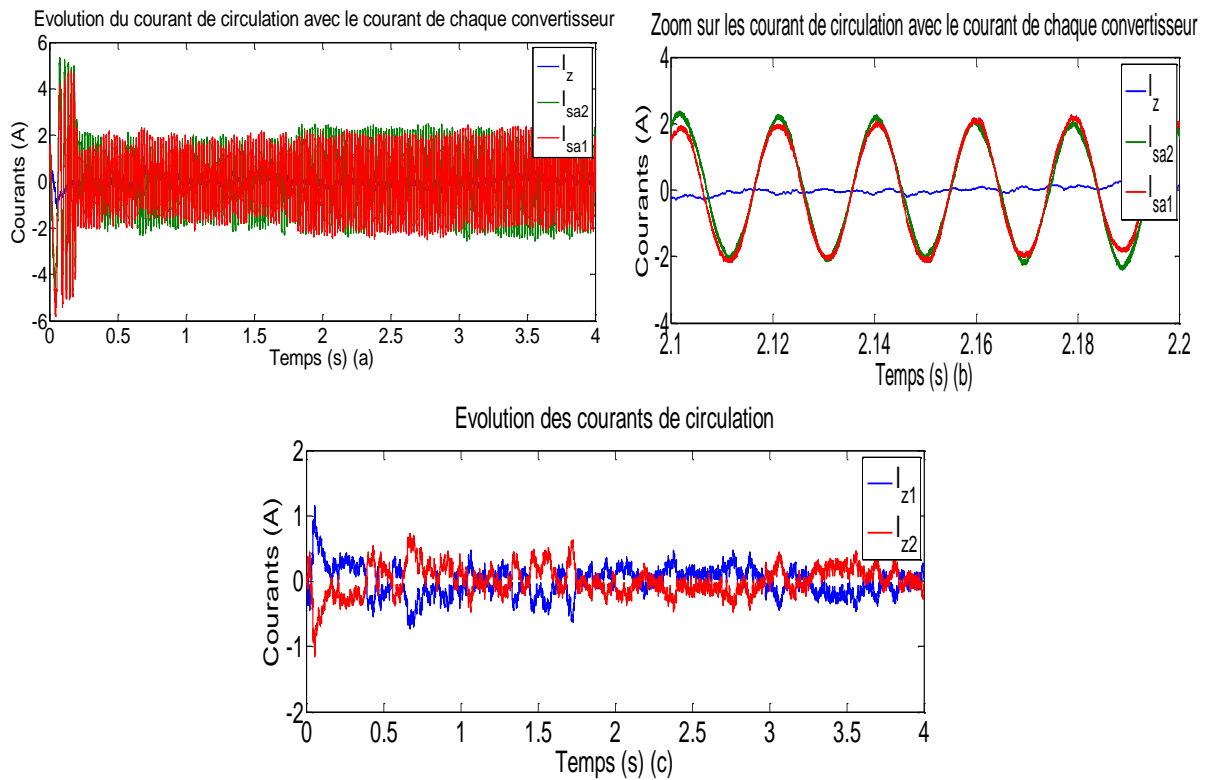


Figure 3.10. Allures du courant de circulation et le courant de phase de chaque onduleur avec un fonctionnement équilibré sans contrôle du courant de circulation.

Les résultats de simulation obtenus et regroupés sur les Figures 3.4, 3.5, 3.6, 3.7 et 3.8, montrent que le réglage des variables de la MAS est assuré avec la commande vectorielle. La vitesse suit sa référence avec un petit dépassement ou moment de l'application d'un couple de charge (Figure 3.4.a). Aussi, la régulation des composantes I_{sd1} , I_{sq1} , I_{sd2} et I_{sq2} est satisfaisante (Figure 3.5). Enfin, les courants statoriques donnés sur la figure 3.8 ont des formes parfaitement sinusoïdales et équilibrés.

Les Figures 3.9 et 3.10 montrent les formes du courant de circulation et les courants des phases de sortie de chaque onduleur lors d'un fonctionnement équilibré des deux onduleurs en mode normal sous les mêmes conditions sans contrôle du courant de circulation. Ainsi, en analysant les courants de sortie de chaque onduleur représentés sur la Figure 3.10, on constate clairement qu'ils présentent des composantes continues d'une valeur faible (courants de circulation). De plus, on a remarqué des oscillations de la réponse des courants de sortie des deux onduleurs.

En résumé, les résultats de simulation présentés dans cette partie montrent que malgré un fonctionnement équilibré des deux onduleurs un courant de circulation de faible valeur peut avoir lieu principalement pendant les phases transitoires. En effet, ce courant de circulation peut être éliminé soit par la technique de contrôle Maître-Esclave avec l'injection d'une composante de tension en mode commun dans la référence de tension d'un seul onduleur (Maître), en utilisant un régulateur soit linéaire ou non- linéaire, le courant de circulation de l'autre onduleur (Esclave) sera contrôlé indirectement.

3.4.2. Fonctionnement équilibré des deux onduleurs avec le contrôle du courant de circulation

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats de simulation pour un fonctionnement équilibré des deux onduleurs avec le contrôle du courant de circulation. Afin de contrôler l'amplitude de ce courant, nous avons utilisé un régulateur linéaire de type PI, en imposant une référence nulle.

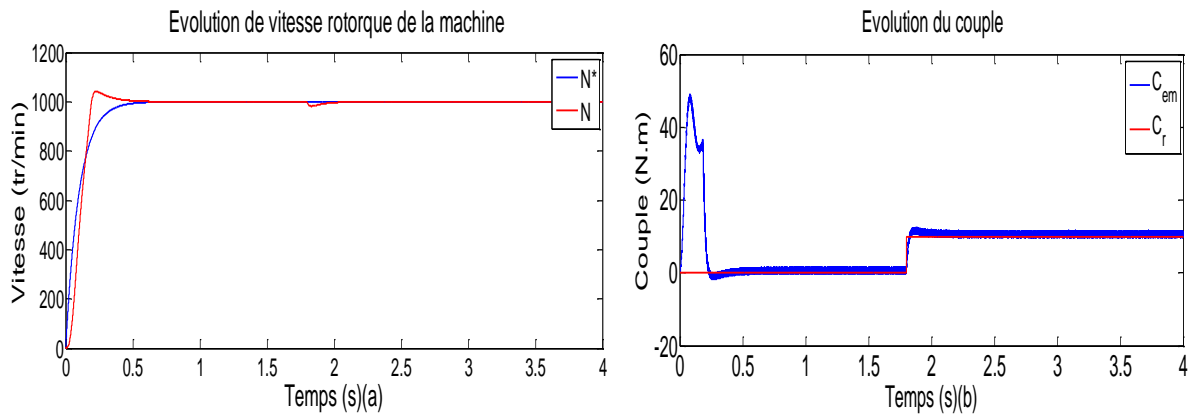


Figure 3.11. Réponses de la vitesse et du couple de la MAS avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.

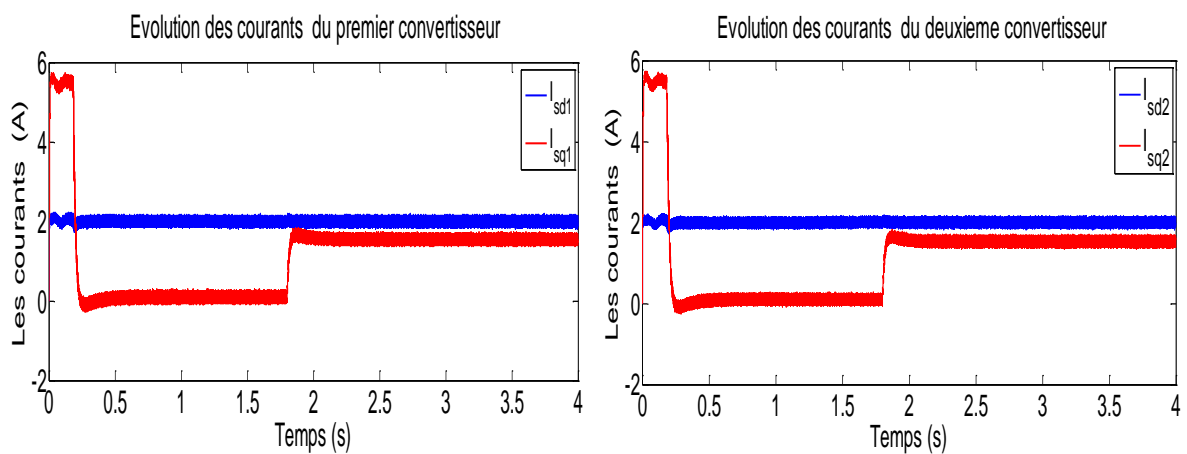


Figure 3.12. Résultats de simulation des courants : I_{sd1} , I_{sq1} et I_{sd2} , I_{sq2} avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.

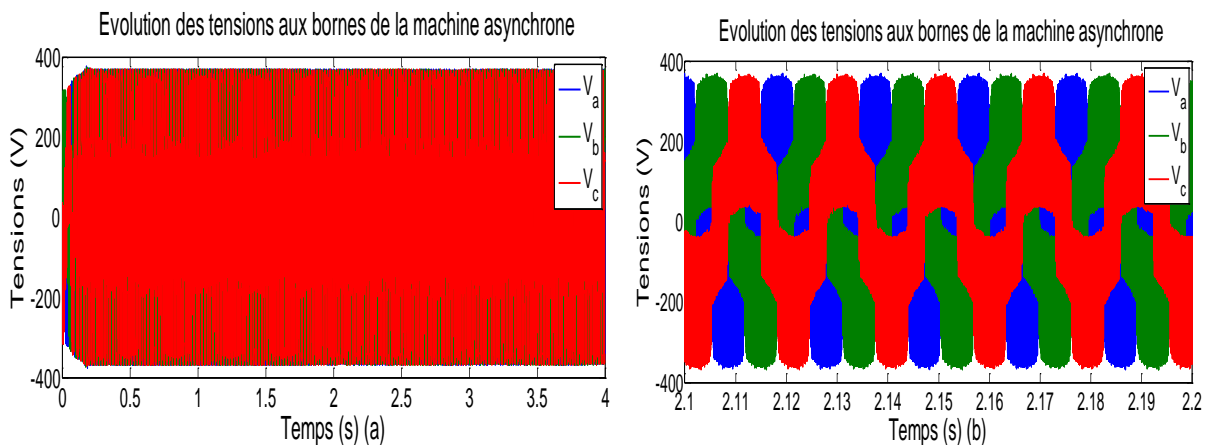


Figure 3.13. Courbes des tensions aux bornes de la MAS avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.

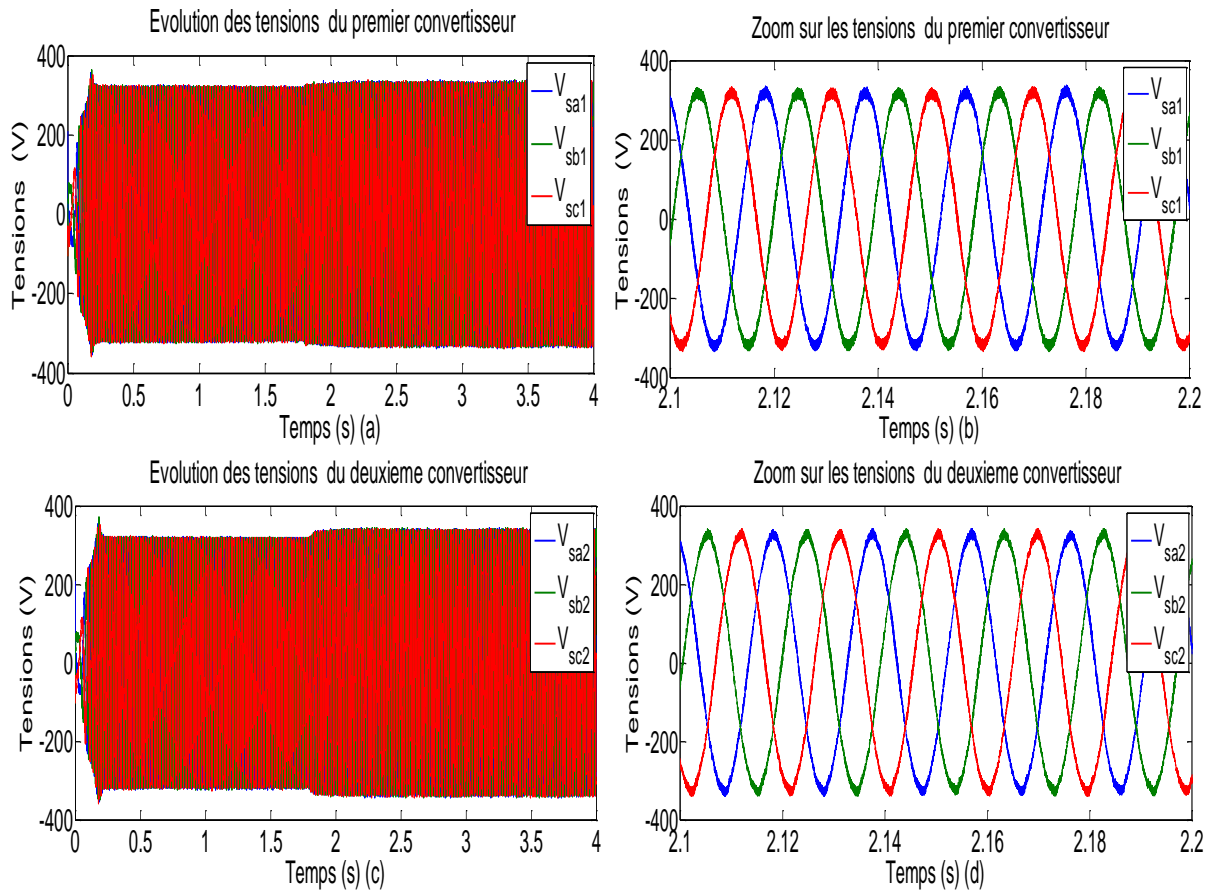


Figure 3.14. Courbes des tensions des références avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.

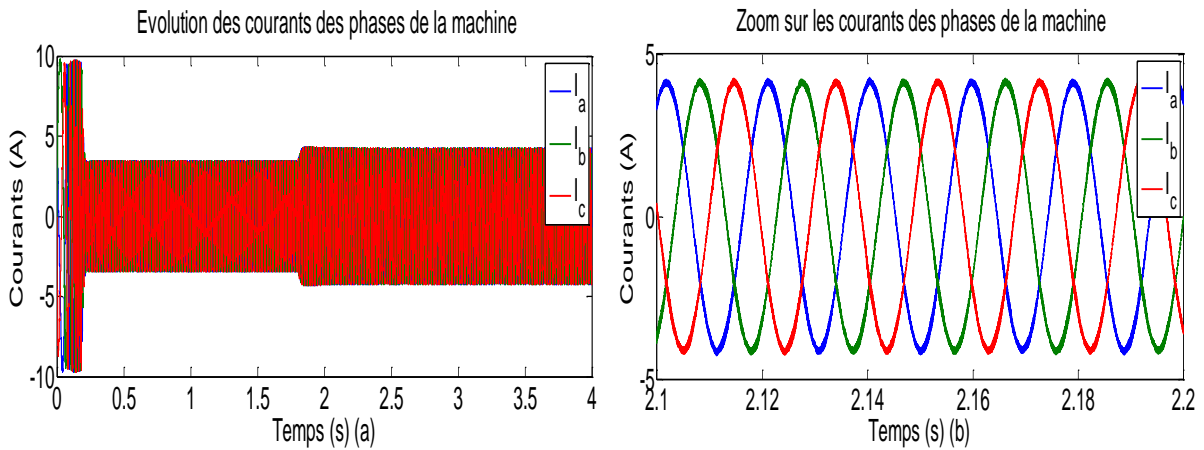


Figure 3.15. Courbe des courants statoriques de la MAS avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.

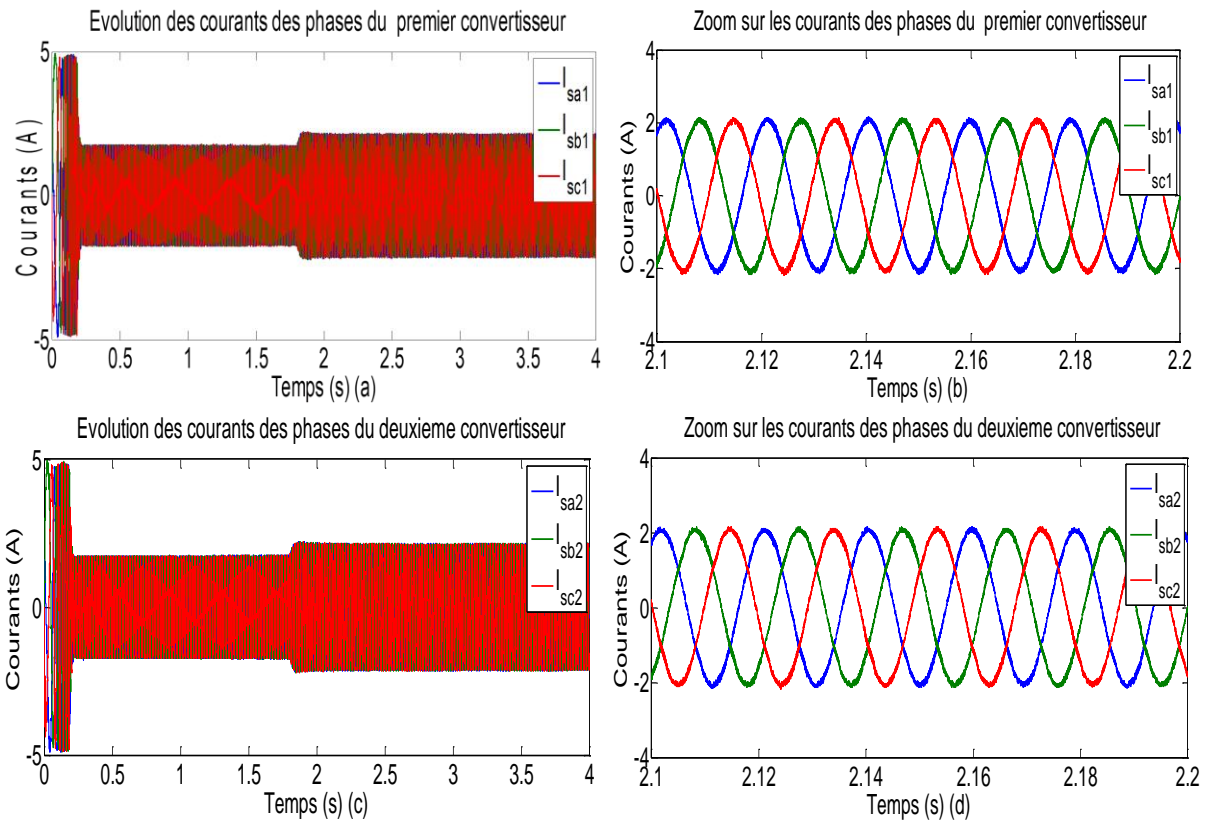


Figure 3.16. Courbes des courants de sortie des deux onduleurs avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.

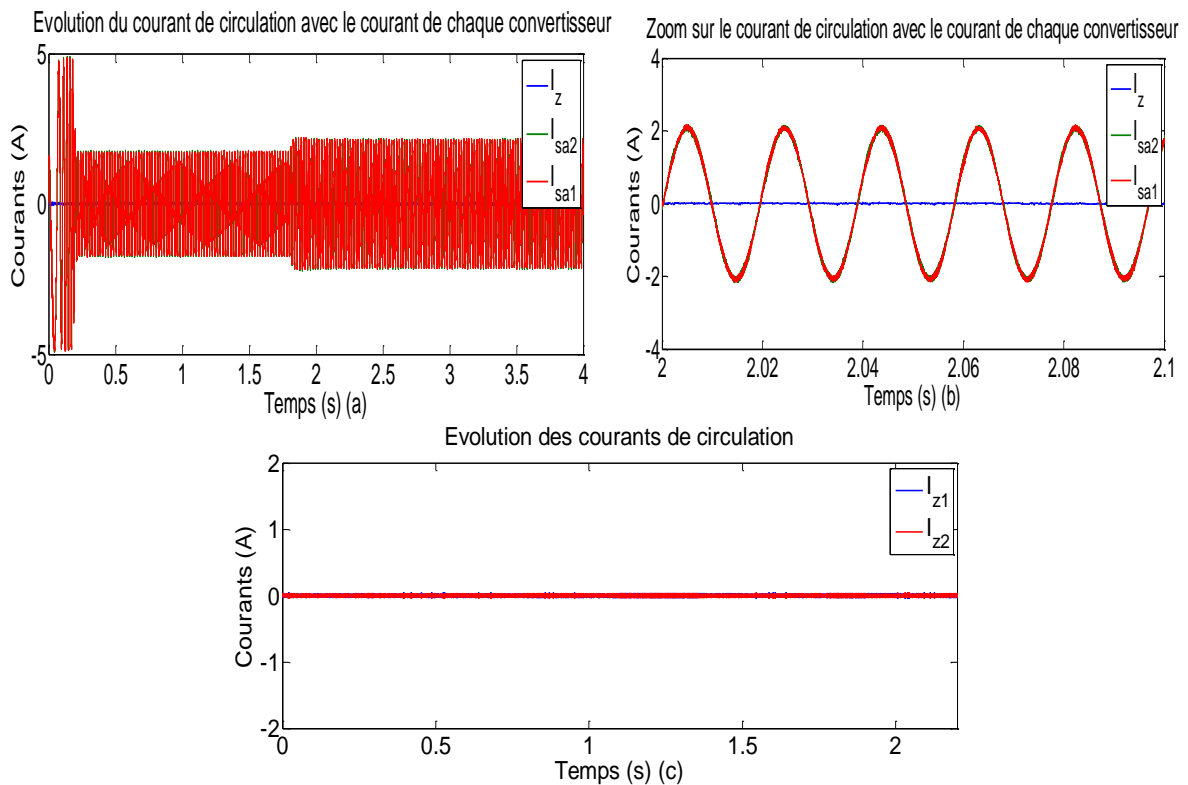


Figure 3.17. Courbes du courant de circulation et le courant de sortie de chaque onduleur avec un fonctionnement équilibré et le contrôle du courant de circulation à l'aide d'un régulateur PI.

Ce régulateur impose un courant de circulation très faible oscillant autour d'une valeur nulle. Les Figures 3.16.a et 3.16.c présentent l'évolution des courants de sortie des deux onduleurs, on remarque que ces courants sont sinusoïdaux et équilibrés.

3.5. Conclusion

Ce chapitre à est consacré à la modélisation du système d'alimentation associé à la machine asynchrone a permis la mise en évidence de la possibilité de réaliser un contrôle découplé, entre les boucles propres au contrôle du flux et de la vitesse de la machine et celle du contrôle du courant de circulation. Cette modélisation a permis la simplification de l'étude, la simulation et la commande de la machine asynchrone alimentée par deux onduleurs connectés en parallèle. La technique de la commande vectorielle a été adaptée et appliquée au système d'entraînement, tout en intégrant une boucle dédiée au contrôle du courant de circulation basé sur un régulateur classique de type PI.

Conclusion Générale

CONCLUSION GÉNÉRALE ET PERSPECTIVE

La contribution principale de cette étude concerne le contrôle d'un système d'entraînement à base d'une machine asynchrone triphasée, alimentée par deux onduleurs de tension mis en parallèle. La mise en parallèle des convertisseurs statiques est une solution intéressante dans les applications de forte puissance, par conséquent, des mesures doivent être respectées afin de garantir un fonctionnement sain. Ainsi, ce mémoire propose une technique de commande de ces systèmes de puissance, et plus particulièrement au contrôle des courants de circulation générés en modes sain.

Néanmoins, en raison de la dissymétrie de la structure ou de la commande, ces systèmes d'alimentation présentent un inconvénient majeur lié aux courants parasites de circulation entre les différents convertisseurs.

Ainsi, l'étude de ces structures d'alimentation, effectuée dans le cadre de ce mémoire, a permis de proposer une technique de commande permettant la limitation de ces courants parasites. Cette technique de commande a été combinée avec la technique de commande vectorielle et a été appliquée à la machine asynchrone et validée par des simulations numériques.

[Le premier chapitre](#) a permis de positionner notre étude en dressant une étude générale sur les techniques de segmentation de la puissance avec le choix de la structure basée sur la mise en parallèle des onduleurs et de quelques techniques de commande présentées dans la littérature.

[Le première deuxième](#) de ce mémoire a été dédié à la modélisation de deux onduleurs parallèles, ce qui nous a permis d'aboutir aux différentes techniques assurant la limitation des interactions : une boucle dédiée au contrôle des courants de circulation a été insérée et dont la sortie a été considérée comme étant une composante homopolaire.

[Le troisième chapitre](#) de ce mémoire a été consacré à la simulation de la commande vectorielle de la MAS alimentée par de deux onduleurs de tension connecté en parallèles. Après une description du principe de la commande vectorielle, la présentation des résultats de simulation sans et avec le contrôle des courants de circulations, la techniques de contrôle des courants de circulation ont été développée et testée, la méthode de contrôle des courants de circulations est une technique basée sur un régulateur linéaire de type **PI**.

Comme des perspectives intéressantes qui n'ont pas été élaborées dans le présent travail sont résumées dans les points suivants :

- ❖ Reconfigurations des commandes en cas de défauts (rotoriques) au niveau de de la machine asynchrone,
- ❖ Étude de la commande des convertisseurs multi-niveaux de tension mis en parallèle,
- ❖ Remplacement des convertisseurs deux niveaux par des convertisseurs matriciels,

Annexe A : Synthèse des régulateurs de la commande vectorielle

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

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

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

avec :

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

A. 1. 1. Régulation de vitesse

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

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

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

En ajoutant l'équation mécanique du système :

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

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

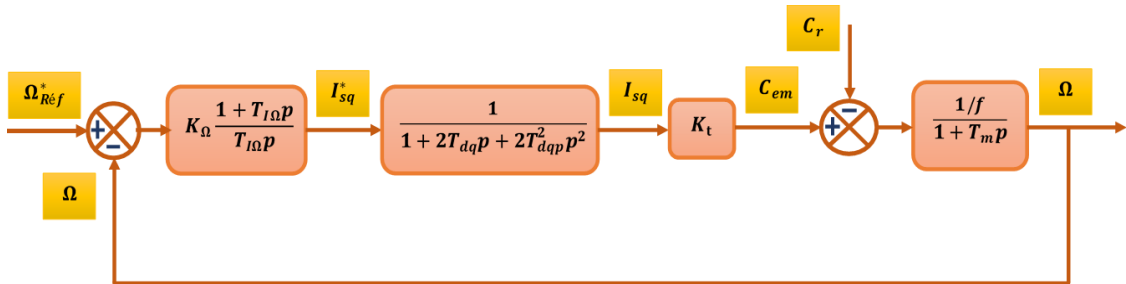


Figure A. 1. Boucle de régulation de la vitesse.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

avec:

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

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

A. 1. 2. Régulation des courants

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

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

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

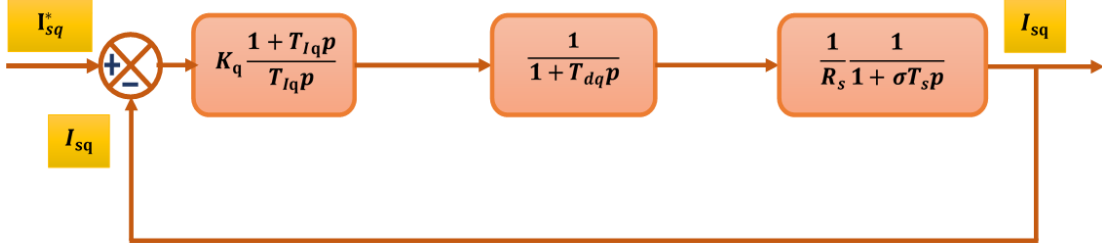


Figure A. 2. Boucle de régulation de courant I_{sq} .

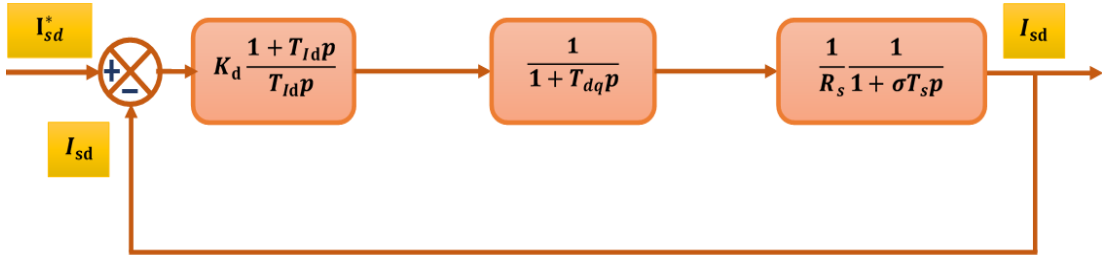


Figure A. 3. Boucle de régulation de courant I_{sd} .

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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 $\xi = \frac{1}{\sqrt{2}}$,

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

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

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

A. 2. Découplage entrée-sortie

Dans cette partie, Le but d'utilisation dans la mesure du possible est d'assurer limitation des effets d'une entrée à une seule sortie. De plus, nous avons pourrons alors modéliser le processus sous la forme d'un ensemble des systèmes mono-variables évoluant en parallèle. Par conséquence, les équations des tensions statoriques peuvent être réécrites en définissons deux nouvelles variables de commande V_{sd1} et V_{sq1} telles que [Zai21], [Mar10] :

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

avec :

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

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

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

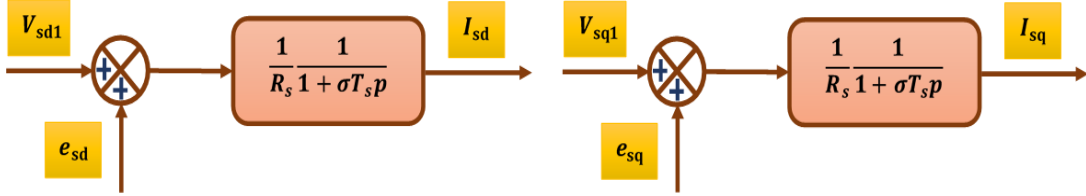


Figure A. 3. Reconstitution des tensions V_{sd} et V_{sq} .

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

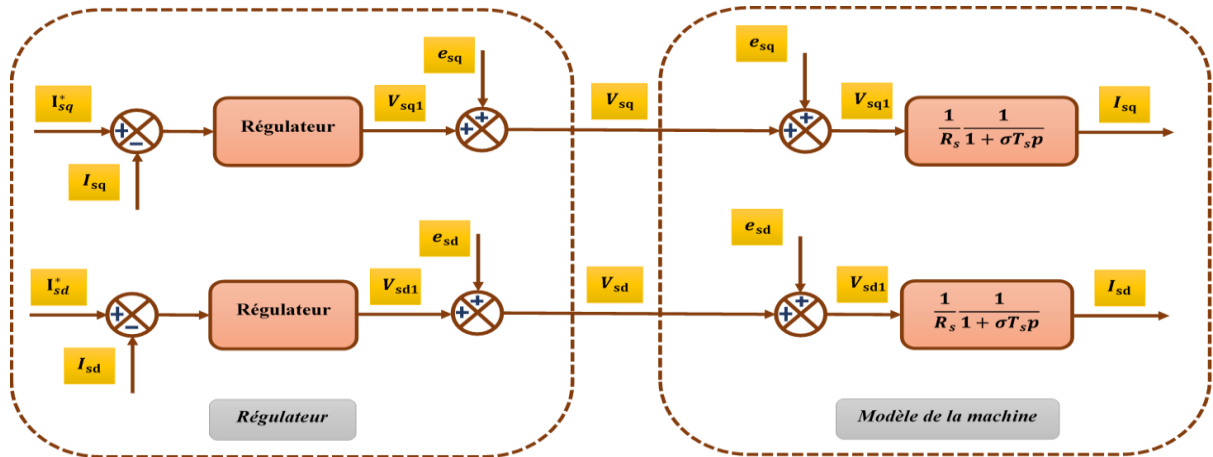


Figure A. 4. Découplage par addition des termes de compensation.

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

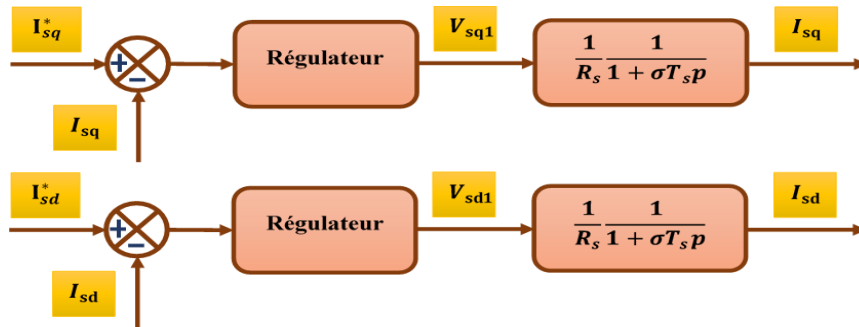


Figure A.5. Boucles des courants I_{sd} et I_{sq} après découplage.

Biographique Annexe A

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

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

Annexe B : Paramètres du système

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

<i>Désignation</i>	<i>Valeur</i>
<i>Puissance nominale</i>	<i>5.5 kW</i>
<i>Vitesse nominale</i>	<i>950 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>

Références bibliographiques

- [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] *M. Baumann and J. Kolar, "Parallel connection of two three-phase three-switch buck-type unity-power-factor rectifier systems with dc-link current balancing," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 6, pp. 3042-3053, 2007.*
- [3] *M. Le Bolloch, " Commandes adaptées pour les convertisseurs statiques multiphases à inductances couplées ", Thèse de doctorat de l'université de Toulouse, 13 décembre 2010*
- [4] *J. P. Martin, "Contribution à l'alimentation en tension de machines synchrones a aimants permanents a nombre de phases élevé : fonctionnement normal et dégrade", Thèse de doctorat, INPL, Nancy, Juillet 2003 ;*
- [5] *A. Rufer, "Les Onduleurs Multiniveaux : Evolution de la Recherche et Applications futures", Bulletin SEV/VSE, pp 25-30, Mars 2006 ;*
- [6] *Feng Yang, Xu Zhao, Cong Wang, ZhiFei Sun, "Research on Parallel Interleaved Inverters with Discontinuous Space-Vector Modulation ", Energy and Power Engineering, 2013, 5, 219-225;*
- [7] *P.-W. Lee, Y.-S. Lee, D. K. W. Cheng, and X.-C. Liu, "Steady-state Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 47, No. 4, 2000, pp. 787-795;*
- [8] *W. D. Fingas, "Independent Operation of Parallel Three-Phase Converters for Motor Drive Applications", Graduate Department of Electrical and Computer Engineering University of Toronto;*
- [9] *Di Zhang, "Analysis and Design of Paralleled Three-Phase Voltage Source Converters with Interleaving", Phd of faculty of the Virginia Polytechnic;*
- [10] *F. Petruzzello, P. D. Ziogas and G. Joos, "A novel approach to paralleling of converter units with true redundancy," IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 808- 813, 1990;*
- [11] *T. F. Wu, K. Siri, and C. Q. Lee, "Reliability improvement in parallel connected converter systems", IEEE Industrial Electronics Annual Conference, pp. 429-434,*

-
- 1991;
- [12] Kourosh VORELL, "Control Of Single Phase Parallel Inverter Systems", B. A. Sc, The University of British Columbia, 1992;
- [13] Z. Zhang, A. Chen, X. Xing, C. Zhang, "A Novel Model Predictive Control Algorithm to Suppress the Zero-Sequence Circulating Currents for Parallel Three-Phase Voltage Source Inverters," In Proc, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Long Beach, CA, USA, 20-24 March. 2016, May. 2016.
- [14] T. Kawabata and S. Higashino, "Parallel operation of voltage source inverters," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 24, no. 2, pp. 281-287, March/April 1988;
- [15] S. Ogasawara, J. Takagaki, and H. Akagi, "A novel control scheme of a parallel current- controlled PWM inverter," IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28, no. 5, pp. 1023-1030, September/October 1992;
- [16] J. Chen, C. Chu, and C. Huang, "The parallel operation of two UPS by the coupled- inductor method", IEEE IE Conf. Rec, 1992, pp. 733-736;
- [17] I. Kondratiev and R. Dougal, "Current Distribution Control Design for Paralleled DC/DC Converters Using Synergetic Control Theory", IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 851-857, 2007;
- [18] Ogasawara S, Takagaki J, Akagi H (1992) A novel control scheme of a parallel current- controlled PWM inverter. IEEE Trans Ind Appl 28:1023–1030. <https://doi.org/10.1109/28.158825>
- [19] Ye Z, Boroyevich D, Choi JY, Lee FC (2002) Control of circulating current in two parallel three-phase boost rectifiers. IEEE Trans Power Electron 17(5):609–615. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2002.802170>
- [20] Zaidi E, Marouani K, Bouadi H, Nounou K, Becherif M (2021) Circulating current reduction-based hybrid controller of an electrical drive system fed by two parallel inverters. Electr Eng 103(1):205–216. <https://doi.org/10.1007/s00202-021-01284-8>
- [21] Hua M, Hu H, Xing Y, He Z (2011) Distributed control for AC motor drive inverters in parallel operation. IEEE Trans Ind Electron 58(12):5361–5370. <https://doi.org/10.1109/TIE.2011.2112320>
-

[22] Wang F, Wang Y, Gao Q, Wang C, Liu Y (2016) A control strategy for suppressing circulating currents in parallel connected PMSM drives with individual DC links. IEEE Trans Power Elec- trons 31(2):1680–1691. <https://doi.org/10.1109/TPEL.2015.2422791>

ملخص: يندرج العمل المقدم في هذه المذكرة في إطار الدراسات التي أجريت حول التحكم في أنظمة القيادة الكهربائية عالية القدرة، الهدف المنشود هو تنفيذ نظام قيادة كهربائية يعتمد على تقنية تجزئة الطاقة، يعتمد تنظيم هذا النظام حول آلة غير تزامنية (حثية) تعمل بواسطة عاكسين متوازيين. يتيح هذا التكوين تجزئة الطاقة كما يوفر إمكانية العمل في الوضع العادي والوضع المتدهور، ومع ذلك، فإن عيب التيار الدائر المتأصل في هذا الهيكل يطرح بعض مشاكل تقاسم الطاقة بين العاكسين وقد يتلف نظام التغذية. لذلك، تم تقديم تقنية التحكم الخطية **PI** للتحكم في التيار الدائري. تؤكد نتائج المحاكاة فعالية الطريقة المقترحة في تقليل التيار الدائر وتطبيقها لتنظيم التيار الدائري.

الكلمات المفتاحية: تجزئة الطاقة، قدرة عالية، آلة غير تزامنية (حثية)، التيار الدائر، عاكسين متوازيين.

Abstract: The work presented in this thesis falls within the framework of studies conducted on the control of high-power electric drives. The objective pursued is the implementation of an electric drive system based on power segmentation architecture. This system is structured around an asynchronous machine powered by two parallel inverters. This configuration enables power segmentation and also offers the possibility of operating in both normal and degraded modes. However, the drawback of the circulating current inherent in this topology introduces certain power-sharing issues between the inverters and may damage the power supply system. Thus, the linear control technique, such as **PI** control, were presented and applied to regulate the circulating current. Simulation results validate the proposed method for reducing the circulating current.

Keywords: Power segmentation, high power, asynchronous machine, circulating current, parallel inverters.

Résumé : Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des études menées sur la commande des entraînements électriques de fortes puissances. L'objectif recherché est la mise en œuvre d'un système d'entraînement électrique basé sur une architecture de segmentation de la puissance. Ce système est structuré autour d'une machine asynchrone alimentée par de deux onduleurs mis en parallèle. Cette structure permet la segmentation de la puissance et offre aussi la possibilité de fonctionner en mode normal et en mode dégradé. Néanmoins, l'inconvénient du courant de circulation propre à cette topologie introduit certains problèmes de partage de la puissance entre les onduleurs et peut endommager le système d'alimentation. Ainsi, de technique de commande linéaire de type **PI**, est été présentée et appliquée au contrôle du courant de circulation. Les résultats de simulation est valide la méthode propose pour réduire le courant de circulation.

Mots Clés : Segmentation de la puissance, fortes puissances, machine asynchrone, courant de circulation, onduleurs mis en parallèle.