



République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique
Université de Tissemsilt



Faculté des Sciences et de la Technologie
Département des Sciences et de la Technologie

Mémoire de fin d'études pour l'obtention du diplôme
de Master académique en

Filière : **Electronique**

Spécialité : **Instrumentation**

Présentée par : **Bouchendi Faiza**

Thème

**Commande directe de puissance d'un redresseur MLI à
absorption sinusoïdale de structure npc à trois niveaux**

Soutenu le, 12/06/2023

Devant le Jury :

Habel Elhadj	Président	MCB	Univ-Tissemsilt
Taibi Ahmed	Encadreur	MAB	Univ-Tissemsilt
Meharrar Aoued	Examineur	MCA	Univ-Tissemsilt

Année universitaire : 2022-2023

Remerciements

Je remercie Allah le tout puissant de m'avoir donnée la santé et la volante d'entamer et terminer ce mémoire.

Mes remerciements

S'adresse à mon Encadreur Dr Taïbi Ahmed pour sa qualité remarquable d'encadrement, pour sa grand disponibilité, sa grand contribution, et pour le temps qu'il a consacré à la correction de cette recherche.

à mes professeurs qui ont accepté d'être membre de mon jury et également à tous mes professeurs de spécialité de l'électronique.

à ma famille, à mes amies et à mes collègues je vous remercie honnêtement pour vos encouragements.

Dédicace

Le voyage de 17 ans d'études s'est terminé après la fatigue, la pression et les difficultés, et cette année je me suis en train de le conclure avec toute ma vigueur et mon activité.

Tout d'abord, je tiens à remercier Allah de m'avoir donné la force et le courage de mener à bien ce modeste travail.

Je dédie ce travail à :

Mon soutien dans cette vie mon chère père

Mon paradis ma mère

Mon professeur qui ne m'a pas épargné de précieux conseils et informations pour accomplir ce mémoire, que dieu prolonge votre vie et vous accorde santé et bonheur

Mes frère et sœurs (Kheira, Nawel, Chaimaa, Nour ; Okba ; Abd el razeq)

Qui j'ai réuni avec eux les plus belles années mes amies (Omnia, Soraya Malak, Yasmine, Nesrine, Sirine)

Ma tante Hadjer qui m'encourage avec tout ce qu'elle a.

A mon chère oncle Abdel Kader.

Sommaire

Remerciements	
Dédicace	
Liste des symboles	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Introduction générale.....	7
Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).	
1.1 Introduction.....	11
1.2 Le V2G (vehicle-to-grid) chez soi.....	12
1.3 Le vehicle-to-grid au bureau.....	12
1.4 Une réelle opportunité pour les entreprises.....	13
1.5 Quel est l'impact du V2G sur la durée de vie des batteries.....	13
1.6 Gestion des appels de puissance.....	14
1.7 Au secours du réseau.....	14
1.8 Revue des chargeurs de batterie pour véhicule électrique.....	16
1.9 Flux de puissance entre le réseau et le véhicule.....	17
1.10 Topologies du chargeur de batterie du véhicule électrique.....	18
1.11 Conclusion.....	22
Chapitre 2 : Modélisation et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux.	
2.1 Introduction.....	24
2.2 Modèle du redresseur MLI.....	25
2.3 Commande directe de puissance DPC.....	27
2.3.1 commande directe de puissance basée sur l'estimation de tension.....	28
2.3.2 Estimation de puissance instantanées et de la tension du réseau.....	29
2.4 Principe de la commande directe de la puissance.....	30
2.4.1 Calcul des puissances instantanées.....	31

2.4.2 Régulateur à hystérésis.....	32
2.4.3 La position angulaire du vecteur tension.....	32
2.4.4 Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation.....	35
2.5 Régulateur de la tension continue.....	38
2.6 Résultats et discussion.....	39
2.7 Conclusion.....	48

Chapitre 3 : Modélisation et simulation de la Commande DPC redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

3.1 Introduction.....	50
3.2 Description de la structure de redresseur.....	51
3.2.1 Commande complémentaire.....	54
3.2.2 Modèle de connaissance.....	56
3.3 Le modèle vectoreil dans un repre orthogonal.....	57
3.4 Modélisation du redresseur MLI à trois niveaux à structure NPC.....	63
3.5 Commande directe de la puissance du redresseur NP.....	64
3.5.1 Analyse du modèle de contrôle de puissance.....	66
3.5.2 Contrôleurs à hystérésis.....	69
3.5.3 Table de commutation.....	71
3.6 Simulation et discussions.....	73
3.7 Conclusion.....	84
Conclusion générale.....	85
Références bibliographiques.....	86
Résumé et mots clés	93
Abstract and keywords	94
الملخص و الكلمات المفتاحية.....	95

Liste des symboles

Indices :

a, b, c : Axes du repère triphasé

α, β : Axes du repère biphasé fixe

X_{abc} : Composante du vecteur X dans le repère triphasé (a, b, c)

$X_{\alpha\beta}$: Composante du vecteur X dans le repère α, β

ref : Valeur de référence

Variables :

v_a, v_b, v_c : Tensions simples du réseau

v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} : Tensions à l'entrée du redresseur MLI

i_a, i_b, i_c : Courants de phase de redresseur

F : Fréquence du réseau électrique

S_a, S_b, S_c : Etats des interrupteurs du redresseur

v_α, v_β : Tensions dans le repère (α, β)

e_a, e_b, e_c : Tensions simples du réseau électrique

i_a, i_b, i_c : Courants débités par le réseau

V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} : Vecteurs de tension de référence sélectionnés dans les secteurs

i_α, i_β : Composantes du vecteur courant dans le repère stationnaire (α, β)

i_{dc} : Courant de sortie

i_L : Courant de charge

v_{dc} : Tension continue de sortie du redresseur

v_{dc}^* : Tension continue de référence

p^*, q^* : Référence de la puissance active et réactive

$\Delta p, \Delta q$: Variation de la puissance active et réactive

θ : Position du vecteur de tension dans le repère stationnaire (α, β)

θ_i : Secteur numéro i

ω : Pulsation fondamentale du réseau électrique

S_p, S_q : Sorties des comparateurs à hystérésis des puissances active et réactive

P : Puissance active

Q: Puissance réactive

Paramètres :

R_L : Résistance de la charge

L ,R : Inductance et résistance du filtre de redresseur à deux niveaux

C : Condensateur (DC-link capacitor)

Ls,Rs : Inductance et résistance du filtre de redresseur à trois niveaux

Cdc1,Cdc2 : Condensateurs (DC-link capacitor)

Acronymes :

VE : véhicule électrique

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

PWM : Pulse Width Modulation

SVM : Space-Vector Modulation

VOC : Voltage Oriented Control :

VSC : Voltage Source Converter

DPC : Direct Power Control

AC/DC : Conversion alternative continue

DC/DC : Conversion continue continue

THD : Total Harmonic Distortion

PI : Régulateur Proportionnel-intégral

Liste des Figures :

Figure 1.1 : Différentes parties électriques des véhicules électriques.....	16
Figure 1.2 : Emplacement du chargeur de véhicule électrique.....	17
Figure 1.3 : Flux de puissance unidirectionnel et bidirectionnel.....	18
Figure 1.4 : Configuration générale du chargeur de batterie du VE.....	19
Figure 1.5 : Convertisseurs AC/DC.....	19
Figure 1.6 : Redresseur élévateur triphasé.....	20
Figure 1.7 :(a) Convertisseur à verrouillage par diode à trois niveaux NPC (b).....	21
Figure 2.1 : Topologie du redresseur triphasé MLI.....	25
Figure 2.2 : Principe de la commande DPC.....	28
Figure 2.3: 12 Secteurs dans le Plan α - β	33
Figure 2.4 : Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs du pont redresseur.....	34
Figure 2.5 : Variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs de tension de redresseur.....	36
Figure 2.6 : Schéma de la DPC implanté dans Simulink.....	40
Figure 2.7 : Résultats de simulation.....	47
Figure 3.1: Schéma d'un redresseur triphasé à trois niveaux de structure NPC.....	51
Figure 3.2 : Bras du redresseur à trois niveaux.....	52
Figure 3.3 :Topologie de commutation du redresseur NPC à trois niveaux.....	58
Figure 3.4 : Diagramme vectoriel d'un redresseur triphasé à trois niveaux.....	59
Figure 3.5:Schéma de principe de la commande DPC d'un redresseur MLI à trois niveaux.....	65
Figure 3.6:Vecteurs et division du secteur du système DPC dans le redresseur NPC trois niveaux.....	66
Figure 3.7 : Variation de la puissance active instantanée.....	68

Figure 3.8 :Variation de la puissance réactive instantanée.....	68
Figure 3.9 : Contrôleur à hystérésis de la puissance active à quatre niveaux.....	70
Figure 3.10 : Schéma du DPC implanté dans Simulink.....	74
Figure 3.11 : Résultats de simulation.....	83

Liste des Tableaux :

Tableau 2.1 : Position du vecteur tension.....	33
Tableau 2.2 : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interr.....	35
Tableau 2.3 : Signes de pente de la puissance active et réactive pour tous les secteurs.....	37
Tableau 2.4 : Table de commutation pour le redresseur DPC de MLI.....	38
Tableau 2.5 : Paramètres du redresseur MLI triphasé à deux niveaux.....	41
Tableau 3.1 : Réalisation des différents niveaux pour le redresseur NPC à trois niveaux.....	53
Tableau 3.2 : Tableau d'excitation associée à la commande complémentaire.....	54
Tableau 3.3 : Etat de commutation pour chaque bras.....	57
Tableau 3.4 : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les 27 états des interrupteurs.....	61
Tableau 3.5 : Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants.....	63
Tableau 3.6 : Impacts des puissances actives et réactives dans le secteur.....	69
Tableau 3.7 : Table de commutation conventionnelle de la DPC.....	71
Tableau 3.8 : Nouvelle table de commutation DPC ($S_{vdc} = 1$).....	72
Tableau 3.9 : Nouvelle table de commutation DPC ($S_{vdc} = 0$).....	72
Tableau 3.10 : Les paramètres du système.....	75

Introduction générale

Introduction générale

L'innovation technologique majeur pour les véhicules routiers est l'introduction partielle ou totale de l'électricité dans la motorisation des véhicules, que ce soit pour les chaînes de traction, avec la technologie d'intégration des convertisseurs de puissance, pour le stockage d'énergie avec les batteries de puissance et les supercondensateurs ou pour les générateurs avec l'industrialisation de la pile à combustible. [1,2]

Pour répondre à la sévèrisation des normes d'émission de polluants, l'industrie de l'automobile est amenée à envisager de nouvelles structures de la chaîne de traction pour les véhicules électriques. Le nombre d'études sur les véhicules électriques a augmenté de façon significative.

Actuellement, les progrès technologiques et les contraintes des convertisseurs dans le domaine de la traction électrique conduisent vers la conception de convertisseurs d'énergie de plus en plus compacte. Le nombre d'éléments électronique embarqués devient alors un paramètre crucial pour la réduction du volume.

L'introduction du système de traction électrique innovant permettra de participer à l'effort continu d'amélioration de l'offre en proposant les véhicules à accessibilité améliorée grâce au plancher bas intégral qu'autorise l'usage du moteur roue électrique et des convertisseurs électriques très intégrés. Mais aussi, elle permettra d'offrir plus de souplesse dans le mode d'alimentation des véhicules et un gain énergétique, grâce à des techniques innovantes de stockage d'énergie.

Ces dernières années plusieurs nouvelles topologies de redresseurs ont été développées et utilisées pour des applications à de rechargement de la batterie tel que le véhicule électrique [3,4]

Parmi les solutions de stockage de l'énergie électrique, l'utilisation des batteries des véhicules électriques est envisageable en raison d'une forte croissance de ces véhicules sur le parc automobile. L'énergie électrique doit pouvoir transiter du réseau électrique vers les batteries pour le stockage, mais elle doit également assister le réseau pendant les fortes demandes d'électricité. Le concept de réseau électrique « intelligent » ou « smart grid » répond à tous ces enjeux en proposant, entre autres, deux concepts « vehicle to grid » (V2G) et « vehicle to home » (V2H) permettant une gestion « intelligente » de l'électricité. Ces concepts impliquent une modernisation du réseau électrique et un déploiement important d'infrastructures intégrant notamment des bornes de recharge [5].

Introduction générale

En plus de charger la batterie VE, le V2G permet une interaction entre les propriétaires de VE et le service public pour permettre l'injection de puissance dans le réseau électrique selon le calendrier et les taux de puissance prédéfinis. L'interaction entre le véhicule électrique et le réseau électrique peut présenter divers avantages à la fois pour le fournisseur d'électricité et les propriétaires de VE. Du point de vue de l'utilité électrique, le concept V2G peut atteindre un niveau de charge, un support de puissance réactive, une régulation de puissance active, une amélioration de la stabilité et un filtrage harmonique. D'un autre côté, les propriétaires de véhicules électriques peuvent gagner des revenus supplémentaires en vendant de l'électricité au réseau [6].

De nombreuses stratégies de commande ont été proposées récemment dans la littérature pour ce type de convertisseur. Nous avons opté pour une méthode de contrôle connue sous le nom commande directe de puissance (DPC : Direct Power Control), basée sur la sélection directe de la séquence de commutation par le biais d'une table de commutation prédéfinie. Cette technique de contrôle doit assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de la tension continue et faibles taux de distorsion harmonique des courants du réseau électrique.

Pour mieux organiser notre tâche, nous avons divisé notre travail en trois chapitres :

Le premier chapitre présente une revue détaillée sur les chargeurs de batteries des véhicules électriques ainsi que la technologie V2G. Il se termine par les différentes topologies des chargeurs des véhicules électriques, traditionnelles et modernes.

Dans la suite, on présentera (02) deux topologies de chargeur de batterie avec des structures basées sur un premier étage constitué de deux variantes de redresseurs à MLI, une première solution classique, en 2 deux niveaux de tension de sortie, alors que le second redresseur est une structure en multiniveaux NPC (3 niveaux).

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéressons à la modélisation du circuit de puissance du convertisseur AC-DC utilisé dans les bornes de recharge des véhicules électriques, redresseur MLI à deux niveaux. Ensuite, nous établirons la commande directe de puissance DPC, basée sur le contrôle direct de puissance active et réactive instantanées. Elle consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation basée sur l'erreur de puissance active et réactive ainsi que sur la position angulaire de la tension de ligne.

Dans le troisième et dernier chapitre, une stratégie de contrôle direct de puissance est proposée pour la commande d'un redresseur MLI triphasé à trois niveaux de structure NPC utilisé dans une application de chargeur de batterie bidirectionnel d'un véhicule électrique (chargeur à absorption sinusoïdale). Ensuite, nous allons évaluer cette structure en termes d'émission d'harmoniques sur le réseau électrique AC. Ce chapitre s'achèvera par une simulation numérique de la commande étudiée, des résultats et des conclusions sont tirées.

Finalement, notre travail s'achèvera par une conclusion générale.

Chapitre 1

Technologie véhicule-réseau
vehicle-to-grid (V2G).

1.1 Introduction

V2G (Véhicule-to-grid) désigne un système où des véhicules électriques rechargeables, tels que les véhicules électriques à batterie (BEV), les véhicules hybrides rechargeables (PHEV) ou les véhicules électriques à pile à combustible à hydrogène (FCEV) peut se recharger, mais peut aussi re-distribuer son énergie électrique dans le réseau, alimentant le domicile du propriétaire et lui faisant gagner de l'argent.

L'électricité est principalement injectée dans le réseau par un système renouvelable – par exemple un parc éolien – et stockée dans le conteneur de stockage d'énergie.

En termes simples, lorsqu'un véhicule électrique est branché, il peut se recharger ou décharger de l'électricité dans le réseau électrique. Cela peut servir, par exemple, lors des pics de consommation. Ce processus permettra aux propriétaires de voitures électriques de vendre de l'énergie au réseau. Les services publics pourraient aussi utiliser des voitures électriques comme une source de "sécurité" si la demande augmente.

La technologie "véhicule-to-grid (V2G)" ou V2G serait parfaite pour notre réseau national déjà sollicité. En équilibrant la charge des voitures électriques qui arrivent sur le marché dans les années à venir, le véhicule-to-grid (V2G) offre la possibilité de les intégrer facilement et en douceur. Avec un système intelligent, ils pourraient même aider à stabiliser le réseau et à réduire le besoin d'améliorer l'infrastructure du réseau actuel. Selon EDF, 50 % des véhicules stationnent en permanence au domicile et 69 % des véhicules restent garés au moins 6 heures par jour en moyenne sur un emplacement réservé.

Un véhicule électrique reste immobile pendant 95% du temps en moyenne. C'est une opportunité sans précédent pour les fournisseurs d'énergie qui ont ainsi un stock d'énergie disponible en cas de pic de consommation. Les constructeurs testent le véhicule-to-grid (V2G) en Europe Renault a commencé à tester le véhicule-to-grid (V2G) au Portugal et aux Pays-Bas sur une vingtaine de Renault Zoé Renault, Zoé Porto Santo.

Dans la petite île de Porto Santo, le test « Sustainable Porto Santo – Smart fossil free island » a commencé en 2018. Le constructeur automobile français Renault travaille avec l'entreprise locale Empresa de Eletricidade da Madeira (EEM) pour tester un écosystème électrique intelligent sur l'île. EEM est responsable de la production, du transport, de la distribution et de la vente d'énergie dans la région autonome de Madère, qui comprend les îles de Porto Santo et Madère. Parmi les autres

Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).

partenaires du projet figurent la société française Bouygues, le fournisseur allemand de solutions de recharge The Mobility House et la société suédo-suisse d'automatisation ABB. Ce programme vise à accélérer la transition énergétique et à réduire autant que possible l'empreinte carbone de l'île, et ce en se concentrant surtout sur la technologie V2G.

Pour que la transition énergétique puisse réellement se concrétiser, il est indispensable que se développent des solutions de stockage à grande échelle afin de pallier la variabilité du vent et du soleil. Une partie de la solution pourrait venir de la multiplication des voitures électriques, dont chacune renferme une quantité d'énergie précieuse qui pourrait venir ponctuellement en aide au réseau. En France, RTE vient de certifier la technologie V2G (Vehicle-to-Grid) qui rend cette solution possible.

1.2 Le V2G (vehicle-to-grid) chez soi

Les conducteurs de voitures électriques peuvent constituer un obstacle en soi à cette technologie. Afin de pouvoir utiliser celle-ci, les utilisateurs devront constamment indiquer l'heure à laquelle ils quittent leur domicile. Cela signifie qu'ils devraient être prêts à sacrifier un peu de flexibilité. En ajoutant les différentes contraintes des voitures électriques, cela peut freiner certains automobilistes. Cela nous amène aussi au souci de la protection de la vie privée : a-t-on réellement envie de communiquer à quel moment nous rentrons chez nous ? À quel moment nous nous absentons ? Ce sont des questions que l'on doit se poser avant de vulgariser l'utilisation de cette technologie.

Les conducteurs de véhicules électriques devraient pouvoir adapter autant que possible les réglages à leurs préférences personnelles. Ils devraient aussi avoir la possibilité d'interrompre inopinément la recharge s'il s'avère qu'ils ont besoin de la voiture.

Il faudrait aussi que l'incitation financière soit forte afin de compenser le manque de flexibilité actuelle de la technologie.

1.3 Le vehicle-to-grid au bureau

Une opportunité plus évidente est l'utilisation du V2G au sein de bureaux. Compte tenu des limites de l'utilisation du vehicle-to-grid chez soi, nous pourrions penser à une utilisation plus pragmatique. Au sein de l'environnement de travail, il faut de l'énergie la journée pour alimenter les bureaux. Et c'est exactement à ce moment que les véhicules sont stationnés et non utilisés. Ils pourraient dans ce cas stocker et fournir de l'énergie pour alimenter les bureaux.

Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).

Bien que les applications Véhicule vers la maison et Véhicule vers le bureau puissent avoir une structure très similaire – les deux impliquent un microsystème fermé – il existe des différences significatives. Le premier est la consommation d'énergie et la disponibilité de la voiture électrique.

Dans le monde du travail, la demande d'énergie est la plus forte pendant la journée. C'est pile au moment où la plupart des véhicules d'entreprise sont stationnés à l'extérieur. Ils sont donc disponibles pour stocker ou fournir de l'énergie (par exemple l'énergie solaire). Cela permet de faire face aux pointes de l'offre et de la demande d'électricité.

Ce n'est pas le cas dans une maison. Le véhicule n'est généralement pas stationné la journée, tandis qu'elle pourrait stocker le maximum d'énergie (par exemple dans le cas d'énergie solaire). Lorsque les gens rentrent chez eux, la demande d'énergie augmente, mais la voiture doit aussi se recharger. Il n'y a de ce fait pas d'excédent à fournir. L'offre et la demande ne sont pas aussi bien alignées dans ce cas de figure.

1.4 Une réelle opportunité pour les entreprises

La question de l'énergie devient de plus en plus urgente pour les entreprises. On peut déjà faire pas mal de choses avec la charge intelligente ; mais il est possible d'en faire encore plus avec le vehicle-to-grid (V2G).

Le processus devient encore plus intéressant avec une large flotte de voitures électriques. Le vehicle-to-grid (V2G) permettra d'échanger une plus grande quantité sur le marché de l'énergie (ou de mandater quelqu'un pour l'échanger). Il est plus facile de prédire la disponibilité des voitures et de leurs batteries – ou peut-être même de les contrôler.

La combinaison de tous ces facteurs – les opportunités sur le marché de l'énergie, l'augmentation du rendement des panneaux solaires et une utilisation plus intelligente et plus efficace de l'énergie – signifie que "Vehicle-to-Office" est pour l'instant la solution qui a le plus de potentiel parmi toutes les applications du V2G.

1.5 Quel est l'impact du V2G sur la durée de vie des batteries ?

« Le V2G et le contrôle intelligent de la charge des batteries peuvent en fait augmenter la durée de vie des batteries. »

Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).

Selon Ian Cameron, responsable innovation, UK Power Networks, la voiture électrique est une opportunité. Certains automobilistes hésitent en effet à passer à la voiture électrique du fait de la pollution.

On à savoir : même en consommant des énergies polluantes (comme le charbon par exemple) la voiture électrique reste moins polluante qu'un véhicule thermique.

Le V2G ne change rien à la production de batterie, mais il permet de rallonger leur durée de vie. En rallongeant la durée de vie des batteries, les effets néfastes de la production de batteries sont alors lissés dans le temps. En outre, nous aurons ainsi moins besoin d'en produire, ce qui laissera du temps pour trouver des solutions de production plus durables.

Il faut aussi bien noter que les voitures électriques sont relativement jeunes sur le marché. Plus il y aura de véhicules électriques sur le marché, meilleures seront les technologies. Nous nous orientons donc bel et bien vers des véhicules encore moins polluants.

1.6 Gestion des appels de puissance

La question que sous-tend un tel développement se pose moins en termes d'augmentation de la consommation annuelle qu'en termes de gestion des appels de puissance : dans un scénario de développement à 15 millions de véhicules, selon Enedis, si tout le monde rechargeait le soir au même moment, on verrait le besoin de puissance augmenter de 10,2 GW lors du pic de consommation quotidien, ce qui équivaut à la puissance d'une dizaine de réacteurs nucléaires.

1.7 Au secours du réseau

Mais la piste de la recharge intelligente semble plus prometteuse. Le V2G, ou 'vehicle-to-grid', est une solution véhicule-réseau qui autorise la voiture connectée à injecter dans le réseau une partie de l'énergie stockée dans ses batteries pour soutenir de manière ponctuelle le réseau public. Il s'agit d'autoriser le gestionnaire de réseau, lorsque la demande d'électricité est trop forte, à solliciter, auprès d'un parc de plusieurs milliers de véhicules électriques, la réinjection d'une petite quantité de l'électricité stockée afin de garantir la sécurité d'alimentation du système électrique.

La technologie V2G a suscité l'intérêt des utilisateurs d'électricité et des propriétaires de véhicules électriques en raison de ses avantages. Une bonne planification et la pleine participation de toutes les parties sont essentielles pour réaliser la mise en œuvre du concept V2G.

Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).

Le cadre du concept V2G implique plusieurs éléments importants, tels que les ressources énergétiques, le service public d'électricité, l'opérateur du système, l'agrégateur, les installations de charge de batterie bidirectionnelles, les installations de communication, la mesure intelligente et la gestion de la batterie[7] . La Figure 1.1 illustre les éléments V2G. La communication entre le VE individuel et l'opérateur du réseau électrique permet de transférer les informations et les commandes.

Le V2G unidirectionnel fait référence au flux de puissance unidirectionnel entre le réseau électrique et le véhicule électrique[6].Le V2G unidirectionnel a besoin de la participation des opérateurs de réseau pour contrôler et limiter le temps de charge, l'emplacement et le flux d'énergie pendant l'événement de charge VE[15] .Une nouvelle politique de l'électricité avec des tarifs d'énergie différents peut être introduite pour encourager la recharge hors pointe et éviter la recharge en pointe. La mise en œuvre de cette politique nécessite moins de coûts d'investissement. De plus, le V2G unidirectionnel n'introduira pas de stress supplémentaire sur la batterie et peut prolonger la durée de vie de la batterie. Le V2G unidirectionnel a également un fonctionnement simple, un faible coût d'investissement et une haute disponibilité car des chargeurs de batterie conventionnels peuvent être adoptés pour l'application de cette technologie.

Au contraire, le V2G bidirectionnel offre plus d'avantages techniques et financiers [15]. Un chargeur V2G bidirectionnel présente les mêmes avantages qu'un chargeur V2G unidirectionnel, et peut également permettre un niveau de charge, une prise en charge de la puissance réactive, une régulation de la puissance active et un filtrage harmonique [8] [1] [9]. En outre, un concept V2G bidirectionnel peut offrir plus de flexibilité au système pour alimenter le service public et offrir des avantages financiers importants au propriétaire du véhicule électrique.

La technologie V2G bidirectionnelle apporte une flexibilité pour contrôler et gérer le fonctionnement du système d'alimentation. Cependant, il existe certains obstacles et défis lors de la transition de la mise en œuvre de V2G. L'un des obstacles est le problème de dégradation de la batterie [15] [16].

Le fonctionnement V2G nécessite de charger et décharger fréquemment la batterie VE, mais la batterie rechargeable VE a un cycle de vie de charge et de décharge limité. En dehors de cela, d'autres obstacles à la mise en œuvre de la V2G sont la nécessité d'une communication intensive entre le réseau électrique et les véhicules électriques, le renforcement du système électrique, un investissement élevé dans les installations V2G et les obstacles sociaux [7]. Ces obstacles peuvent être résolus par une stratégie, une infrastructure et des normes V2G bien planifiées.

1.8 Revue des chargeurs de batterie pour véhicule électrique

Les différents scénarios de recharges exigent que les structures d'électronique de puissance soient capables de s'adapter facilement à la source d'énergie disponible. En effet, plusieurs types de recharge peuvent être classés suivant leur durée et la puissance de la source. On distingue deux principaux types de chargeurs, la première catégorie concerne les chargeurs de moyenne puissance (en générale 3kW), on parle alors de chargeur lent. Le second type est réservé aux recharges de fortes puissances (supérieures à 10kW), ils sont qualifiés de chargeurs rapides. Il est à noter que les chargeurs lents sont généralement embarqués au sein du véhicule, alors que les chargeurs rapides jouant un rôle de stations de services se trouvent à l'extérieur sous forme bornes de recharge [14]. Les structures de chargeurs sont diverses et variées, mais elles peuvent classer dans deux catégories, qui sont les unidirectionnelles et les bidirectionnelles. Les chargeurs unidirectionnels permettent l'acheminement de l'énergie de la source vers la batterie, mais en aucun cas le réseau pourrait recevoir l'énergie de la batterie.

L'installation du chargeur du véhicule électrique varie selon le sens du flux de l'énergie et de la densité volumique. Nous pouvons trouver des chargeurs on-board (installés à l'intérieur du véhicule) et off-board (installés dans la borne de charge). En outre, le processus de chargement du véhicule électrique pourrait être unidirectionnel ou bidirectionnel muni des équipements isolés et non isolés [20]

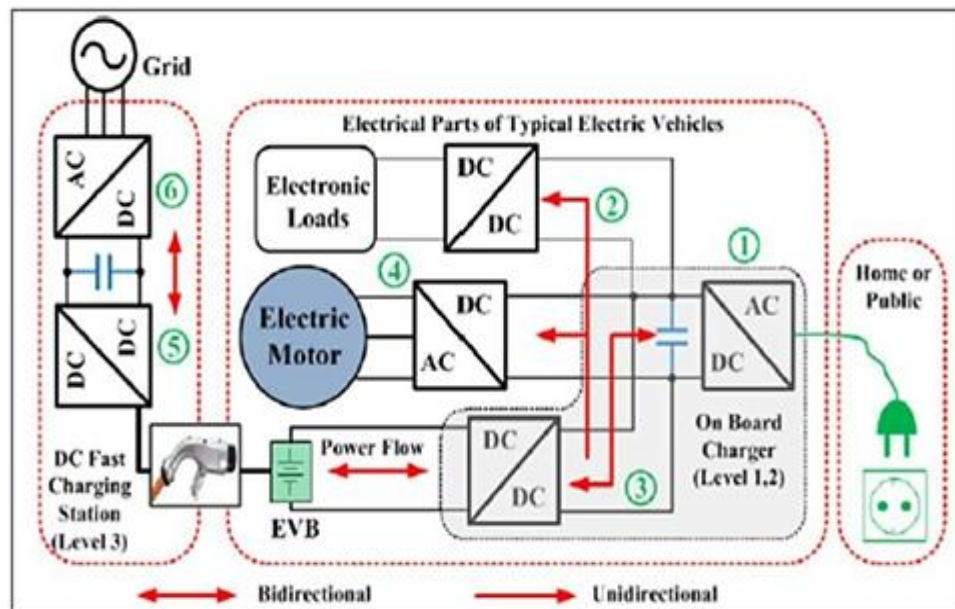


Figure 1.1 Différentes parties électriques des véhicules électriques[22].

Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).

Le chargeur de batterie du VE transforme le courant alternatif du réseau en un courant continu injecté dans la batterie VE. Il est installé soit on-board, soit à l'extérieur off-board, comme décrit aux Figures 1.2 et 1.3. Le chargeur embarqué limite le poids, l'encombrement et le coût en énergie. Il est conçu pour les niveaux de charge 1 et 2. En revanche, il est conçu pour charger les véhicules électriques partout où une source d'alimentation appropriée est disponible à la maison ou en public. Cependant, le chargeur externe est moins contraint par sa taille et son poids et convient à la charge de niveau 3 appelée charge rapide.

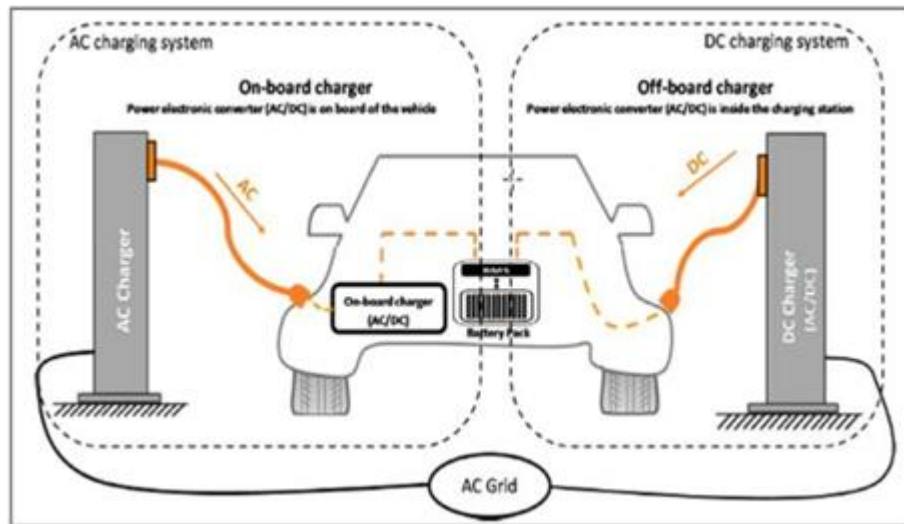


Figure 1.2 Emplacement du chargeur de véhicule électrique[23].

1.9 Flux de puissance entre le réseau et le véhicule

En fonction de l'état de charge de la batterie SOC, des exigences du client et de la fonctionnalité du chargeur (charge/décharge), on peut choisir de charger ou de décharger la batterie de véhicule électrique, Figure 1.4.

La charge unidirectionnelle est le processus de charge typique qui consiste à transmettre l'énergie du réseau vers la batterie. Ce processus de charge limite les exigences matérielles et simplifie les problèmes d'interconnexion en utilisant simplement un pont de diodes, un filtre et un convertisseur DC-DC ou bien en adoptant d'autres topologies. Pour charger un véhicule électrique, ce processus est appelé réseau au véhicule (G2V). Le processus de charge bidirectionnelle prend en compte la charge du VE à partir du réseau, l'injection d'énergie de la batterie dans le réseau, la stabilité de la puissance avec une conversion de puissance adéquate et doit surmonter la dégradation de la batterie avec des mesures de sécurité étendues. Les chargeurs bidirectionnels peuvent être soit non isolés, ce qui n'est pas recommandé en raison de leur poids et de leur coût, soit des chargeurs

Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).

isolés qui fournissent une densité de puissance élevée et un contrôle rapide[4]. En mode de charge VE, un convertisseur bidirectionnel AC/DC redresse le courant alternatif en courant continu. En mode de décharge du véhicule électrique, le convertisseur bidirectionnel AC/DC inverse l'alimentation en courant continu de la batterie du véhicule électrique en courant alternatif et s'injecte dans le réseau électrique. D'autre part, le convertisseur DC/DC est chargé de contrôler le flux de puissance bidirectionnel à l'aide de la technique de contrôle de courant continu.

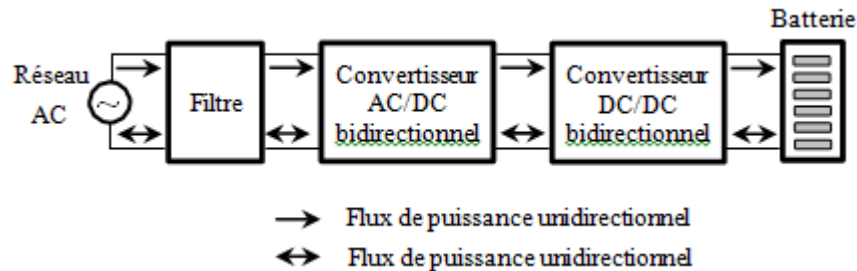


Figure 1.3 : Flux de puissance unidirectionnel et bidirectionnel [20]

Pour protéger le réseau électrique et les convertisseurs électroniques de puissance, on doit limiter la taille des filtres passifs et les réduire à une simple inductance montée en série avec les convertisseurs électroniques de puissance ou bien utiliser le concept des convertisseurs sans filtre ajouté[24].

1.10 Topologies du chargeur de batterie du véhicule électrique

Le chargeur du VE est placé entre le réseau et la batterie, assurant ainsi la conversion et le contrôle de l'alimentation. La Figure 1.5 illustre la configuration générale du chargeur de batterie du VE. Il est composé d'un convertisseur AC/DC suivi d'un convertisseur DC/DC. Le rôle du convertisseur AC/DC est de maintenir une tension de bus continu constante avec un facteur de puissance élevé. De l'autre côté, le convertisseur DC/DC est responsable de charger la batterie selon une technique de charge spécifique tout en garantissant un fonctionnement sûr de la batterie en communiquant avec le système de gestion de batterie (BMS).

Deux topologies de redresseurs à MLI sont étudiées: la première solution plutôt classique, en 2 deux niveaux de tension de sortie, alors que la seconde est une structure en multiniveaux NPC (3 niveaux).

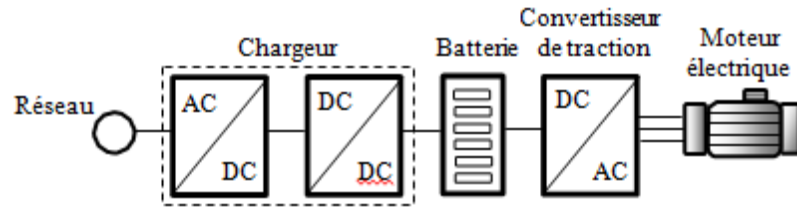


Figure 1.4 Configuration générale du chargeur de batterie du VE

a. Différentes structures de convertisseurs de puissance AC/DC utilisées dans les chargeurs de batteries

Selon les niveaux de puissance, les topologies d'un convertisseur AC/DC diffèrent. Ci- après, une classification des topologies pour les niveaux 1 et 2, et pour les topologies de charge rapide hors niveau 3[20] [22].

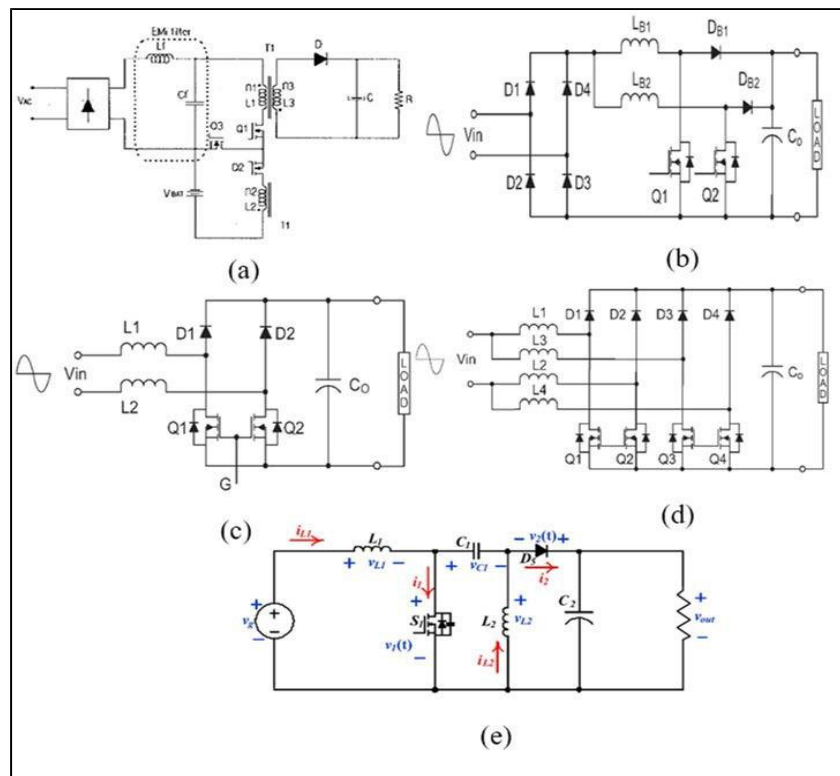


Figure 1.5 Convertisseurs AC/DC

Le développement des topologies adoptées des convertisseurs AC/DC est illustré dans la Figure 1.6. Le convertisseur à pont de diodes [26] illustré à la Figure 1.6 (a) redresse la tension d'entrée alternative AC en tension continue DC suivie d'une section boost. Pour améliorer la topologie précédente, vient le convertisseur élévateur entrelacé [27] illustré à la Figure 1.6 (b), en utilisant des semi-conducteurs en parallèles avec suppression des ondulations en sortie, ce qui réduit les

Chapitre 1 : Technologie véhicule-réseau vehicle-to-grid (V2G).

contraintes sur les condensateurs de sortie. Cette topologie est limitée à 3,5 kW. Cherchant à améliorer de plus les résultats et à réduire les problèmes, le convertisseur PFC boost sans pont[28] , Figure 1.6 (c), élimine la gestion de la chaleur dans le redresseur d'entrée et libère le besoin en redresseur en causant des interférences électromagnétiques élevées. En combinant les deux topologies précédentes, le convertisseur élévateur entrelacé et le convertisseur PFC boost sans pont, on obtient le convertisseur entrelacé sans pont[29], Figure 1.6 (d), qui réduit l'ondulation du courant de charge de la batterie et la taille de l'inductance. De plus, il convient aux puissances supérieures à 3,5 kW. Le convertisseur SEPIC [30], Figure 1.6 (e) (convertisseur inducteur primaire asymétrique), vient pour remplacer le PFC boost entrelacé dans le convertisseur AC/DC et améliore l'efficacité de l'étage LLC en offrant une plage ultra large au lien avec le bus de tension. Il est contrôlé pour fonctionner à une fréquence proche de la fréquence de résonance.

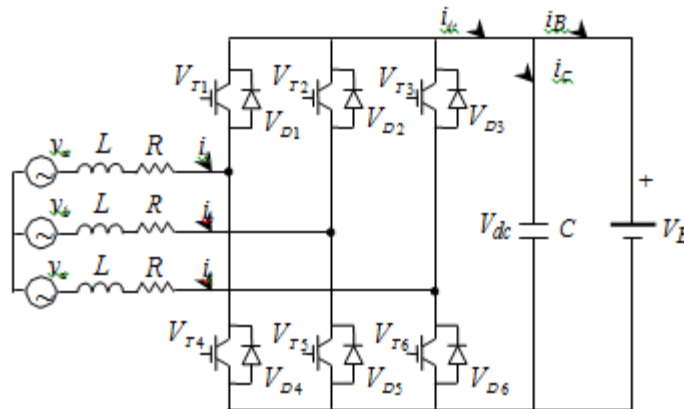


Figure 1.6 Redresseur élévateur triphasé

Une charge rapide signifie un transfert de densité de puissance élevé qui conduit à utiliser des topologies de convertisseur triphasé [22]. Une topologie de charge rapide simple avec redresseur élévateur triphasé alternatif/continu, Figure 1.7, convient si la tension de la batterie est supérieure à la tension du bus continu sinon, une implémentation d'un convertisseur DC/DC avec un convertisseur bidirectionnel abaisseur/élévateur [22] ou un convertisseur abaisseur/élévateur bidirectionnel entrelacé [32].

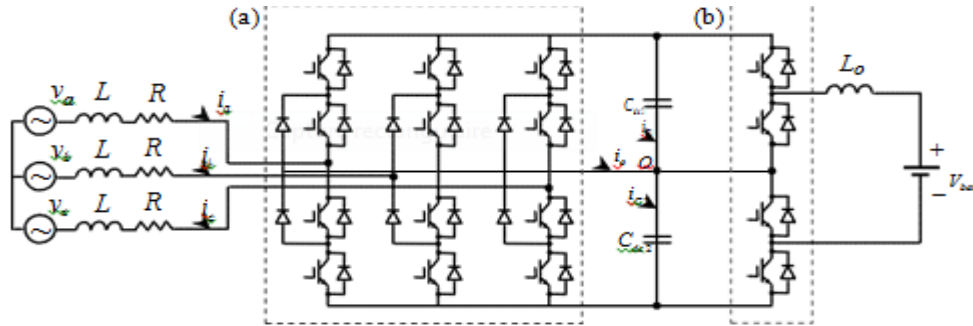


Figure 1.7 : (a) Convertisseur à verrouillage par diode à trois niveaux NPC

(b) Convertisseur DC/DC à trois niveaux

Parmi les topologies de convertisseurs AC/DC à charge rapide largement utilisées, on trouve les convertisseurs multiniveaux[33] qui présentent deux configurations: le convertisseur à verrouillage par diode à trois niveaux et le convertisseur DC-DC à trois niveaux, comme illustré à la Figure 1.7. Il présente la meilleure topologie pour les chargeurs de VE de troisième niveau (topologies en demi-pont et en pont complet) par sa qualité de puissance de haut niveau, son THD réduit, son facteur de puissance élevé, son bruit et ses perturbations électromagnétiques réduits, une tension de sortie régulée en courant continu sans ondulation.

1.11 Conclusion

Ce chapitre présente une revue des chargeurs de batterie des véhicules électriques, de point de vue emplacement du chargeur, sens de circulation de l'énergie en passant par différentes techniques de structures de charge. Ensuite, une étude détaillée des topologies des convertisseurs les plus adéquates à l'application charge de batterie pour VE est présentée. On a montré l'impact néfaste de l'interconnexion de plusieurs chargeurs sur le réseau électrique par l'intermédiaire des filtres passifs. Malgré que l'utilisation de ces derniers améliore la qualité de l'énergie. De plus, En se basant sur ces topologies : deux types de redresseurs à MLI, le premier type plutôt classique, en 2 deux niveaux de tension de sortie, alors que le second est une structure en multiniveaux NPC (3 niveaux). Dans ce qui suit, on va opter pour une méthode de contrôle connue sous le nom commande directe de puissance. Cette dernière doit assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de la tension continue et faibles taux de distorsion harmonique des courants du réseau électrique.

Chapitre 2

**Modélisation et simulation de la
Commande DPC du redresseur à
MLI triphasé à deux niveaux**

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

2.1 Introduction

Depuis une dizaine d'années, des convertisseurs statiques non-polluants à facteur de puissance élevé ont commencé à apparaître sur le marché concernant surtout la conversion AC/DC. En effet, des changements ont été apportés sur les ponts redresseurs conventionnels modifiant leur structure ou leur système de commande afin de réduire leur injection de courants harmoniques dans le réseau. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC se distinguent par leur structure et par la manière de gérer les courants absorbés, ils sont répertoriés sous l'appellation de redresseurs à absorption de courant sinusoïdal [34]. Parmi ces structures, les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur Modulation de Largeur Implusion(MLI). Il est caractérisé par un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation[35] [36]. Outre l'absorption de courant sinusoïdal et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité, le redresseur MLI peut aussi fonctionner dans deux types de mode : redressement et régénération (fourniture de la puissance active au réseau). Cet avantage provient de sa capacité à contrôler l'écoulement de puissance active et réactive dans les deux directions sur un large spectre harmonique. Pour cette raison, le redresseur MLI est préféré pour les applications fonctionnant fréquemment en mode de régénération, telles que les chargeurs de batteries bidirectionnels pour les véhicules électriques (VE) et les entraînements électriques surtout à courant alternatif où le redresseur fait partie du variateur de vitesse (convertisseur de fréquence) [37, 38].

Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur MLI telles que : la commande par orientation de la tension (VOC) et la commande par orientation du flux virtuel (VFOC) et la commande directe de puissance (DPC) [36,39,41]. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent.

Dans la première partie de ce présent chapitre, nous nous intéressons à la modélisation des différents blocs constituant le convertisseur AC-DC, redresseur MLI à deux niveaux. La deuxième partie a été consacrée à l'étude de la stratégie de commande du redresseur MLI triphasé, appelée la commande directe de puissance (DPC). Le chapitre sera finalisé par des résultats de simulation avec interprétations et conclusion.

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

2.2 Modèle du redresseur MLI

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue du redresseur. Dans cette étude, on considère le cas idéal d'un redresseur triphasé qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. Nous avons opté pour une méthode de modélisation à topologie variable, celle-ci consiste à considérer les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possibles : fermé et ouvert [37][38] [41] [42] [43] .

La topologie du redresseur MLI à source de tension bidirectionnelle triphasée est illustrée à la Figure 2.1. Le VSR (voltage-source MLI rectifier) est connecté à la source de tension alternative triphasée via un lissage et une résistance interne. On suppose qu'une charge résistive pure est connectée au condensateur à liaison continue.

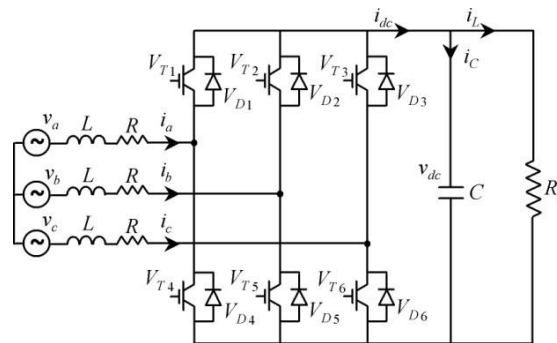


Figure 2.1 : Topologie du redresseur triphasé MLI à deux niveaux

A partir du schéma de la Figure 2.1, on peut déduire les équations du système.

- **Réseau**

Le réseau électrique triphasé est modélisé par une source de tension sinusoïdale triphasée :

$$\begin{cases} v_a = V_m \sin(\omega t) \\ v_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c = V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (2.1)$$

- **Filtre**

Le filtre est modélisé par une inductance parfaite L en série avec une résistance R.

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

- Redresseur MLI

En appliquant la loi des mailles sur les trois phases :

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{ra} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{rb} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{rc} \end{cases} \quad (2.2)$$

Les tensions à l'entrée du redresseur MLI v_{ra} , v_{rb} , v_{rc} sont reliées avec la tension de sortie v_{dc} par :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

Avec S_i est l'état de l'interrupteur K_i , supposé parfait, telle que le i ème bras de redresseur.

a) $S_i = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert.

b) $S_i = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé. Le courant à la sortie du redresseur est donné par :

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (2.4)$$

Substituant les équations de (2.3) dans (2.2), on obtient :

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + \frac{-S_a + 2S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{-S_a - S_b + 2S_c}{3} v_{dc} \end{cases} \quad (2.5)$$

Par l'application de la 2ème loi de Kirchhoff, on obtient :

$$i_{dc} = i_c + i_l \quad (2.6)$$

$$\text{ou } i_c = i_{dc} - i_l \rightarrow C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \quad (2.7)$$

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Le modèle du redresseur MLI dans le repère (a, b, c) est donné par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = v_a - Ri_a - \frac{S_b + S_c - 2S_a}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = v_b - Ri_b - \frac{S_a + S_c - 2S_b}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = v_c - Ri_c - \frac{S_a + S_b - 2S_c}{3} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (2.8)$$

Le modèle du redresseur MLI peut être présenté sous la forme généralisée suivante :

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = v_l - Ri_l - \left(S_l - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) v_{dc}, l = a, b, c \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} S_k i_k - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (2.9)$$

La puissance active instantanée et la puissance réactive côté réseau (AC) peuvent être calculées à partir de la tension et du courant du réseau qui vient des capteurs de mesures, selon l'équation (2.10) suivante :

$$\begin{cases} p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c \end{cases} \quad (2.10)$$

D'après le modèle de puissance du redresseur MLI, nous pouvons savoir que différents états de commutation ont des influences différentes sur la puissance active et réactive. Il est possible de sélectionner des états de commutation optimaux pour régler la puissance active et réactive.

2.3 Commande directe de puissance DPC

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par Ohnishi en 1991 [44] et développée ensuite par Noguchien 1998 [45] est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines à induction. Au lieu du flux et du couple les puissances active (p) et réactive (q) instantanées sont contrôlées. La Figure 2.2 montre le principe du contrôle direct de puissance (DPC classique) [37, 38].

Le contrôle direct de puissance (DPC) est basé sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive dans un redresseur MLI, le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

électriques alternatives. Les régulateurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis pour les erreurs des puissances active et réactive instantanées. La sortie des régulateurs avec le secteur où se trouve la position du vecteur de tension du réseau, constituent les entrées d'un tableau de commutation qui à son tour détermine l'état de commutation des interrupteurs. La référence de puissance active est obtenue à partir du régulateur de tension du bus continu [38].

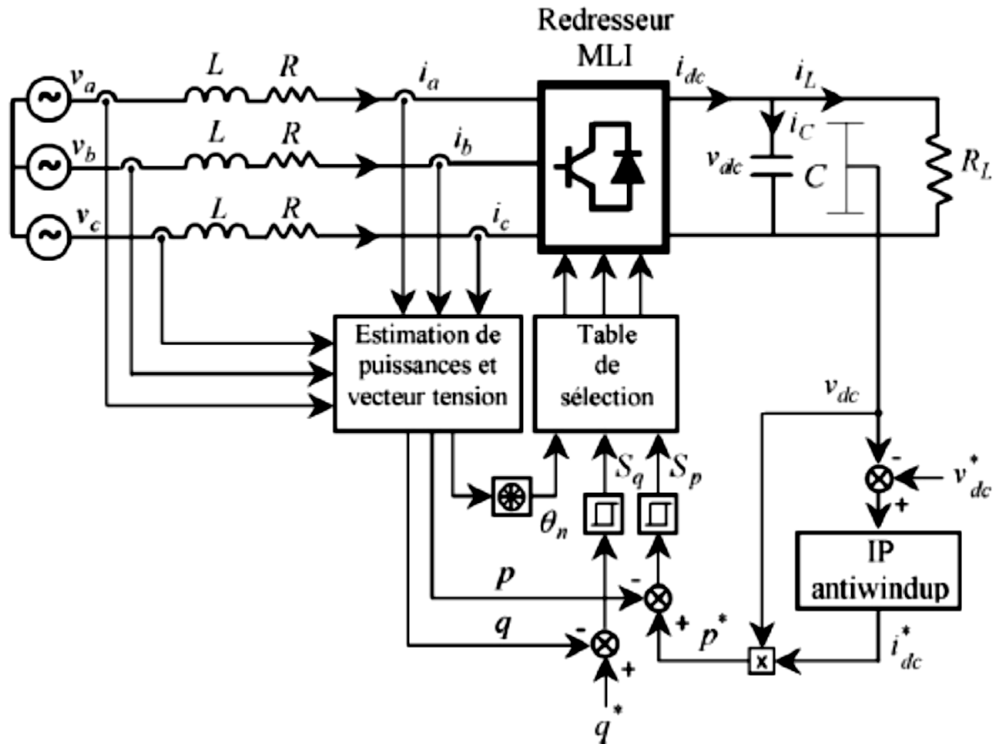


Figure 2.2 : Principe de la commande DPC

2.3.1 Commande directe de puissance basée sur l'estimation de la tension

La configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur MLI triphasé est montrée dans la Figure 2.2. La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande (une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur) à partir d'une table de commutation. Cette dernière est fondée sur les erreurs numérisées (S_p, S_q) des puissances active et réactive instantanées (erreurs entre les puissances active et réactive estimés et celles de référence), fournies par les régulateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur tension estimé. La référence de la puissance active est obtenue par la régulation de la tension continue. Tandis que le contrôle de la puissance réactive provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire[37][38] [44] [47] [48] [45].

2.3.2 Estimation des puissances instantanées et de la tension du réseau

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations[48] [49]:

$$p = i^t \cdot e = [i_a i_b i_c] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \quad (2.11)$$

$$q = \|i \times e\| \quad (2.12)$$

$$i \times e = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ i_a & i_b & i_c \\ e_a & e_b & e_c \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Tenant compte des relations suivantes:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (2.14)$$

$$e_a = \frac{1}{3}(e_{ab} - e_{ca})i_a \quad (2.15)$$

Le produit vectoriel devient alors :

$$i \times e = \frac{1}{3}[(e_b - e_c)i_a + (e_c - e_a)i_b + (e_a - e_b)i_c](\vec{i} + \vec{j} + \vec{k}) \quad (2.16)$$

Alors, la puissance réactive est exprimée par la formule ci-dessous:

$$q = \|i \times v\| = \frac{1}{\sqrt{3}}[(v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b + (v_a - v_b)i_c] \quad (2.17)$$

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Les puissances instantanées active et réactive peuvent être estimées sans mesure des tensions du réseau. Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants absorbés, la mesure de la tension du bus continu, et sur les états des interrupteurs. Elles sont données comme suit :

$$\hat{p} = L \left[\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right] V_{dc} (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) \quad (2.18)$$

$$\hat{q} = \sqrt{3}L \left[\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right] - \frac{1}{\sqrt{3}} V_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \quad (2.19)$$

Pour calculer la position du vecteur des tensions dans le plan α - β , les valeurs des composantes e_α et e_β peuvent être aussi estimées à partir des puissances instantanées et des courants absorbés, en utilisant la relation ci-après:

$$\begin{bmatrix} \hat{e}_\alpha \\ \hat{e}_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

2.4 Principe de la commande directe de puissance

La stratégie de commande directe de puissance (DPC) a été proposée par Noguchi[45] . La structure globale du DPC appliqué au pont redresseur à MLI triphasé est illustrée sur la Figure 2.2. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées active et réactive qui sont les grandeurs contrôlées, il n'y a pas de bloc MLI et de boucle interne de contrôle de courant. Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs, e_p et e_q , entre les références des puissances active et réactive (p^* et q^*) et les valeurs réelles (p et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau (e_α, e_β). Les puissances active et réactive instantanées sont comparées à une valeur de référence. La puissance active de référence est calculée à partir de la sortie du régulateur de tension du bus continu V_{dc} et la référence de la puissance réactive est mise à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire. Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en douze secteurs égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la Figure 2.3. Chacune des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur, V_i , dont l'ensemble est représenté sur la Figure 2.2[37] [38] [42] [46].

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Pour toute structure du DPC, le contrôle de la tension du bus continu, V_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du DPC est de permettre au redresseur à MLI d'échanger avec le réseau des puissances instantanées actives et réactive constantes, tout en garantissant un contrôle découplé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active, p^* , est fournie par le régulateur IP de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive, q^* , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire [37] [38] [46].

2.4.1 Calcul des puissances instantanées

Pour étudier la stratégie de contrôle directe de puissance (DPC), la théorie des puissances instantanées est utilisée pour calculer les valeurs instantanées des puissances active et réactive. Les valeurs instantanées des tensions et des courants triphasés sont respectivement e_a, e_b, e_c et i_a, i_b, i_c . Après la transformation de Clark, on obtient les tensions e_α, e_β et les courants i_α, i_β sous le système de coordonnées stationnaires biphasées $\alpha\beta$. On sait que pour un système triphasé, la puissance active instantanée p est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive q est définie par le module de leur produit vectoriel. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations[37, 38] [46]:

$$\begin{cases} p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha \end{cases} \quad (2.21)$$

L'erreur de la puissance active Δp est la différence entre la valeur de la puissance active p^* désirée et la valeur réelle de la puissance active p :

$$\Delta p = p^* - p \quad (2.22)$$

L'erreur de la puissance réactive Δq est liée à la différence entre la valeur de puissance réactive désirée q^* et à la valeur de puissance réactive réelle q :

$$\Delta q = q^* - q \quad (2.23)$$

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

2.4.2 Régulateur à hystérésis

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes S_p et S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous :

$$p_{ref} - \hat{p} \geq h_p \quad S_p = 1$$

$$p_{ref} - \hat{p} \leq h_p \quad S_p = 0 \quad (2.24)$$

$$q_{ref} - \hat{q} \geq h_q \quad S_q = 1$$

$$q_{ref} - \hat{q} \leq h_q \quad S_q = 0$$

Où h_p et h_q sont les écarts des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

2.4.3 La position angulaire du vecteur tension

La phase du vecteur tension du réseau est convertie en signal numérisé θ_n (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composantes e_α et e_β , qui peuvent être calculées à partir de la transformation des tensions du réseau du plan triphasé abc au plan stationnaire

$(\alpha - \beta)$ [37, 38] [46]:

$$\theta_n = \arctan\left(\frac{e_\beta}{e_\alpha}\right) \quad (2.25)$$

A cet effet, les coordonnées stationnaires sont divisées en 12 secteurs pour optimiser les performances du contrôleur, comme il est montré sur la Figure 2.3. Les secteurs peuvent être numériquement exprimés comme suit :

$$(n - 2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n - 1)\frac{\pi}{6}, n = 1, 2, 3, \dots, 12 \quad (2.26)$$

La détermination de cet angle par le calcul de l'arctangente comme le montre l'équation (2.27) est erronée dans quelques cas. La valeur exacte de cet angle dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ peut être obtenue à partir de l'analyse présentée dans le Tableau 2.

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Vecteur tension		position θ_n
$e_\alpha > 0$	$e_\beta > 0$	$\arctan(e_\beta/e_\alpha)$
	$e_\beta < 0$	$\arctan(e_\beta/e_\alpha) + 2\pi$
$e_\alpha < 0$		$\text{Arctan}(e_\beta/e_\alpha) + \pi$
$e_\alpha = 0$	$e_\beta > 0$	$\pi/2$
	$e_\beta < 0$	$3\pi/2$

Tableau 2.1 : Position du vecteur tension

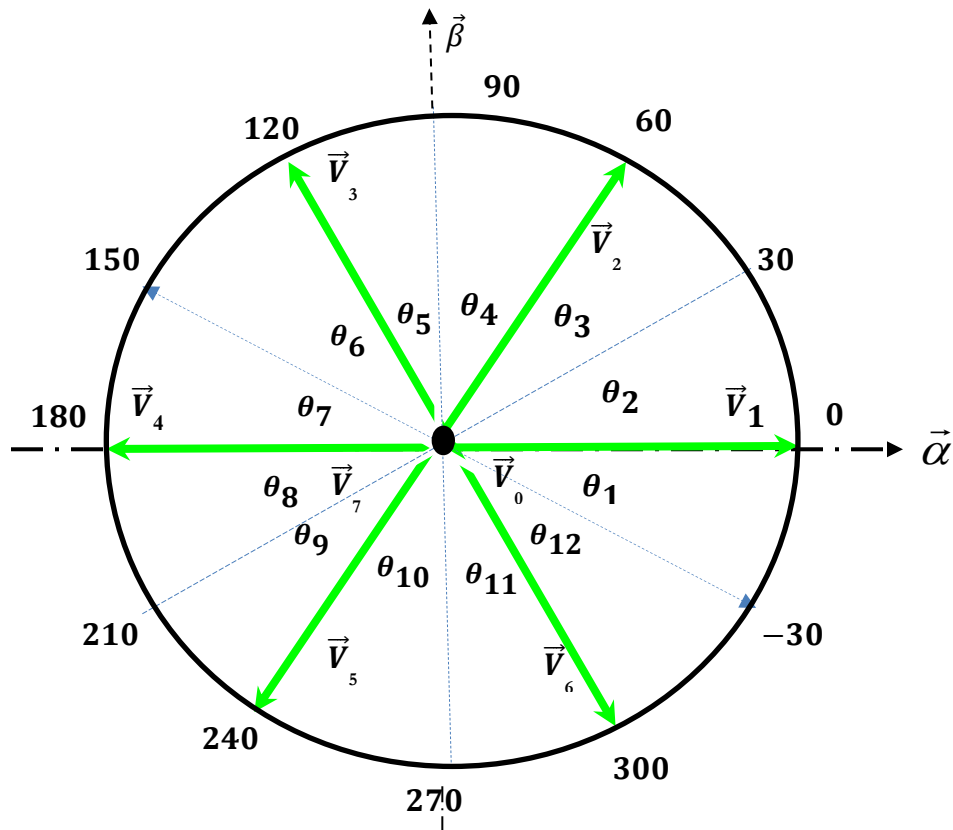


Figure 2.3: 12 Secteurs dans le Plan $-\alpha\beta$ [4, 9, 13]

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Le vecteur de tension à l'entrée du pont redresseur à MLI, V_s , dépend des états de commutation (S_a, S_b, S_c) des IGBTs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, il existe huit vecteurs de tension dont deux vecteurs nuls (v_0 et v_7) et six vecteurs non nuls ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire α - β comme le montre la Figure 2.3. Les six vecteurs non nuls divisent le plan α - β en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis. La Figure 2.4 montre qu'il existe seulement huit différentes combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur, c-à-d huit différents vecteurs de tension en fonction de la commande des trois bras du pont redresseur[51].

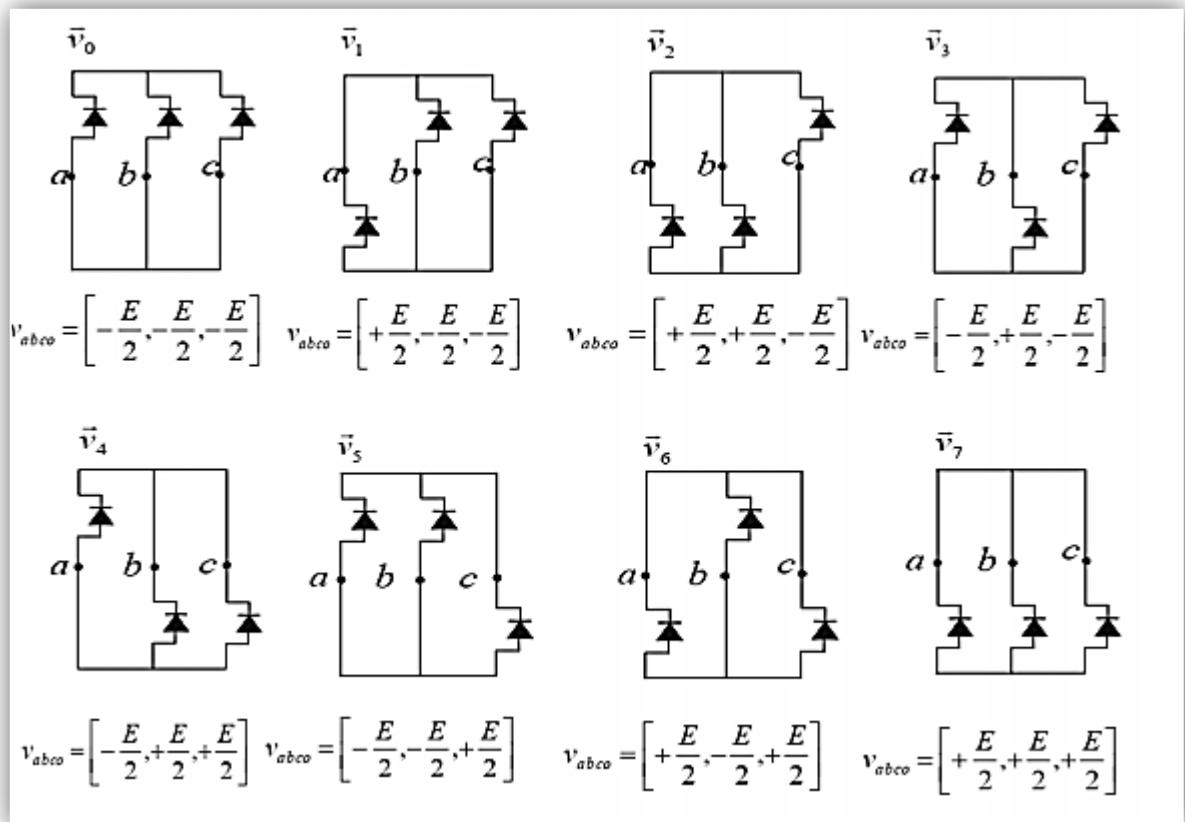


Figure 2.4 : Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs du pont redresseur.

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Le Tableau 2.2 indique les huit états possibles des interrupteurs de l'onduleur utilisé[46,51]

S_a	S_b	S_c	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{ra}	v_{rb}	v_{rc}	$v_{s\alpha}$	$v_{s\beta}$	\vec{v}_s
0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{v}_0
1	0	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{+2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$+\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\sqrt{3}}$	0	\vec{v}_1
1	1	0	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{+V_{dc}}{3}$	$\frac{+V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{+V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{+V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{v}_2
0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{+2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$\frac{+V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{v}_3
0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{+V_{dc}}{3}$	$\frac{+V_{dc}}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}V_{dc}}{\sqrt{3}}$	0	\vec{v}_4
0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{+2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{v}_5
1	0	1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{+V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{+V_{dc}}{3}$	$\frac{+V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	\vec{v}_6
1	1	1	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	$+\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	\vec{v}_7

Tableau 2.2 : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs

2.4.4 Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation

La nouvelle table de commutation est formée à partir de la sortie des deux contrôleurs d'hystérésis (S_p , S_q) et de la position angulaire θ_n du vecteur tension. $S_p = 1$ représente le besoin d'augmenter la puissance active, alors que $S_p = 0$ représente le besoin de diminuer la puissance active. De même pour le cas de S_q . En fonction des entrées S_p et S_q en même temps que l'information de secteur, le vecteur de tension d'entrée correct du redresseur peut être choisi pour décrire la commutation correspondante qui sera envoyée pour déclencher les IGBT du circuit principal[37, 42].

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Considérant que la valeur de R est suffisamment petite pour être négligée, la puissance active et réactive instantanée peut être réécrite comme suit:

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3V_M^2}{2L} - \frac{V_M v_{dc}}{L} \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1) \right] \\ \frac{dq}{dt} = -\frac{V_M v_{dc}}{L} \sin \left[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1) \right] + \omega p \end{cases} \quad (2.27)$$

Où $k=1,2,3,4,5,6$, correspondant au numéro de vecteur de tension sélectionné non nul.

La variation de la puissance active et de la puissance réactive en fonction de la position de la tension du réseau pour divers vecteurs de tension de redresseur est illustrée à la Figure 2.5.

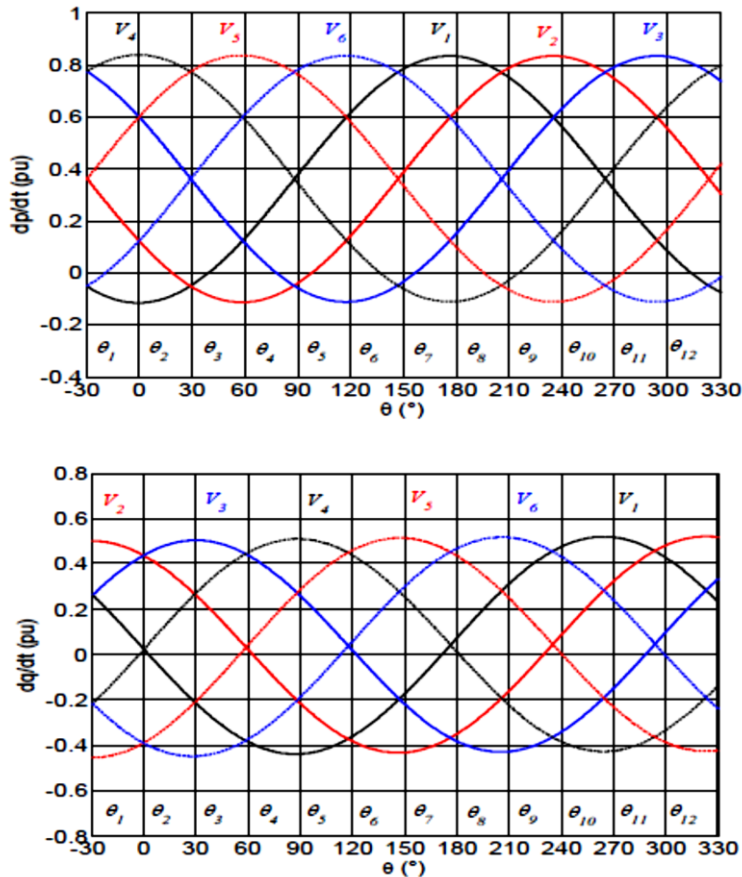


Figure 2.5 : Variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs de tension de redresseur[37] [42] [46].

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

Pour obtenir de meilleures performances du système, la table de commutation doit être synthétisée sur la base de la variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs de tension de redresseur dans chaque secteur, Figure 2.5. Les signes de pente de la puissance active et réactive sont illustrés dans le Tableau 2.3[37, 46].

Secteur	dp/dt		dq/dt	
	>0(Sp=1)	<0(Sp=0)	>0(Sq=1)	<0(Sq=0)
θ_1	V_2, V_3, V_4, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6
θ_2	V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6
θ_3	V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6
θ_4	V_1, V_4, V_5, V_6	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6
θ_5	V_1, V_4, V_5, V_6	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6
θ_6	V_1, V_2, V_5, V_6	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3
θ_7	V_1, V_2, V_5, V_6	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3
θ_8	V_1, V_2, V_3, V_6	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4
θ_9	V_1, V_2, V_3, V_6	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4
θ_{10}	V_1, V_2, V_3, V_4	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
θ_{11}	V_1, V_2, V_3, V_4	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
θ_{12}	V_2, V_3, V_4, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6

Tableau 2.3 : Signes de pente de la puissance active et réactive pour tous les secteurs.

Le nouveau tableau de commutation pour la DPC du redresseur à MLI peut être résumé dans le Tableau 2.4 Par exemple dans le première cas si $Sq = 0$ et $Sp = 1$, la méthode de sélection de vecteur

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

ce fait on choisi le vecteur commun entre les deux ligne (V_2, V_3, V_4, V_5) et (V_4, V_5, V_6) c'est V_4, V_5 . De façon que le vecteur qui diminuer la puissance réactive et augmenter la puissance active. Nous décidons cela à travers les courbes de variation de puissance[37] [46].

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4
	1	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

Tableau 2.4 : Table de commutation pour le redresseur DPC de MLI.

2.5 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur classique de type IP afin de corriger l'erreur entre la tension continue mesurée V_{dc} et sa référence V_{dc}^* . Le produit de la tension continue avec le courant continu de référence (la sortie du régulateur IP), donne la puissance active de référence p^* , comme il est montré sur la Figure 2.2. Elle est déduite comme suit :

$$p^* = V_{dc} \cdot i_{dc}^* \quad (2.28)$$

En appliquant la méthode de placement des pôles, et suite au calcul on obtient les paramètres du correcteur IP en fonction de l'amortissement ζ et la fréquence ω_N :

$$\begin{cases} k_p = 2\zeta\omega_N C \\ k_i = \frac{\omega_N}{2\zeta} \end{cases} \quad (2.29)$$

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

2.6 Résultats et discussion

Le modèle mathématique de la commande DPC du redresseur MLI triphasé à deux niveaux, basé sur les relations précédentes, et la technique de contrôle DPC, ont été implantés sur le logiciel MATLAB/Simulink. Le premier schéma de simulation est donné par la Figure 2.6 et les simulations ont été effectuées sur un redresseur MLI triphasé à deux niveaux afin de confirmer l'efficacité du DPC. Les principaux paramètres du circuit de simulation sont donnés dans le Tableau 2.5.

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

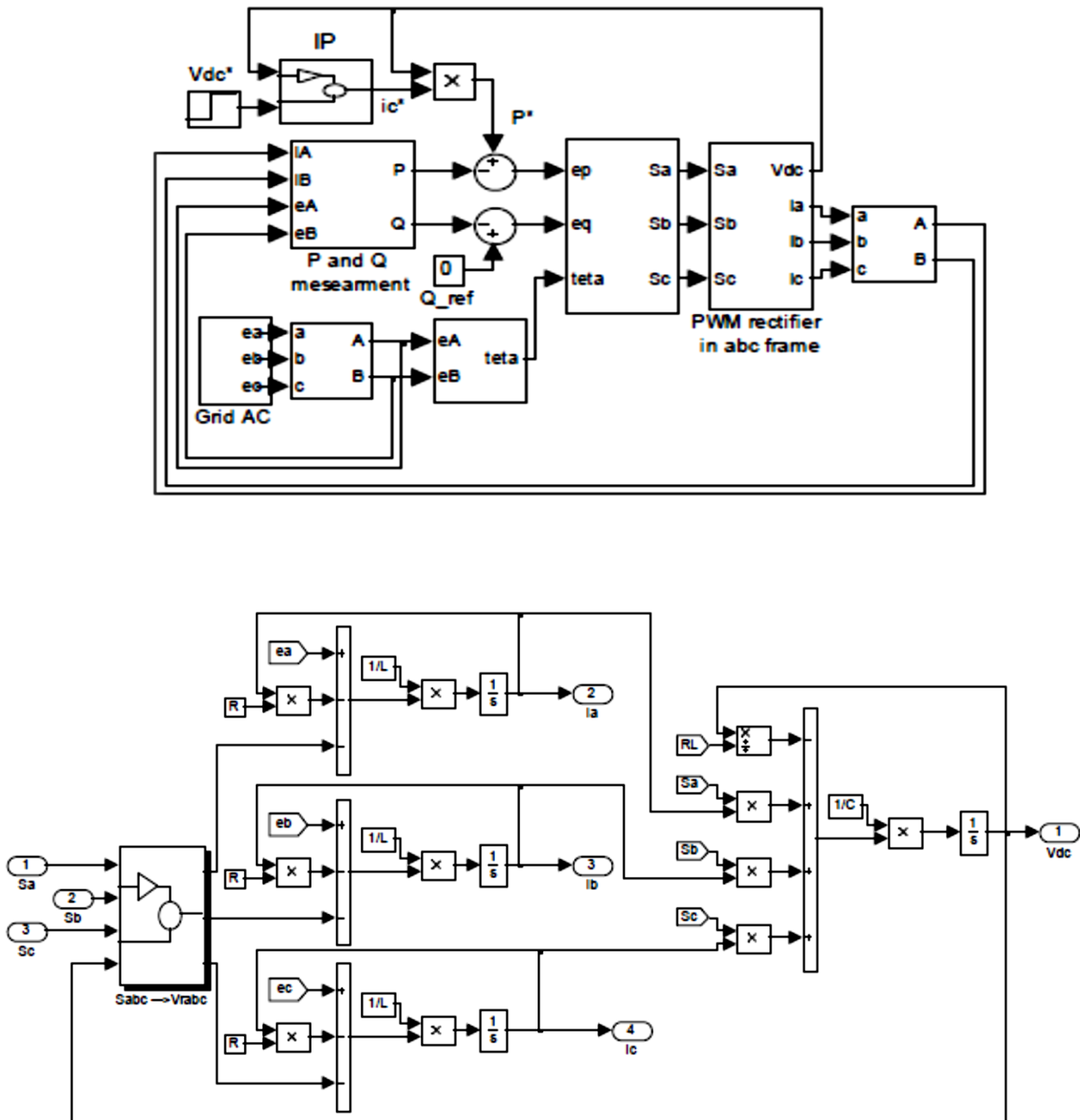


Figure 2.6 : Schéma de la DPC implanté dans Simulink.

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

réseau électrique	125v /f=50hz
Paramtres du filtre :	L=37mh /R=0.3 Ω
Résistance de la charge :	$R_L=450 \Omega$
Condensateur :	$C_{dc}=1100 \mu\text{F}$
Tension continue de sortie :	$V_{dc}=350\text{v}$

Tableau 2.5 : Paramètres du redresseur MLI triphasé à deux niveaux

Les Figures 2.7 représentent les résultats de simulation de la commande directe de puissance du redresseur MLI triphasé à deux niveaux avec la régulation de la tension du bus continu, pour à un échelon de tension suivi d'une variation de charge.

Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons appliqué une variation de la charge (augmentation et diminution) comme montrée sur la Figure 2.7 (9). L'influence de la variation de la charge sur le réglage de la tension du bus continu est illustrée par la Figure 2.7 (1). On remarque sur cette figure que la variation de la charge provoque des chutes de tension et le régulateur IP réagit instantanément au moment de ces variations et la tension Vdc suit parfaitement sa référence, Figure 2.7 (1). On constate alors un fonctionnement satisfaisant tant en régime transitoire qu'en régime permanent (erreur statique nulle) et le régulateur de la tension agit bien avec le contrôle DPC.

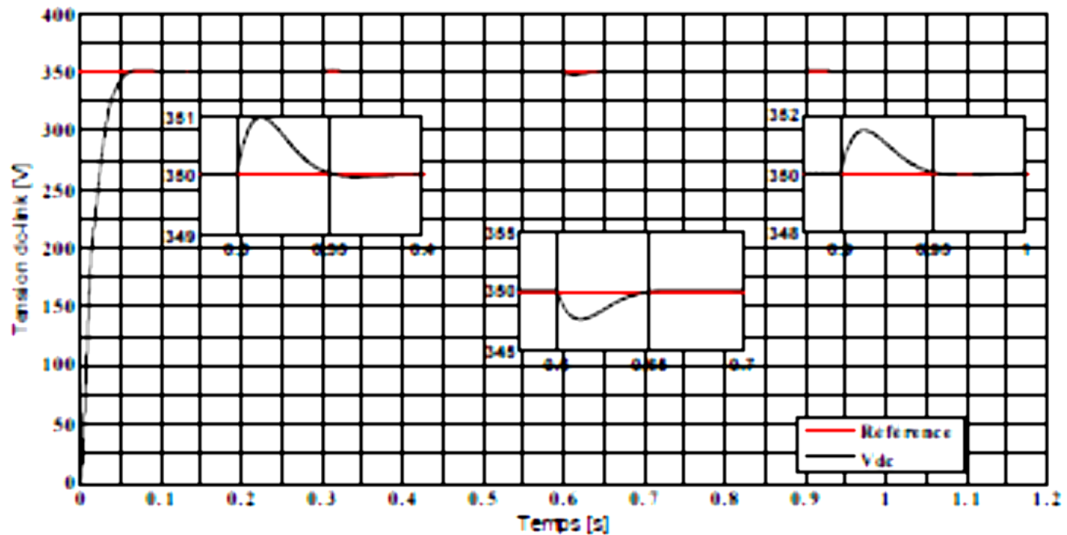
La puissance active présente en régime transitoire un accroissement oscillatoire puis elle descend vers sa valeur limite avec une ondulation remarquable en régime établi, Figure 2.7 (2). On remarque sur la Figure 2.7 (3) que la puissance réactive n'est pas perturbée lors de l'application de la charge et suit sa valeur de référence 0VAR, ce qui montre un bon réglage et un bon découplage entre la puissance active et réactive.

Les Figures 2.7(4) représentent les trois courants du réseau alternatif correspondant au fonctionnement considéré. Au début le courant fait apparaître un transitoire, puis une variation rapide lors de l'introduction de la perturbation (variation de la charge), Figure 2.7 (9). La Figure 2.7 (8) illustre le courant de charge i_L . Qui répond instantanément à la variation de la charge.

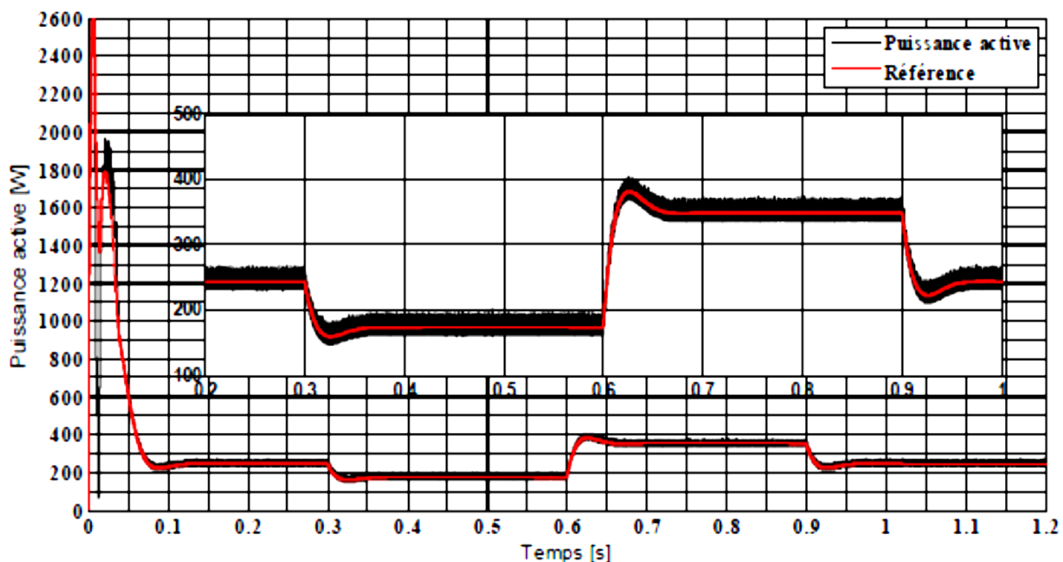
Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

La figure 3.7(7) montre que le courant de réseau ia est en phase avec sa tension ,ce qui donne un facteur de puissance unitaire.

Nous pouvons constater que le système se comporte convenablement vis-à-vis de la variation de la charge et offre un facteur de puissance unitaire et des courants de ligne sinusoïdaux des réseaux électriques qui circulent dans les trois phases alimentant le redresseur.

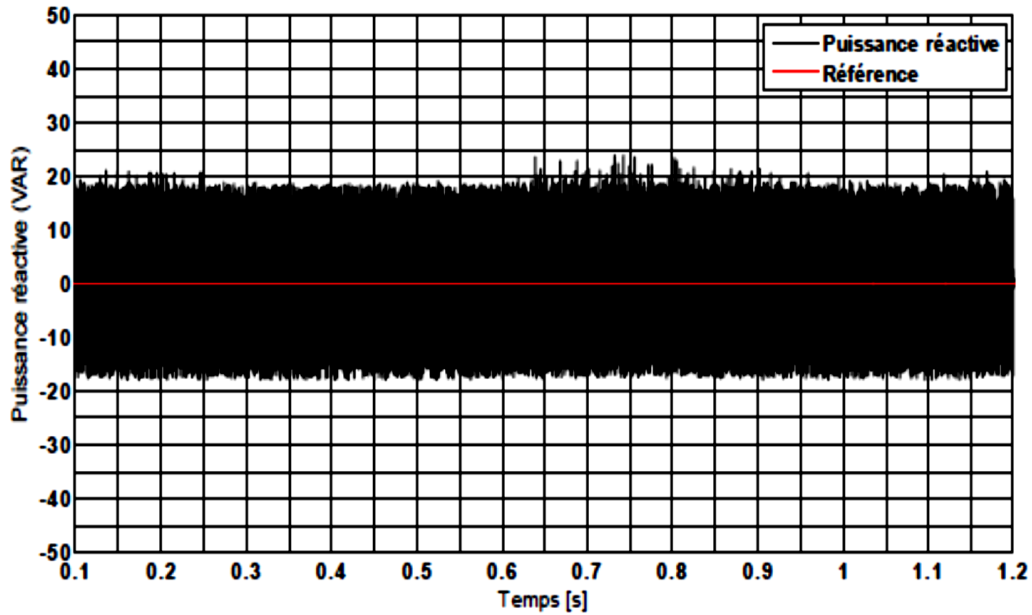


(1)Tension de sortie

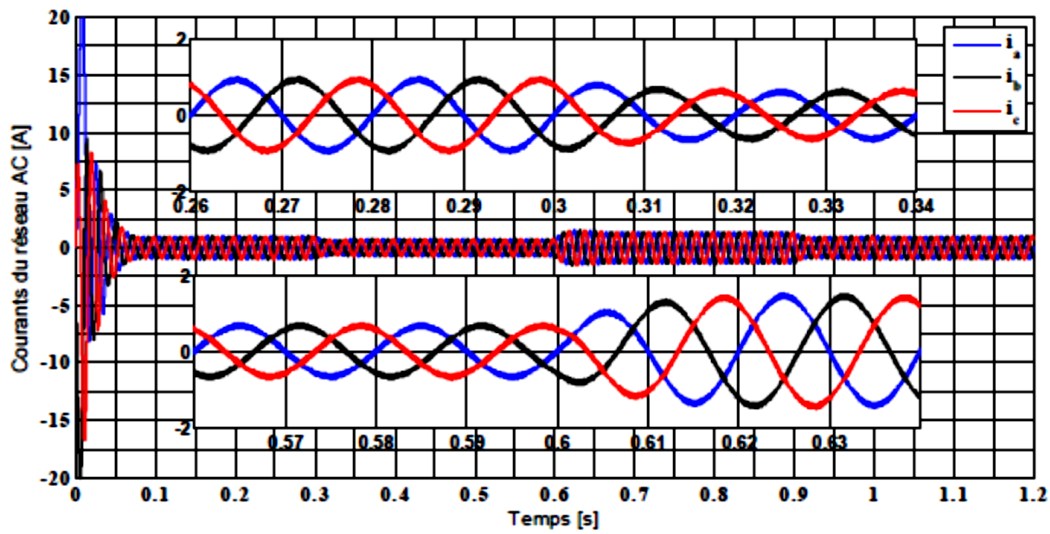


(2)Puissance active

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

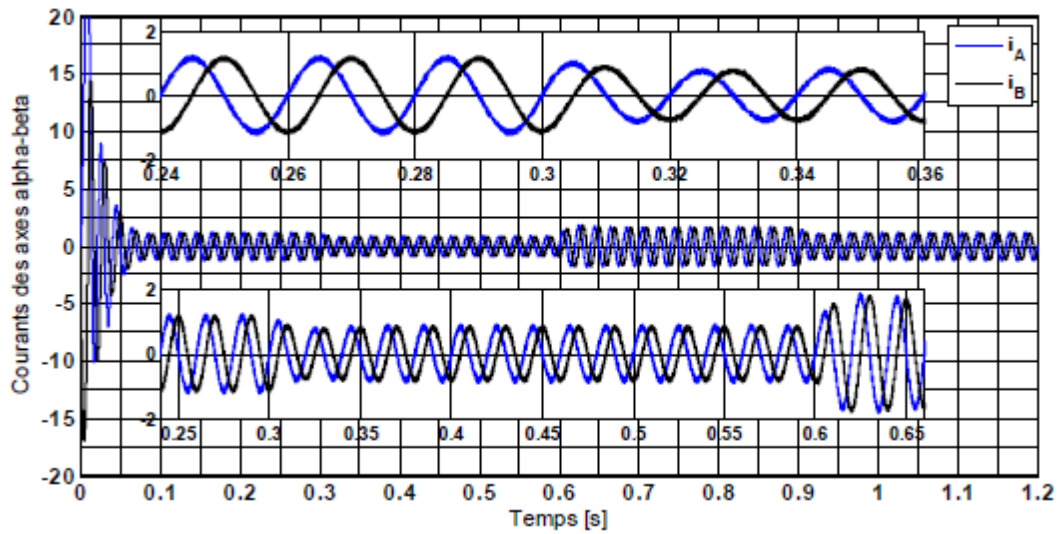


(3)puissance réactive

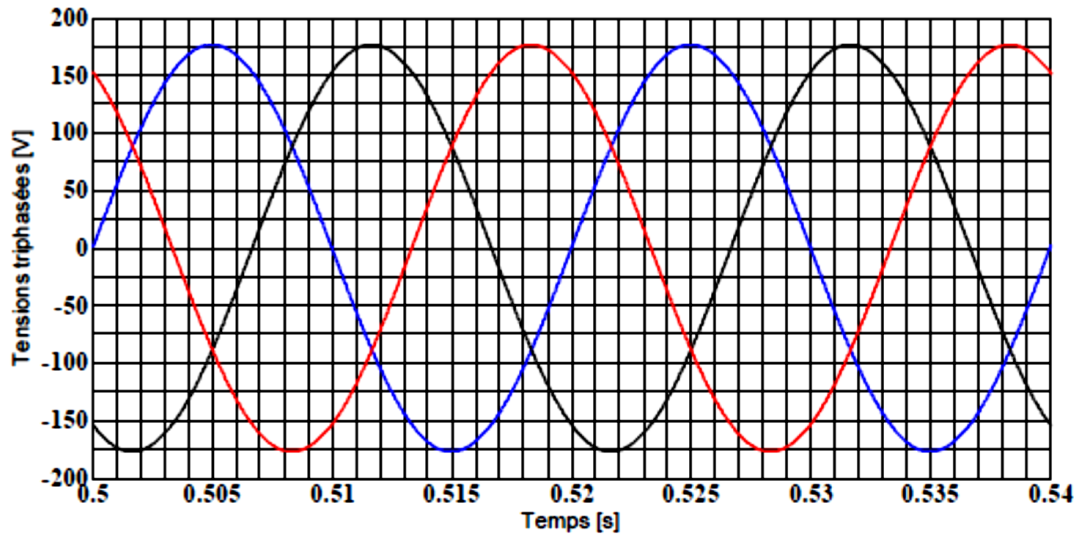


(4)courant de ligne i_a , i_b , i_c

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

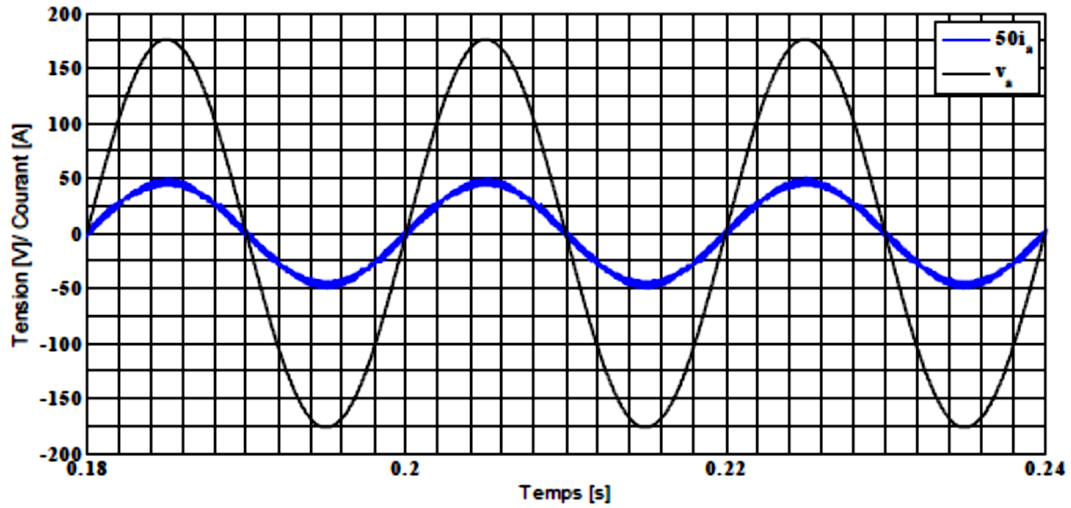


(5) courants i_α, i_β

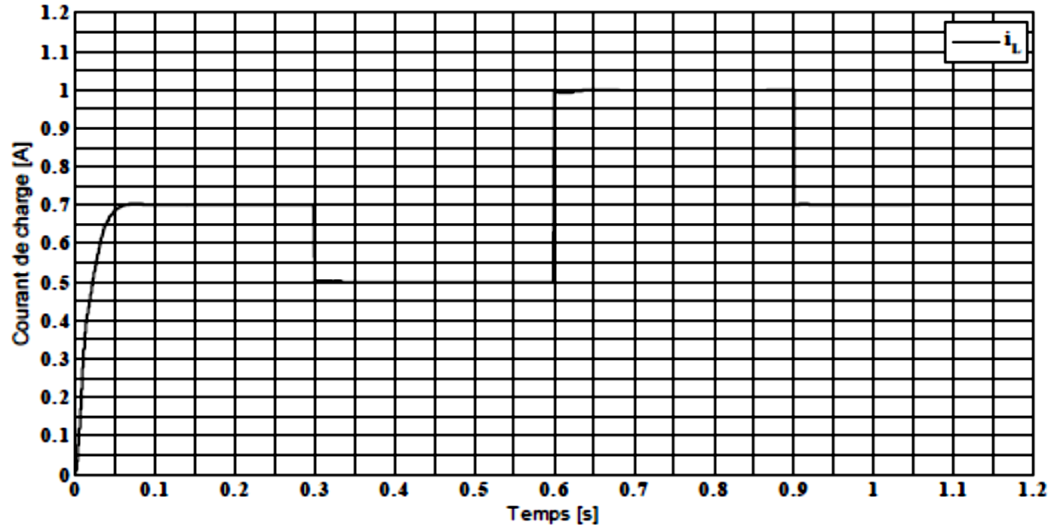


(6) tensions triphasées du réseau

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

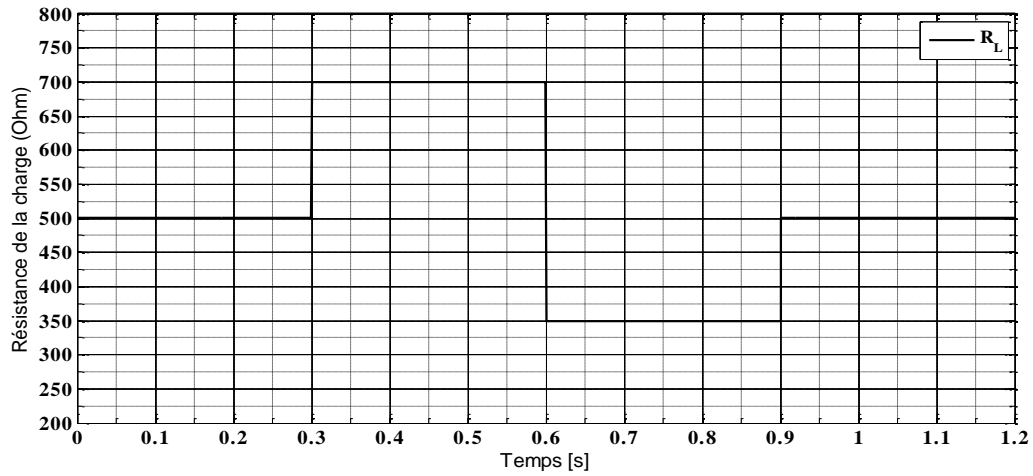


(7) tension et courant de la phase(a)

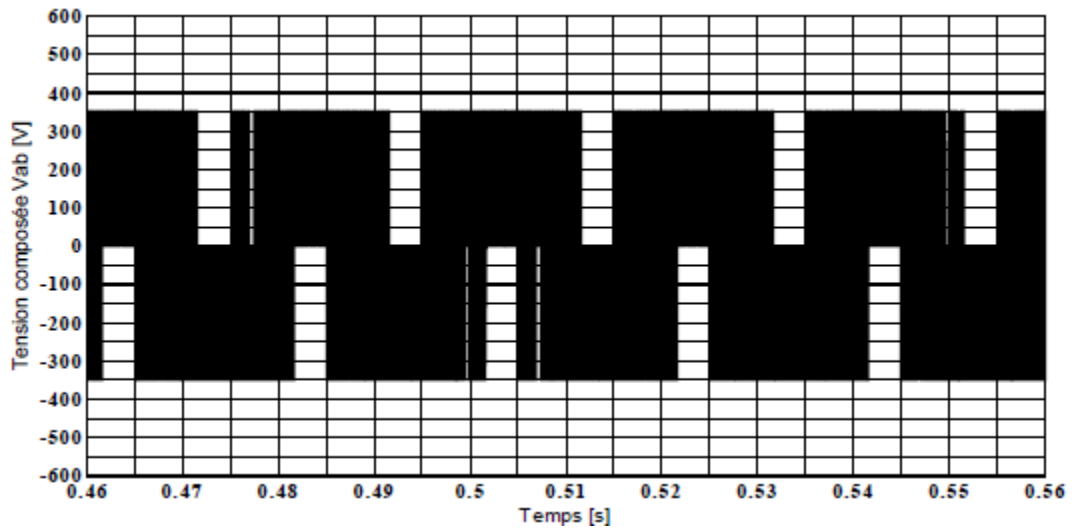


(8) courant de charge coté DC

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

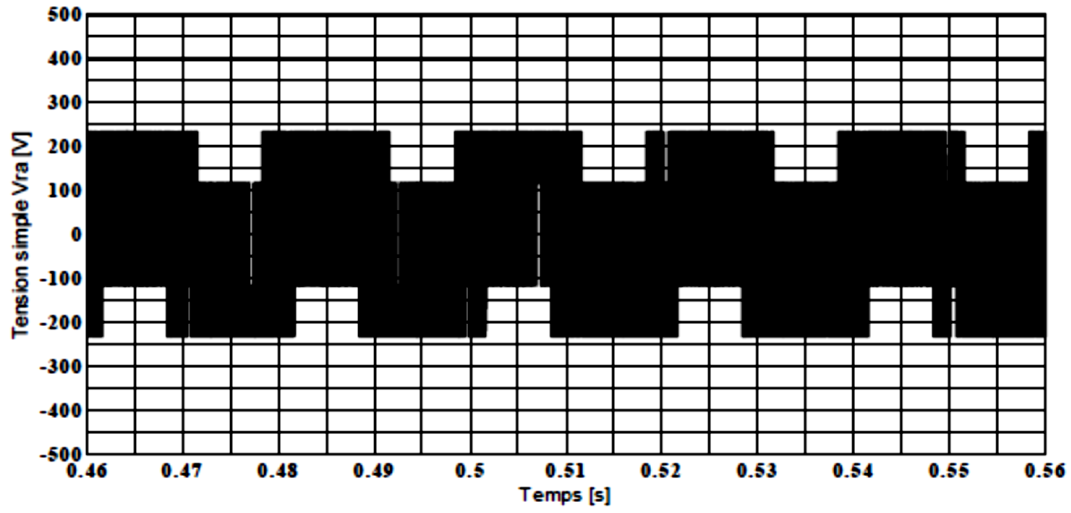


(9) résistance de charge



(10) tension composée V_{ab}

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux



(11)tension simple V_{rab}

Figure 2.7 :résultat de simulation

Chapitre 2 : modélisation et simulation de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé à deux niveaux

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons développé tout d'abord la modélisation du redresseur MLI triphasé à deux niveaux avec les équations analytiques qui régissent son fonctionnement. Puis, nous avons présenté une technique de contrôle simultané des puissances instantanées active et réactive pour ce pont redresseur à MLI triphasé, appelé commande directe de puissance DPC. on a développé tous les blocs constituant la commande DPC, à savoir : l'estimation de vecteur tension source, les comparateurs à hystérésis et la table de commutation. Cette table est élaborée sur la base de l'étude des variations des puissances active et réactive, provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande durant une période complète de la tension du réseau. Dans la dernière partie de ce chapitre, nous avons conduit des simulations nombreuses pour analyser le comportement du redresseur triphasé commandé par la commande DPC vis-à-vis du changement de la tension du bus continu et de la variation de la charge. Les résultats de simulation obtenus sont donc suffisants pour considérer la modélisation du redresseur MLI et la commande proposée comme correcte.

Chapitre 3

**Modélisation et simulation de la
Commande DPC du redresseur
à MLI triphasé de structure
NPC à trois niveaux**

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

3.1 Introduction :

Les redresseurs à trois niveaux de structure NPC ont été largement utilisés dans les applications de moyenne puissance depuis que Nabae et al. ont proposé la topologie en 1981. Cela est dû au fait qu'il présente un certain nombre d'avantages tels qu'une faible distorsion harmonique des courants d'entrée, une faible tension de commutation et un faible du/dt [52][58].

Bien que la topologie NPC à trois niveaux offre des avantages significatifs par rapport à la topologie conventionnelle à deux niveaux dans les applications à haute puissance, elle présente toujours des problèmes inhérents qui ont limité son application pratique, comme les dérives de tension et les ondulations de tension du point neutre. Par conséquent, de nombreuses méthodes matérielles et logicielles ont été proposées pour équilibrer le potentiel de point neutre. Les stratégies de contrôle hautes performances des redresseurs MLI à trois niveaux de source de tension sont principalement : le contrôle orienté de tension (VOC) [59] et le contrôle direct de la puissance (DPC) [60], qui sont similaires au contrôle vectoriel (VC) et au contrôle direct du couple (DTC) [61] pour les machines à courant alternatif. Le VOC garantit des performances dynamiques et stables élevées via des boucles de contrôle de courant internes. Ce schéma dissocie les courants du convertisseur en composants de puissance active et réactive [58]. Le contrôle des puissances active et réactive est alors réalisé en contrôlant les courants du convertisseur découplé à l'aide de contrôleurs de courant. Un inconvénient principal d'un tel système est que les performances dépendent fortement de la stratégie de commande de courant appliquée et des conditions du réseau AC connecté [58] [62].

La stratégie DPC est basée sur l'évaluation des erreurs de puissance instantanée active et réactive pour choisir les vecteurs de tension appropriés pour contrôler la puissance active et réactive. Par rapport à la stratégie VOC, le DPC n'a pas besoin de boucles de contrôle de courant internes ni de modules MLI séparés. Il a un algorithme de contrôle simple, une réponse dynamique rapide et une efficacité élevée. Cependant, une table de commutation optimale est essentielle au système DPC conventionnel, la plupart des tables de commutation des redresseurs à trois niveaux sont établies sur la base d'une analyse qualitative, sans fournir l'influence quantitative de chaque vecteur de tension spatiale sur les puissances active et réactive dans chaque secteur [58].

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Dans notre étude, on s'intéresse à la commande DPC d'un redresseur NPC à trois niveaux. Nous allons présenter la structure et la modélisation du redresseur NPC à trois niveaux. Ensuite, nous présentons la modélisation de la commande directe de puissance par les relations fondamentales sur la DPC à travers le contrôle des puissances active et réactive. On développera ensuite l'estimation de ces deux puissances ainsi que les comparateurs à hystérésis associés.

3.2 Description de la structure du redresseur

La Figure 3.1 schématise la structure du redresseur triphasé NPC à trois niveaux étudié. Le redresseur est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche. Il est associé à deux étages passifs l'un du côté continu et l'autre du côté alternatif. L'étage passif du côté alternatif, a comme fonction principale le filtrage. Celui du côté continu a une double fonction, le stockage d'énergie et le filtrage de la tension continue, c'est des condensateurs qui assurent ces fonctionnalités C_{dc1} et C_{dc2} . Étant connectés entre eux en un point neutre noté O. Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge $C_{dc1} = C_{dc2}$ c'est-à-dire $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$. Le point O est connecté avec les diodes médianes[46].

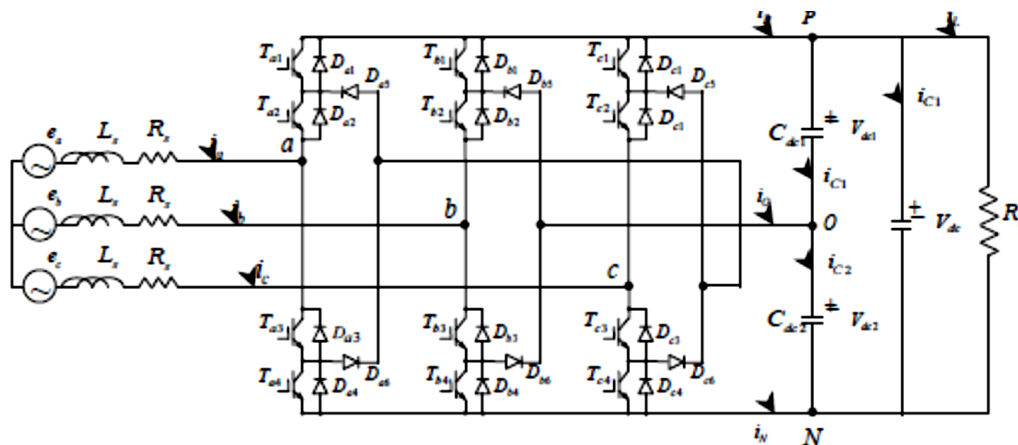


Figure 3.1: Schéma d'un redresseur triphasé à trois niveaux de structure NPC.

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Pour décrire le principe de fonctionnement de notre redresseur, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la Figure 3.2. Il faut déterminer les valeurs que peuvent prendre les tensions simples V_{ao} , V_{bo} et V_{co} entre les bornes a,b et c de la charge et le point neutre. Cette tension est entièrement définie par l'état 0 ou 1 des quatre interrupteurs T_{x1} , T_{x2} , T_{x3} , T_{x4} du bras tel que $X = 1, 2, 3$.

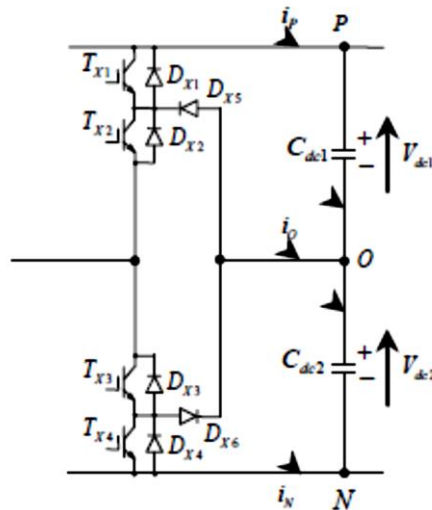


Figure 3.2 : Bras du redresseur à trois niveaux.

Sur les $2^4 = 16$ séquences possibles, seules trois séquences sont mises en œuvre. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles, donc elles sont à éviter. En effet, elles provoquent : Soient des court-circuits des sources de tension continue[63].

- court-circuit dc avec les séquences [1111], [1101], [1011] et [1001] ;
- court-circuit dc avec les séquences [1110], [1000] et [1010] ;
- court-circuit dc avec les séquences [0111], [0001] et [0101] ;
- soient la déconnexion de la source de courant alternatif pour la séquence [0000] ;
- soient encore, elles ne permettent pas d'assurer la connexion de la source de courant alternatif au point O pour les séquences [0100] et [0010] ;

Les trois configurations du bras du convertisseur correspondant aux trois séquences fonctionnelles c'est le même dans le cas d'une utilisation de cette structure en Onduleur, les niveaux de tensions en sortie réalisables sont dans le tableau suivant :

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Etats de commutateurs	Tension de sortie	Interrupteurs rendus passants	Sens de courant	Le courant circule dans
P	Vdc1	Tx1 et Tx2	$I_p > 0$	D et Dx2
			$I_p < 0$	Tx1 et Tx2
O	0	Tx2 et Tx3	$I_o > 0$	Tx3 et Dx6
			$I_o < 0$	Tx2 et Dx5
N	-Vdc2	Tx3 et Tx4	$I_n > 0$	Tx3 et Tx4
			$I_n < 0$	Dx3 et Dx4

Tableau 3.1 : Réalisation des différents niveaux pour le redresseur NPC à trois niveaux

Les interrupteurs TX 1 et TX 3 (respectivement TX 2, TX 4) sont commandés de manière complémentaire Durant la moitié de la période de modulation T_{mod} . Tous les interrupteurs ne sont pas actifs pendant la totalité de la période de modulation, deux interrupteurs sur quatre sont dans un état bloqué :

- Si le modulant est positive, alors l'interrupteur TX 2 est toujours passant et TX 4 bloqué.
- Si TX 1 est amorcé alors l'interrupteur TX 3 doit être bloqué, la tension en sortie est alors Vdc1. Au contraire si TX 1 est à l'état OFF et TX 3 est ON, la tension de sortie est égale à 0 V.

De même si le signal modulant est négatif, les interrupteurs figés sont à l'état bloqué TX 1 et TX 3 à l'état passant. Si est amorcé TX 2 et TX 4 bloqué alors la tension de sortie est fixée 0 V et si TX 2 est à l'état OFF et TX 4 est ON, la tension de sortie est égale à -Vdc2.

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

3.2.1 Commande complémentaire

Pour un redresseur triphasé à trois niveaux en mode commandable, et éviter le court-circuit des sources de tension due à la conduction de plusieurs. On définit des commandes complémentaires, pouvant être appliquées sur un bras du redresseur.

$$\begin{cases} B_{x2} = \bar{B}_{x1} \\ B_{x2} = \bar{B}_{x4} \end{cases}, \begin{cases} B_{x2} = \bar{B}_{x3} \\ B_{x1} = \bar{B}_{x4} \end{cases}, \begin{cases} B_{x2} = \bar{B}_{x4} \\ B_{x1} = \bar{B}_{x3} \end{cases} \quad (3.1)$$

Ou : BXS étant le signal de commande du transistor TXS du bras X. Parmi ces commandes et celle qui nous permet d'avoir les trois tensions (Vdc1, 0, -Vdc2) on adoptera la commande complémentaire optimale suivante :

$$\begin{cases} B_{x1} = \bar{B}_{x3} \\ B_{x2} = \bar{B}_{x4} \end{cases} \quad (3.2)$$

Cette commande complémentaire permet de nous donner les cas d'excitation suivants :

Bx1	Bx2	Bx3	Bx4	Vx
1	1	0	0	Vdc1
0	1	0	1	inconnu
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-Vdc2

Tableau 3.2 : Tableau d'excitation associée à la commande complémentaire

L'application stricte des règles d'interconnexion des sources avec les interrupteurs, conduit aux conditions suivantes : à l'intérieur de chaque paire, les interrupteurs doivent toujours être dans des états différents, ce qui impose directement l'existence d'une commutation commandée et d'une commutation spontanée. Chacune de ces paires forme une cellule de commutation. Cette nouvelle cellule de commutation peut alors être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires d'où le nom redresseur à cellules imbriquées[12]. La fonction de connexion FXS traduit l'états ouvert ou fermé de l'interrupteur du bras X.

$$F_{xs} = \begin{cases} 1 \text{ si } T_{xs} \cdot D_{xs}: on \\ 0 \text{ si } T_{xs} \cdot D_{xs}: off \end{cases} \quad (3.3)$$

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs, du bras, on obtient :

$$\begin{cases} B_{x2} = \bar{B}_{x1} \\ B_{x2} = \bar{B}_{x4} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} F_{x2} = 1 - F_{x4} \\ F_{x1} = 1 - F_{x3} \end{cases} \quad (3.4)$$

Alors, la commande complémentaire pour les trois bras est exprimée par les trois relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{13} & F_{21} = 1 - F_{23} & F_{31} = 1 - F_{33} \\ F_{12} = 1 - F_{14} & F_{22} = 1 - F_{24} & F_{32} = 1 - F_{32} \end{cases} \quad (3.5)$$

On définit en plus pour le redresseur trois niveaux, une fonction de connexion des demi-bas, qu'on note comme suit :

$$\begin{cases} F_{x1}^b = F_{x1} - F_{x2} \\ F_{x2}^b = F_{x3} \cdot F_{x4} \end{cases} \quad (3.6)$$

F_{x1}^b est associée au demi-bas du haut la paire (TX 1, TX 2) et F_{x0}^b est associée au demi-bas (TX 3, TX 4). Le système d'équation(3.6) montre que la fonction de connexion des demi-bras vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés au demi-bras sont tous fermés et ils sont nulles dans tous les autres cas.

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée du redresseur à sa tension de sortie. On désigne par (v_a , v_b , v_c), les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge, les tensions de chaque phase du redresseur par rapport au point milieu n de l'alimentation continue. Les potentiels des nœuds a, b, c du redresseur triphasée à trois niveaux, avec $V_{dc1} = V_{dc2} = V$ s'expriment comme suit:

$$\begin{aligned} v_a &= F_{11} \cdot F_{12} \cdot V_{dc1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot V_{dc2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14})V \\ v_b &= F_{21} \cdot F_{22} \cdot V_{dc1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot V_{dc2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24})V \\ v_c &= F_{31} \cdot F_{32} \cdot V_{dc1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot V_{dc2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34})V \end{aligned} \quad (3.7)$$

On constate d'après le système (3.6) que le redresseur de tension trois niveaux est équivalent à deux niveaux en série. Les fonctions de connexion des demi bras sont données par:

$$\begin{cases} F_{22}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{20}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (3.8)$$

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

En introduisant les expressions de ces dernières fonctions dans les tensions d'entrées, on obtient :

$$\begin{cases} v_{ra} = F_{11}^b \cdot V_{dc1} - F_{10}^b \cdot V_{dc2} = (F_{11}^b - F_{10}^b)V_{dc1} \\ v_{rb} = F_{21}^b \cdot V_{dc1} - F_{20}^b \cdot V_{dc2} = (F_{21}^b - F_{20}^b)V_{dc1} \\ v_{rc} = F_{31}^b \cdot V_{dc1} - F_{30}^b \cdot V_{dc2} = (F_{31}^b - F_{30}^b)V_{dc1} \end{cases} \quad (3.9)$$

La tension composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ V_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ V_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \rightarrow \begin{cases} U_{ab} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})V_{dc1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})V_{dc2} \\ U_{bc} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})V_{dc1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})V_{dc2} \\ U_{ca} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})V_{dc1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})V_{dc2} \end{cases} \quad (3.10)$$

Les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{an} = v_a = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ v_{bn} = v_b = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ v_{cn} = v_c = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (3.11)$$

3.2.2 Modèle de connaissance

En utilisant la fonction de connexion des demi-bas Fks, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (3.12)$$

Les tensions simples de sortie sont présentes comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (3.13)$$

Dans le cas ou ($V_{dc1} = V_{dc2} = V$), la relation :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc} \right\} \quad (3.14)$$

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Ou par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} \quad (3.15)$$

La détermination des états de commutation peuvent être déterminés par les relations(3.16) et le tableau(3.3) :

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b & F_{10}^b \\ F_{21}^b & F_{20}^b \\ F_{31}^b & F_{30}^b \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

$$\text{Ou : } S_k = F_{k1}^b - F_{k0}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} - F_{k3} \cdot F_{k4} \quad , \quad k=1,2,3 \quad (3.17)$$

F _{K1}	F _{K2}		F _{K3}	F _{K4}					
0	0	0	0	0	0	0	0	0	O
0	1	0	0	1	0	0	1	-1	N
1	0	0	1	0	0	1	0	1	P
1	1	1	1	1	1	1	1	0	O

Tableau3.3 : Etat de commutation pour chaque bras.

3.3 Le modèle vectoriel dans un repère orthogonal

Nous avons montré le circuit principal de l'onduleur triphasé à trois niveaux Chaque bras du redresseur triphasé à trois niveaux est composée de quatre commutateurs à trois états de commutation qui peuvent être représentés par P,O, N listés dans le Tableau. Le convertisseur triphasé NPC à trois niveaux est schématisé par la Figure dont les quatre interrupteurs de chaque bras sont remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif P , zéro O et négatif N[46].

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

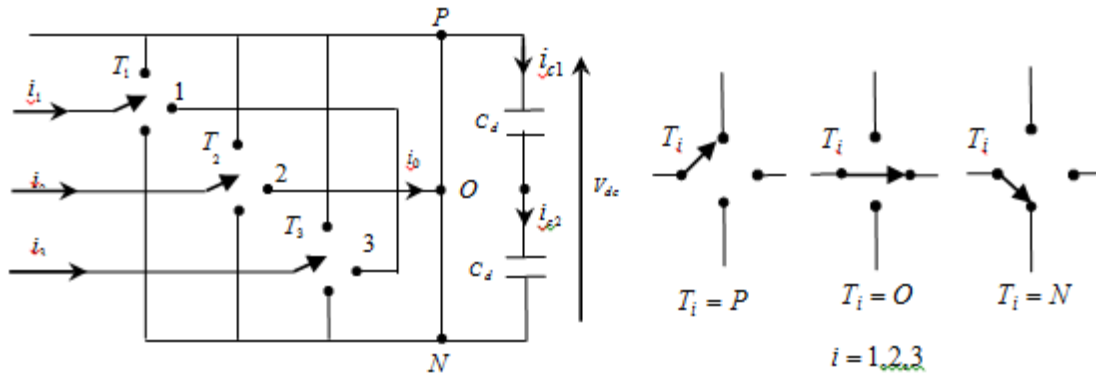


Figure 3.3 : Topologie de commutation du redresseur NPC à trois niveaux.

D'après ce qui précède, nous comprenons alors qu'il existe 27 vecteurs de tension de référence. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs dans le diagramme vectoriel d'un redresseur triphasé à trois niveaux dont chacun peut être représenté sous la forme vectorielle suivante comme vecteur de référence :

$$V_s = V_{an}e^{j0} + V_{bn}e^{-j2\pi/3} + V_{cn}e^{-j4\pi/3} \quad (3.18)$$

Les 27 vecteurs constituent le diagramme vecteur espace du redresseur triphasé à trois niveaux comme représentés à la Figure 3.4. Il y'a 24 vecteurs actifs dont 12 vecteurs courts, 6 vecteurs moyens et 6 vecteurs longs, et les trois restants sont des vecteurs nuls (PPP, OOO, NNN). Ils convergent tous au centre de l'hexagone. Conformément au principe de transformation du triphasé au biphasé, les trois vecteurs de tensions de référence (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) peuvent être transformés en (V_{α} , V_{β}) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Suivant les états du redresseur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan ($\alpha - \beta$). Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la Figure 3.4

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

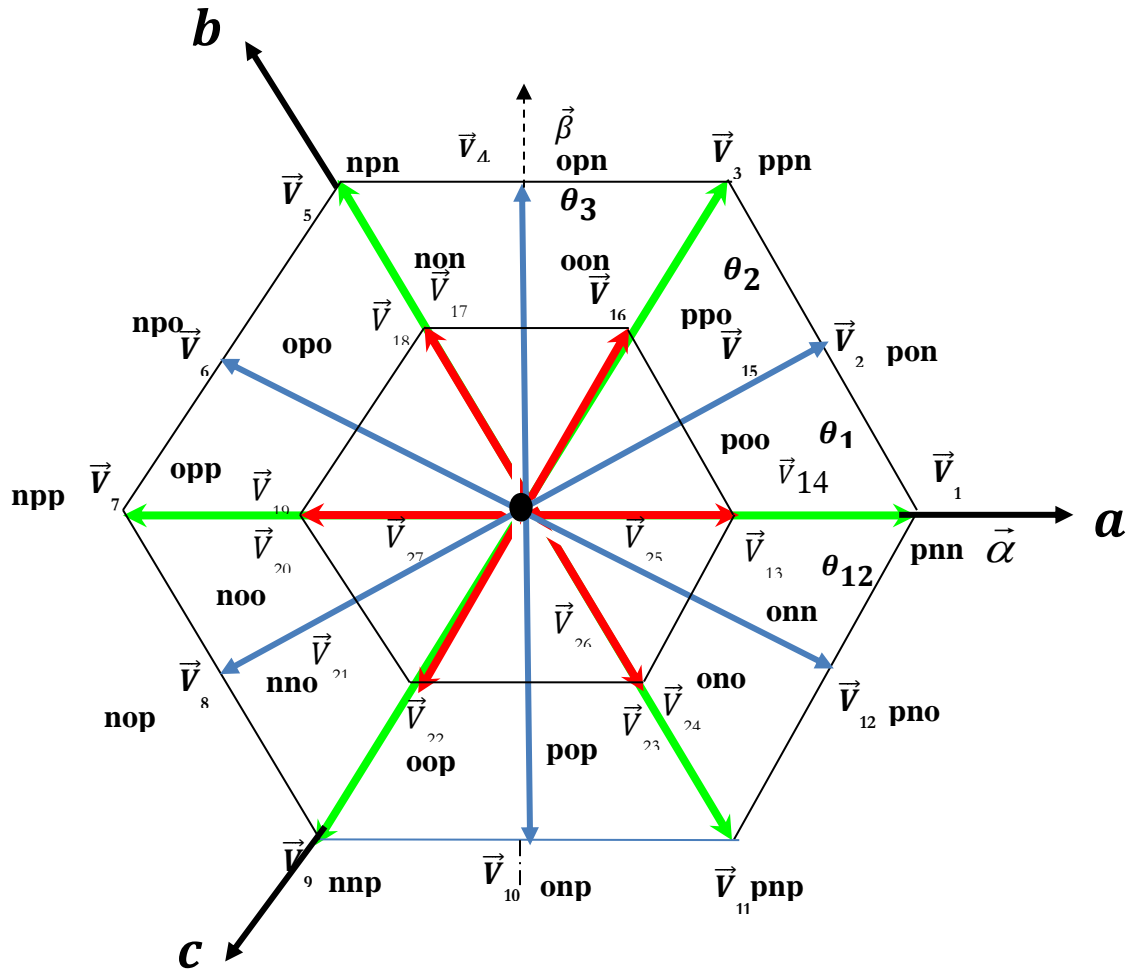


Figure 3.4 diagramme vectoriel d'un redresseur triphasé à trois niveaux

Dans le repère $(\alpha - \beta)$ le vecteur V_s s'écrit :

$V_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$; L'amplitude du vecteur V_s est donnée par :

$$V_s = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (3.20)$$

De plus, l'angle θ est donné par :

$$\theta = \arctan \frac{V_{s\alpha}}{V_{s\beta}} \quad (3.21)$$

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

\vec{V}_s	S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	v_a	v_b	v_c	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$ V_s _{<\theta}$	
\vec{V}_{25}	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	$0e^{-i\omega t}$	Les vecteurs nuls
\vec{V}_{26}	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	0	$0e^{-i\omega t}$	
\vec{V}_{27}	-1	0	-1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	0	0	$0e^{-i\omega t}$	
\vec{V}_{14}	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{2}{2}}$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^0}$	Les vecteurs petits positifs
\vec{V}_{15}	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{\pi}{3}}}$	
\vec{V}_{18}	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{2\pi}{3}}}$	
\vec{V}_{19}	0	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{2}{2}}$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^\pi}$	
\vec{V}_{22}	0	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{-V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{4\pi}{3}}}$	
\vec{V}_{23}	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{5\pi}{3}}}$	
\vec{V}_{13}	0	-1	-1	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{2}{2}}$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^0}$	Les vecteurs petits négatifs
\vec{V}_{16}	0	0	-1	0	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{\pi}{3}}}$	
\vec{V}_{17}	-1	0	-1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{2\pi}{3}}}$	
\vec{V}_{20}	-1	0	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{2}{2}}$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^\pi}$	
\vec{V}_{21}	-1	-1	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{-V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{4\pi}{3}}}$	
\vec{V}_{24}	0	-1	0	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{-V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{5\pi}{3}}}$	
\vec{V}_2	1	0	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\sqrt{\frac{2 \cdot 3V_{dc}}{3} \frac{4}{4}}$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j^{\frac{\pi}{6}}}$	Les vecteurs moyens

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

\vec{V}_4	0	1	-1	0	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{2}}$	
\vec{V}_6	-1	1	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3} \frac{3V_{dc}}{4}}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \frac{3V_{dc}}{4}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{5\pi}{6}}$	
\vec{V}_8	-1	0	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \frac{3V_{dc}}{4}}$	$\frac{-V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{7\pi}{6}}$	
\vec{V}_{10}	0	-1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{3\pi}{2}}$	
\vec{V}_{12}	1	-1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3} \frac{3V_{dc}}{4}}$	$\frac{-V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{11\pi}{6}}$	
\vec{V}_1	1	-1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3} V_{dc}}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j0}$	
\vec{V}_3	1	1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$	
\vec{V}_5	-1	1	-1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2}}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	Les vecteurs grands
\vec{V}_7	-1	1	1	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3} V_{dc}}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\pi}$	
\vec{V}_9	-1	-1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2}}$	$\frac{-V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	
\vec{V}_{11}	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{-V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3} V_{dc}}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	

Tableau 3.4 : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les 27 états des interrupteurs

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

La combinaison des états des interrupteurs des 3 bras engendrent 27 vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$ dont 24 sont actifs et 3 sont nuls. Les 24 vecteurs de tension sont divisés en quatre groupes selon leurs amplitudes montrées dans le Tableau 3.5 :

- Vecteur Nul : le vecteur de tension de ce groupe est d’amplitude nulle. Il est obtenu par trois états de commutation différents ;
- Vecteur Petit : ces vecteurs peuvent être obtenus par deux états de commutation différents classifiés selon le type N ou le type P. Leur expression est donné comme suit :

$$\vec{V}_s = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} e^{j\left(\frac{k\pi}{3}\right)} \quad \text{avec : } k \in \{0, \dots, 3\} \quad (3.22)$$

- Vecteur Moyen : Ces vecteurs sont obtenus par la combinaison des états P,O et N , leur expression est donnée comme suit :

$$\vec{V}_s = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} e^{j\left(\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right)} \quad \text{avec : } k \in \{0, \dots, 3\} \quad (3.23)$$

- Vecteur Grand : leur expression est donnée comme suit :

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{k\pi}{3}} \quad \text{avec : } k \in \{0, \dots, 3\} \quad (3.24)$$

vecteur	Etat des commutateurs	Le courant i_0	Classification du vecteur	Amplitude du vecteur
\vec{V}_{25}	PPP	$I_0=0$	Vecteur nul (VN)	0
\vec{V}_{26}	OOO			
\vec{V}_{27}	NNN			
\vec{V}_{14}	POO	$I_0=-i_a$	Vecteur prtit (VP) :type P (VPP)	$\frac{1}{3} V_{dc}$
\vec{V}_{15}	PPO	$I_0=i_c$		
\vec{V}_{18}	OPO	$I_0=-i_b$		
\vec{V}_{19}	OPP	$I_0=i_a$		
\vec{V}_{22}	OOP	$I_0=-i_c$		
\vec{V}_{23}	POP	$I_0=i_b$		
\vec{V}_{13}	ONN	$I_0=i_a$		
\vec{V}_{16}	OON	$I_0=i_c$		
\vec{V}_{17}	NON	$I_0=i_b$		
\vec{V}_{20}	NOO	$I_0=-i_a$		
\vec{V}_{21}	NNO	$I_0=i_c$		

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

\vec{V}_{24}	ONO	I0=-ib	Vecteur moyen (VM)	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
\vec{V}_2	PON	I0=ib		
\vec{V}_4	OPN	I0=ia		
\vec{V}_6	NPO	I0=ic		
\vec{V}_8	NOP	I0=ib		
\vec{V}_{10}	ONP	I0=ia		
\vec{V}_{12}	PNO	I0=ic		
\vec{V}_1	PNN		Vecteur grand (VG)	$\frac{2}{3}V_{dc}$
\vec{V}_3	PPN			
\vec{V}_5	NPN			
\vec{V}_7	NPP			
\vec{V}_9	NNP			
\vec{V}_{11}	PNP			

Tableau 3.5 Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants[46].

3.4 Modélisation du redresseur MLI à trois niveaux à structure NPC

La topologie de base d'un redresseur MLI triphasé à trois niveaux clampés par le neutre est représentée dans la Figure 3.1. Sur cette Figure e_a , e_b et e_c sont les tensions de réseau triphasées, L et R représentent l'inductance et la résistance équivalente du côté alternative, respectivement i_a , i_b et i_c sont les courants d'entrée du réseau v_{ra} , v_{rb} sont les tensions aux bornes alternatives du redresseur à trois niveaux V_{dc1} et V_{dc2} sont les tensions des condensateurs du bus continu supérieur et inférieur. Le modèle d'état du redresseur MLI à trois niveaux dans les coordonnées statiques $\alpha\beta$ peut être exprimées comme suit :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - Ri_\alpha - v_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - Ri_\beta - v_\beta) \end{cases} \quad (3.25)$$

Où e_α , e_β , i_α , i_β , v_α et v_β sont respectivement les tensions du réseau, les courants d'entrée du réseau et les tensions AC du redresseur MLI en coordonnées statiques.

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Normalement, si O sur la Figure 3.1 est supposé être le point de potentiel zéro, chaque phase du redresseur MLI à trois niveaux peut produire trois niveaux en connectant la sortie u positif (V_{dc1}), au négatif (V_{dc2}) ou nul (0) potentiel. tel que :

$$V_{dc} = \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{et} \quad V_{dc2} = \frac{-V_{dc}}{2} \quad (3.26)$$

Les trois niveaux peuvent également être exprimés sous la forme P : $\frac{+V_{dc}}{2}$, N : $\frac{-V_{dc}}{2}$

Ou O : (0). Dans un système triphasé, il en résulte $3^3 = 27$ états de tension de sortie. Nous pouvons définir les fonctions de commutation S_a , S_b et S_c pour décrire les états de commutation des redresseurs MLI à trois niveaux. Chaque tension de phase peut être exprimée comme suit :

$$v_{ra} = \frac{V_{dc}}{2} S_a, \quad v_{rb} = \frac{V_{dc}}{2} S_b, \quad v_{rc} = \frac{V_{dc}}{2} S_c \quad (3.27)$$

$$S_x = \begin{cases} 1 & Tx1, Tx2: \text{on } Tx3, Tx4: \text{off}, P \\ 0 & Tx2, Tx3: \text{on } Tx1, Tx4: \text{off}, O \\ -1 & Tx3, Tx4: \text{on } Tx1, Tx2: \text{off}, N \end{cases} \quad (3.28)$$

Où X représente les phases a, b et c pour les trois bras.

Les vecteurs d'espace de commutation sont définis comme suit :

$$v_i = \sqrt{1/6} V_{dc} [(2S_a - S_b - S_c) + j\sqrt{3}(S_b - S_c)] \quad \text{Avec: } i=1,2,3,\dots,27. \quad (3.29)$$

3.5 Commande direct de la puissance du redresseur NPC

La Figure 3.5 illustre le schéma de principe de la commande DPC du redresseur MLI à trois niveaux de structure NPC. L'idée principale du DPC proposée dans [44] et développée ensuite par [45] est similaire à la fameuse commande directe de couple (DTC) pour les moteurs à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, les puissances instantanées actives (p) et réactives (q) sont contrôlées [64].

La commande directe de puissance (DPC) est une stratégie de contrôle qui sélectionne le vecteur ou l'état optimal à travers la table de commutation, elle peut réaliser le contrôle en temps réel de la puissance active et réactive. Dans notre travail, la théorie de la puissance instantanée est utilisée pour obtenir des résultats précis [65] [66].

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Dans cette méthode, il n'y a pas de boucles de contrôle de courant internes et pas de bloc MLI, car les états de commutation du convertisseur sont sélectionnés de manière appropriée par une table de commutation en fonction des erreurs instantanées entre les valeurs de référence et estimées de puissance active et réactive. Cette méthode nécessite une bonne estimation des puissances active et réactive. La puissance active de référence p_{ref} est le produit de la tension du bus continu V_{dc} et du courant de référence actif généré par le contrôleur IP pour réguler V_{dc} . La puissance réactive de référence q_{ref} est généralement imposée égale à zéro pour le fonctionnement en facteur de puissance unitaire du redresseur. Les erreurs des puissances actives et réactives entre la valeur de référence et la valeur mesure réelle sont quantifiés par les signaux de commutation S_p et S_q . L'état de commutation S_a, S_b, S_c du redresseur MLI peut être sélectionné à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisée $S_p, S_q, S_{V_{dc}}$ et i_a, i_b et θ_i .

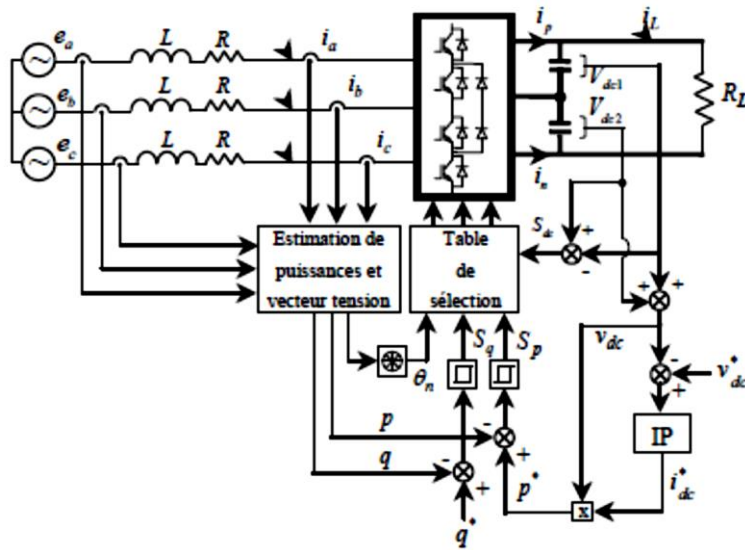


Figure 3.5 : Schéma de principe de la commande DPC d'un redresseur MLI à trois niveaux.

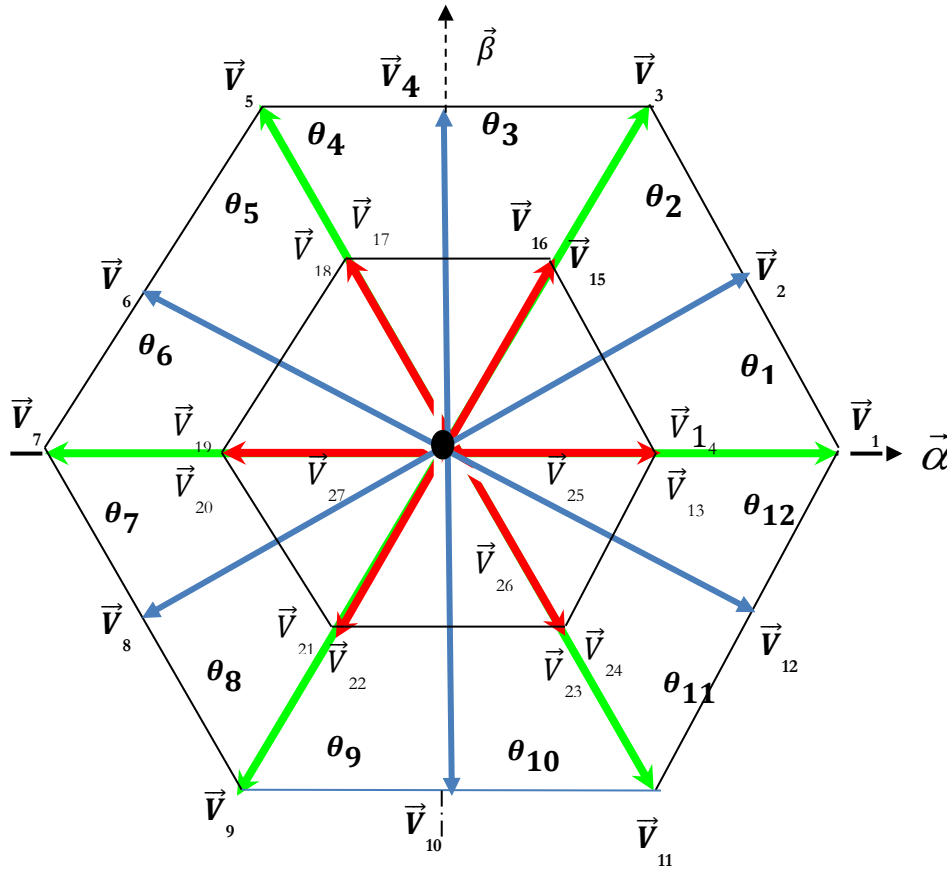


Figure 3.6 : Vecteurs et division du secteur du système DPC dans le redresseur NPC à trois niveaux.

3.5.1 Analyse du modèle de contrôle de puissance

Les puissances active et réactive instantanées peuvent être exprimées en coordonnées statiques $\alpha\beta$ de la manière suivante[60]:

$$\begin{cases} p = e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta} \\ q = e_{\beta}i_{\alpha} - i_{\beta}e_{\alpha} \end{cases} \quad (3.30)$$

La variation des puissances active et réactive instantanée au cours d'une période de commutation peuvent être approximées par :

$$\begin{cases} \Delta p \approx e_{\alpha}(k) \cdot \Delta i_{\alpha} + e_{\beta}(k) \cdot \Delta i_{\beta} \\ \Delta q \approx e_{\beta}(k) \cdot \Delta i_{\alpha} + e_{\alpha}(k) \cdot \Delta i_{\beta} \end{cases} \quad (3.31)$$

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

En utilisant une approximation discrète au premier ordre de l'équation (3.31), la variation du courant est donnée par :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha \approx i_\alpha(k) - i_\alpha(k-1) = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) - u_\alpha(k)] \\ \Delta i_\beta \approx i_\beta(k) - i_\beta(k-1) = \frac{T_s}{L} [e_\beta(k) - u_\beta(k)] \end{cases} \quad (3.32)$$

Après avoir remplacé l'équation (3.32) dans l'équation (3.31), le modèle de contrôle de puissance instantané du redresseur à trois niveaux est donné par :

$$\begin{cases} \Delta p = \frac{T_s}{L} [e_\alpha^2(k) + e_\beta^2(k) - e_\alpha(k) \cdot u_\alpha(k) - e_\beta(k) \cdot u_\beta(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) u_\beta(k) - e_\beta(k) \cdot u_\alpha(k)] \end{cases} \quad (3.33)$$

Dans chaque période d'échantillonnage, l'influence de chaque vecteur de commutation des puissances active et réactive peut être calculée par :

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha^2(k) + e_\beta^2(k) - e_\alpha(k) \cdot u_{\alpha i}(k) - e_\beta(k) \cdot u_{\beta i}(k)] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot u_{\beta i}(k) - e_\beta(k) \cdot u_{\alpha i}(k)] \end{cases} \quad \text{avec } i=1,2,3\dots 27 \quad (3.34)$$

Où $u_{\alpha i}$ et $u_{\beta i}$ sont les composantes de tension dans l'axe α , β respectivement. En coordonnées statiques α , β les tensions du réseau e_α , et e_β peuvent également être exprimées en :

$$\begin{cases} e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cos \theta = E \cos \theta \\ e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \sin \theta = E \sin \theta \end{cases} \quad (3.35)$$

$$\text{Avec : } \|e_{\alpha\beta}\| = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \quad (3.36)$$

E est la norme du vecteur tension spatiale synthétisée par la tension réseau triphasée, θ est la position angulaire du vecteur tension ($0 \leq \theta \leq 2\pi$).

Après division de l'équation sur la constante puissance peut avoir :

$$\begin{cases} \overline{\Delta p_i} = \sqrt{\frac{3}{2} \cdot \frac{\|e_{\alpha\beta}\|^2}{v_{dc}} - (\overline{v_{\alpha i}} \cdot \cos \theta + \overline{v_{\beta i}} \cdot \sin \theta)} \\ \overline{\Delta q_i} = \overline{v_{\beta i}} \cdot \cos \theta - \overline{v_{\alpha i}} \cdot \sin \theta \end{cases} \quad (3.37)$$

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Ou $\overline{v_{\alpha i}} = \frac{v_{\alpha i}}{\|v_i\|_{max}}$ et $\overline{v_{\beta i}} = \frac{v_{\beta i}}{\|v_i\|_{max}}$

D'après l'équation (3.37), il est évident que le vecteur de tension spatiale v_i a des effets différents sur les variations de puissance active et réactive lorsque la position angulaire de vecteur d'espace change. les relations entre les états de commutation et les puissance actives et réactives sont illustrées par les respectivement[46].

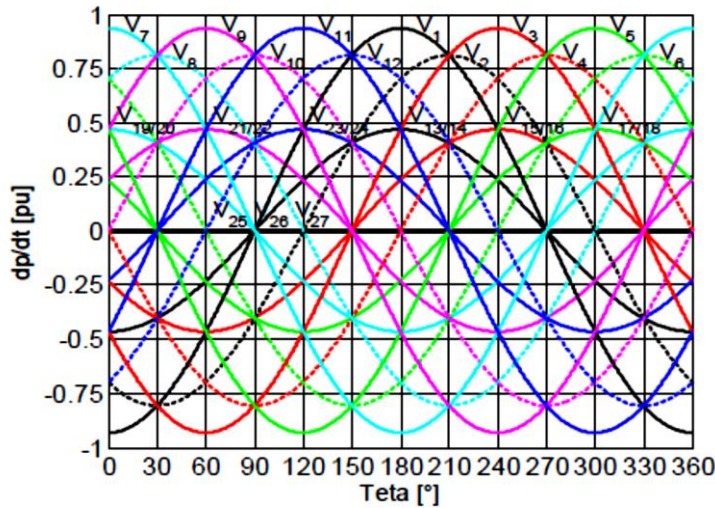


Figure 3.7 Variation de la puissance active instantanée Δpi

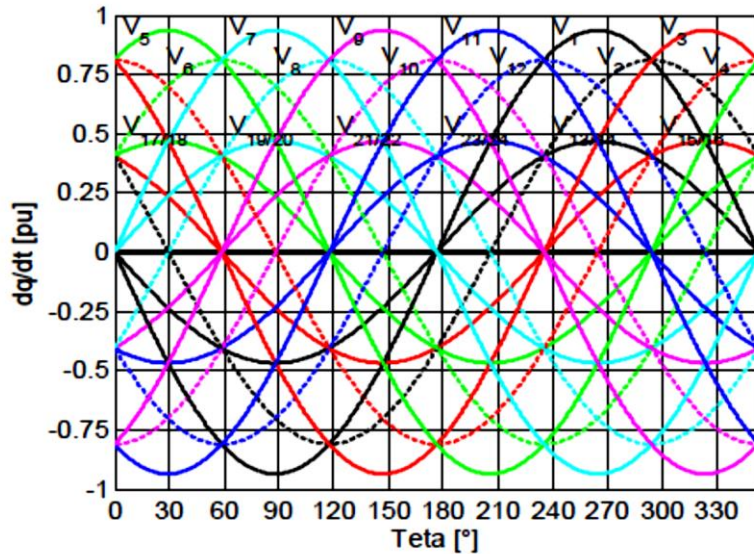


Figure 3.8 Variation de la puissance réactive instantanée Δqi

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Les figures 3.7 et 3.8 montrent qu'au début de chaque période de contrôle, le vecteur de tension appliqué peut être sélectionné en comparant l'influence de différents vecteurs sur la puissance active et la puissance réactive en termes de changement de direction et de taille. Par exemple, les influences de chaque vecteur de commutation sur les puissances actives et réactives du premier secteur sont présentées dans le Tableau 3.6. Comme le nombre de vecteurs de commutation est trop élevé, le tableau est classé en fonction des valeurs VG, VM, VP et VN. Les vecteurs du même type sont énumérés dans un ordre décroissant en fonction du degré d'impact sur la puissance.

Vecteur	Δp_i		Δq_i		
	$>0(S_p=1)$	$<0(S_p=0)$	$>0(S_q=1)$	$=0$	$<0(S_q=0)$
VG	V5 ,V7 ,V9	V3,V1,V11	V3,V5	V1,V7	V9,V11
VM	V4,V8,V6,V10	V2,V12	V2,V4,V6		V8,V10,V12
VP	V17,V18 ,V19,V20 ,V21,V22	V13,V14 ,V15,V16 V23,V24	V2,V3,V4	V13,V14 V19,V20	V21,V22 V23,V24
VN				V25,V26,V27	

Tableau 3.6 : Impacts des puissances actives et réactives dans le secteur θ .

3.5.2 Contrôleurs à hystérésis

Le contrôle par hystérésis peut simplifier l'algorithme de contrôle et permettre une réponse dynamique rapide. Les entrées des comparateurs d'hystérésis de puissance sont les erreurs entre la référence et la puissance réelle Δp et Δq , Figure 3.1. Dans la plupart des recherches, ils ont été quantifiés en deux niveaux (0 et 1). Δp_i est quantifié en quatre niveaux $S_p = 2, 1, 0, -1$ par un comparateur d'hystérésis à bandes à plusieurs étages. $S_p = -1$ signifie que la puissance active doit être réduite. $S_p = 0$ Signifie que la puissance réactive est principalement contrôlée lorsque la puissance active change légèrement. $S_p = 1$ signifie que la puissance active doit augmenter. $S_p = 2$ signifie que la puissance active nécessite une augmentation rapide en cas d'augmentation de la charge. De même, Δq_i est quantifié en deux niveaux, $S_q = 1, 0$. $S_q = 0$ signifie que la puissance réactive doit être réduite. $S_q = 1$ signifie que la puissance réactive doit être augmentée.

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

S_p et S_q sont définis comme :

$$S_p = \begin{cases} 2 & \Delta p > H_{p2} \\ 1 & H_{p1} < \Delta p < H_{p2} \\ 0 & -H_{p1} < \Delta p < H_{p1} \\ -1 & \Delta p < -H_{p2} \end{cases} \quad S_q = \begin{cases} 1 & \Delta q > H_q \\ \text{restante} & -H_q < \Delta q < H_q \\ 0 & \Delta q < -H_q \end{cases} \quad (3.38)$$

Où H_{p1} , H_{p2} et H_q sont des bandes d'hystérésis des comparateurs de puissances actives et réactives.

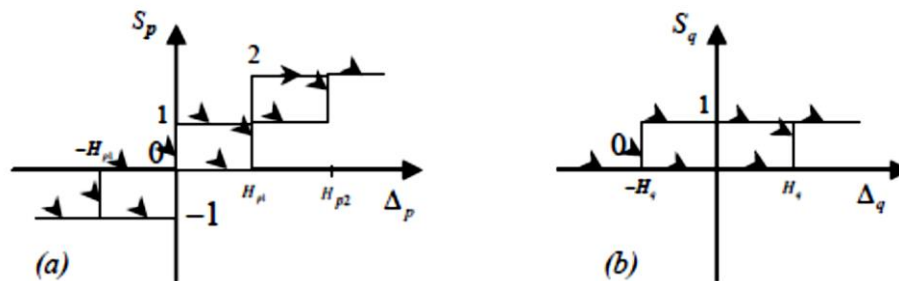


Figure 3.9 : Contrôleur à hystérésis de la puissance (a) active et (b) réactive

L'erreur de la tension des deux condensateurs côté courant continu est quantifiée en tant que signal de commutation S_{vdc} . La valeur de S_{vdc} est 0 ou 1, ce qui signifie que l'écart de la tension au point neutre est très élevé ou très faible. L'expression logique est définie comme suit :

$$S_{vdc} = \begin{cases} 1 & H_{vdc} < V_{dc2} - V_{dc1} \\ \text{restante} & -H_{vdc} < V_{dc2} - V_{dc1} < H_{vdc} \\ 0 & V_{dc2} - V_{dc1} < -H_{vdc} \end{cases} \quad (3.39)$$

Où H_{vdc} est la bande d'hystérésis du comparateur du potentiel de point neutre. En mesurant la direction des courants i_a et i_b , il est possible de connaître les directions d'influence des deux états de redondance des vecteurs VP sur la base de la valeur de S_{vdc} . Les états de commutation appropriés de VP doivent être sélectionnés dans le Tableau 3.5 et 3.6 pour maintenir la tension de point neutre.

	$S_p=2$	$S_p=1$	$S_p=0$	$S_p=-1$
$S_q=1$	V17/V18	V15/V16	V3	V2
$S_q=0$	V23/V24	V13/V14	V12	V1

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

3.5.3 Table de commutation

Le Tableau 3.7 est le tableau de commutation classique de la commande DPC pour un redresseur MLI à trois niveaux. Dans ce tableau, S_p et S_q ont uniquement les valeurs 0 et 1, respectivement, ce qui peut limiter les réponses dynamiques rapides du système.

Sur la base de l'analyse de la relation entre le vecteur de commutation et la puissance instantanée, une nouvelle table de commutation est conçue. La méthode de conception de la nouvelle table de commutation est décrite ci-après. Par exemple dans le secteur θ_1 , lorsque $S_p = -1$ et $S_q = 0$, seul le vecteur grand V_1 peut être choisi, comme indiqué dans le Tableau 3.3. Lorsque $S_p = -1$ et $S_q = 1$, seul le vecteur moyenne peut être choisi. Lorsque $S_p = 0$, les vecteurs V_{13} et V_{12} peuvent contrôler efficacement l'augmentation ou la diminution de la puissance réactive, alors qu'ils ont peu d'effet sur la variation de la puissance active, comme illustré à la Figure 3.9 et au tableau 3.3. Lorsque $S_p = 1$ et $S_q = 2$, de nombreux vecteurs peuvent augmenter la puissance active et, pour équilibrer la tension du point neutre, il est préférable de choisir le VP. En résumé, dans le secteur 1θ , la sélection de vecteur est indiquée dans le Tableau 3.7[46].

S_p	S_q	θ_{2k-1}	θ_{2k}	θ_{11}	θ_{12}
0	0	v_{2k-1}	V_{2k}	V11	V12
0	1	V_{2k}	V_{2k+1}	V12	V1
1	0	V_{2k+11}/V_{2k+12}	V_{2k+11}/V_{2k+12}	V23/V24	
1	1	V_{2k+13}/V_{2k+14}	V_{2k+13}/V_{2k+14}		

Tableau 3.7 : Table de commutation conventionnelle de la DPC

Conformément au principe ci-dessus, l'ensemble de la table de commutation du redresseur MLI à trois niveaux dans tous les secteurs peut être déduite dans le Tableau 3.7 (k est un entier compris entre 1 et 5). Tout schéma de commande du redresseur MLI à trois niveaux doit éviter le saut élevé d'amplitude de tension de phase. Cela signifie que le changement d'amplitude de tension doit éviter de dépasser $\frac{V_{dc}}{2}$, sinon le commutateur résistera à un $\frac{dv}{dt}$ élevé, ce qui affaiblira la capacité du redresseur à trois niveaux à améliorer le niveau de tension. Selon le Tableau 3.7, le saut élevé d'amplitude de tension est évidemment inévitable. Pour par exemple, dans le secteur θ_i , si le vecteur actuel est V_{12} et que le vecteur suivant est V_3 , la sélection directe de V_3 fera passer directement la

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

tension b-phase de bras N à P. Donc, il est nécessaire d'insérer un vecteur zéro V26 avant d'utiliser le vecteur V3, et le reste peut être fait de la même manière[46].

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
2	1	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{23}	\vec{V}_{23}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{15}
2	0	\vec{V}_{23}	\vec{V}_{23}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{21}
1	1	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{23}	\vec{V}_{23}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{13}
1	0	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{15}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{19}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{23}	\vec{V}_{23}
0	1	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_{99}	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}	\vec{V}_1	\vec{V}_2
0	0	\vec{V}_{12}	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}
-1	1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}	\vec{V}_1
-1	0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}

Tableau 3.8 : Nouvelle table de commutation DPC (Svdc= 1)

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
2	1	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{22}	\vec{V}_{22}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{16}
2	0	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{22}	\vec{V}_{22}
1	1	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{22}	\vec{V}_{22}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{14}
1	0	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{14}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{18}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{22}	\vec{V}_{22}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{14}
0	1	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}	\vec{V}_1	\vec{V}_2
0	0	\vec{V}_{12}	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}
-1	1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}	\vec{V}_1
-1	0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}

Tableau 3.9 : Nouvelle table de commutation DPC (Svdc= 0)

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

3.6 Simulation et discussions

Le modèle mathématique de la commande DPC du redresseur MLI triphasé à trois niveaux de structure NPC, basé sur les relations précédentes, et la technique de contrôle DPC, ont été implantés sur le logiciel MATLAB/Simulink. Le premier schéma de simulation est donné par la Figure 3.10 et des simulations ont été effectuées sur un redresseur MLI triphasé NPC afin de confirmer l'efficacité du DPC. Les principaux paramètres du circuit de simulation sont donnés dans le Tableau 3.10.

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

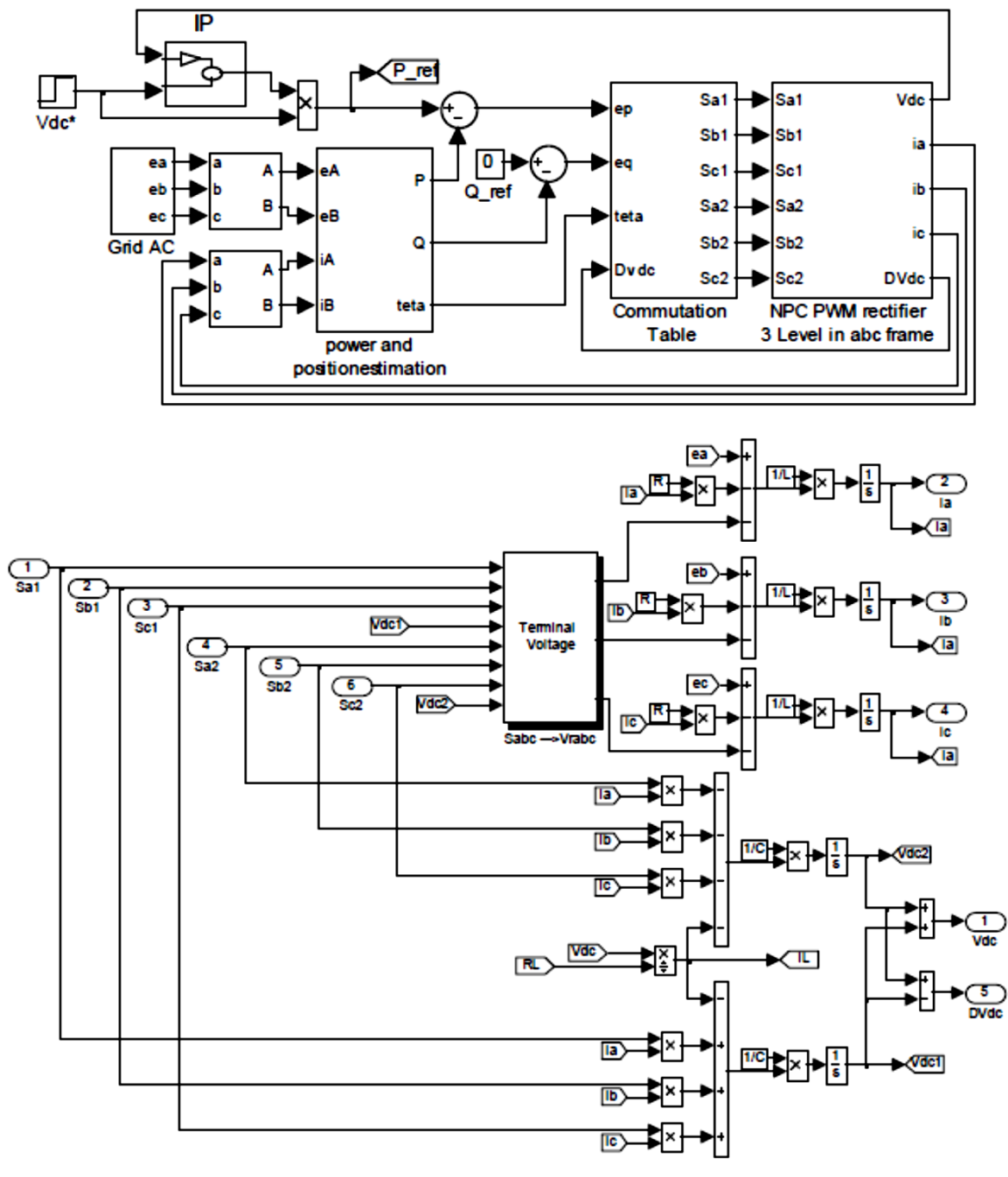


Figure 3.10 : Schéma du DPC implanté dans Simulink

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

Tension efficace composée :	$U=70\text{v}$ $f=50\text{hz}$
Paramètres du filtre :	$L=8\text{mh}$ $R=0\ \Omega$
Tension continue de sortie :	$V_{dc}=140\text{v}$
Condensateur de bus continue :	$C_{dc}=5600\ \mu\text{F}$
Résistance de la charge :	$R=45\ \Omega$
Fréquence d'échantillonnage :	$F=20\text{khz}$

Tableau 3.10 : Les paramètres du système

Dans cet essai de simulation, On a testé la robustesse de la régulation en imposant un échelon de tension du bus continue de 140 V , égale à la valeur de la tension continue de sortie, puis on a appliqué une variation de la charge (augmentation et diminution) dans les instants 0,6 s ,1 s et 1,4 s comme montrée sur la Figure 3.11 (11). L'influence de la variation de la charge sur le réglage de la tension du bus continu est illustrée par la Figure 3.11 (1). On observe sur le zoom de cette figure que la variation de la charge provoque des chutes de tension, c-à-d modifié peu la tension, ce qui signifie que notre régulateur IP a récupéré ses propriétés pendant une courte durée. Ensuite, la tension V_{dc} suit parfaitement sa référence. On constate alors un fonctionnement satisfaisant tant en régime transitoire qu'en régime permanent (erreur statique nulle) et le régulateur de la tension agit bien avec le contrôle DPC. La Figure 3.11 (2) montre l'évolution des tensions aux bornes des condensateurs de sortie côté DC. L'erreur de la tension des deux condensateurs côté courant continu est très faibles, Figure 3.11(3).

La puissance active présente en régime transitoire un accroissement oscillatoire puis elle descend vers sa valeur limite avec une ondulation remarquable en régime établi, Figure 3.11 (4). On remarque sur la Figure 3.11 (5) que la puissance réactive n'est pas perturbée lors de l'application de la charge et suit sa valeur de référence fixée à 0 VAR pour obtenir un facteur de puissance unitaire, ce qui montre un bon réglage et un bon découplage entre la puissance active et réactive.

La Figure 3.11 (6) montre l'allure des courants triphasés absorbés par le redresseur et les zooms. On remarque que la variation de la charge affecte la forme des courants triphasés absorbés par le redresseur et qui présentent des transitoires, puis une diminution lors de l'augmentation de la charge à $t = 0,6\text{s}$, ensuite une augmentation est enregistré lors de la diminution de la charge entre $t = 1\text{s}$ à $t = 1,4\text{s}$. Nous remarquons sur le zoom que ces courants sont sinusoïdaux, ce qui donne un faible taux de

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

distorsion harmonique. La Figure 3.11 (7) montre l'allure des courants i_α , i_β et les zooms lors de la variation de la charge.

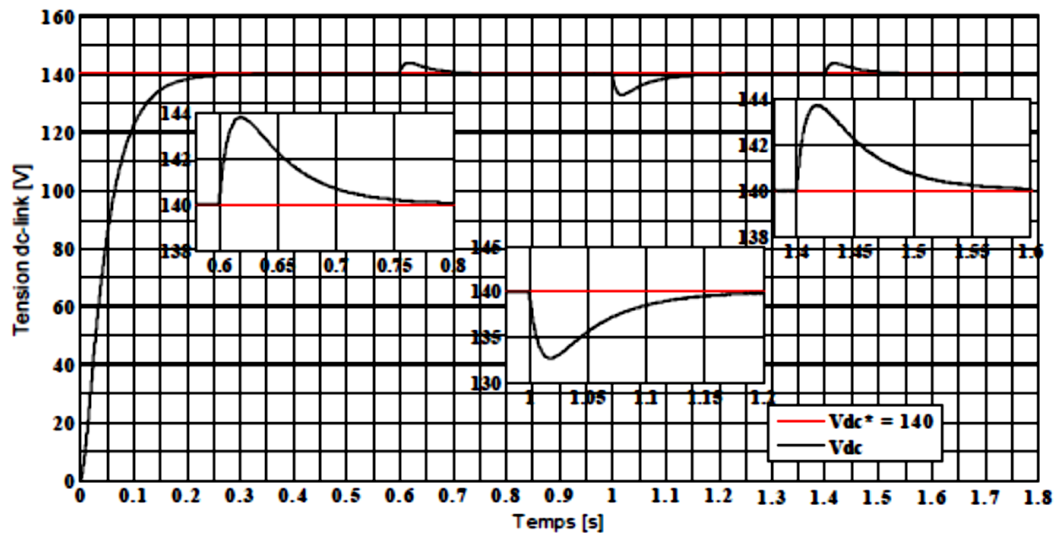
La Figure 3.11 (9) montre que le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau, ce qui donne un facteur de puissance unitaire.

D'après la Figure 3.11 (10), on remarque que le courant i est inversement proportionnel à la variation de la charge présentée par 3.11 (11).

Les figures 3.11 (12) et (13) montrent l'allure des tensions simples et les tensions composées à l'entrée du redresseur MLI triphasée à trois niveaux.

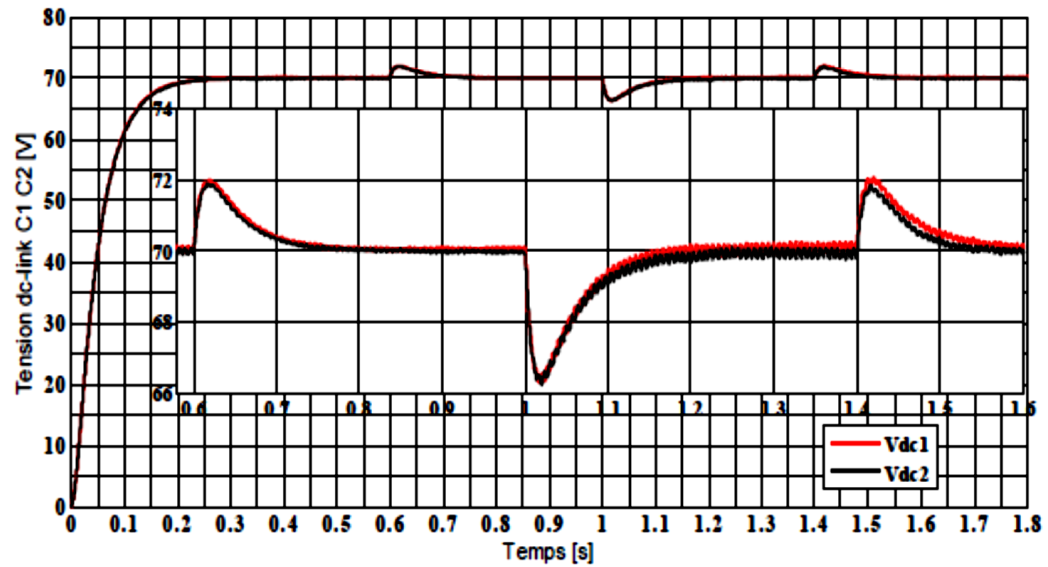
Les figures 3.11 (12) et (13) montrent l'allure des tensions simples et les tensions composées à l'entrée du redresseur MLI triphasée à trois niveaux.

La Figure 3.11 (14) montre le spectre harmonique de la réponse du courant de réseau i_a . Il est à noter que toutes les harmoniques basses sont bien atténuées, ce qui donne un taux de distorsion harmonique réduit. On peut constater que le DPC proposé réalise un contrôle découplé de la puissance active et réactive. Les résultats de la simulation prouvent que le DPC proposé est bien meilleur lorsque la charge change.

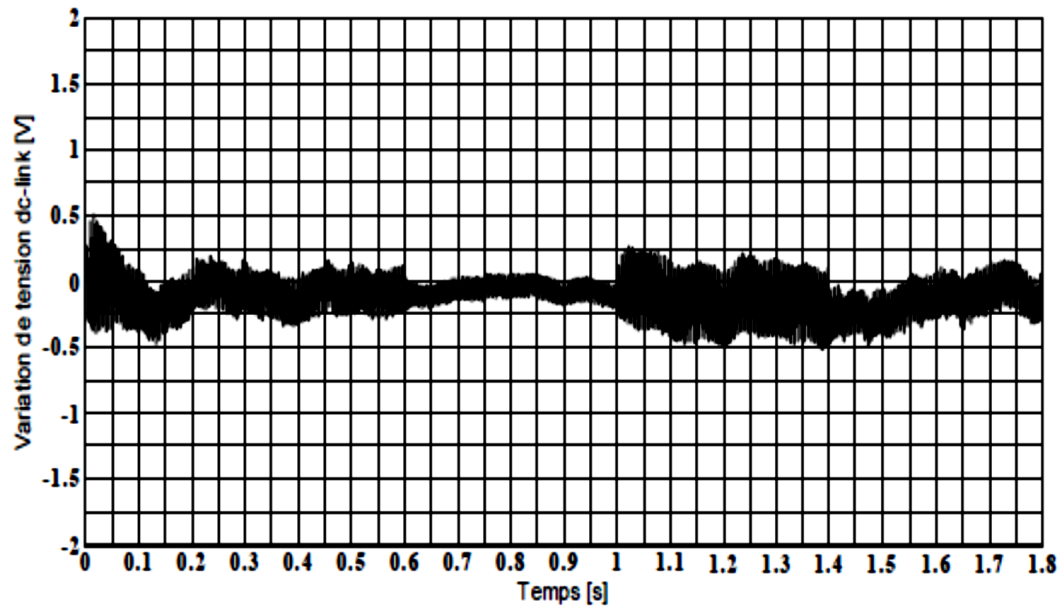


(1) Tension de sortie

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

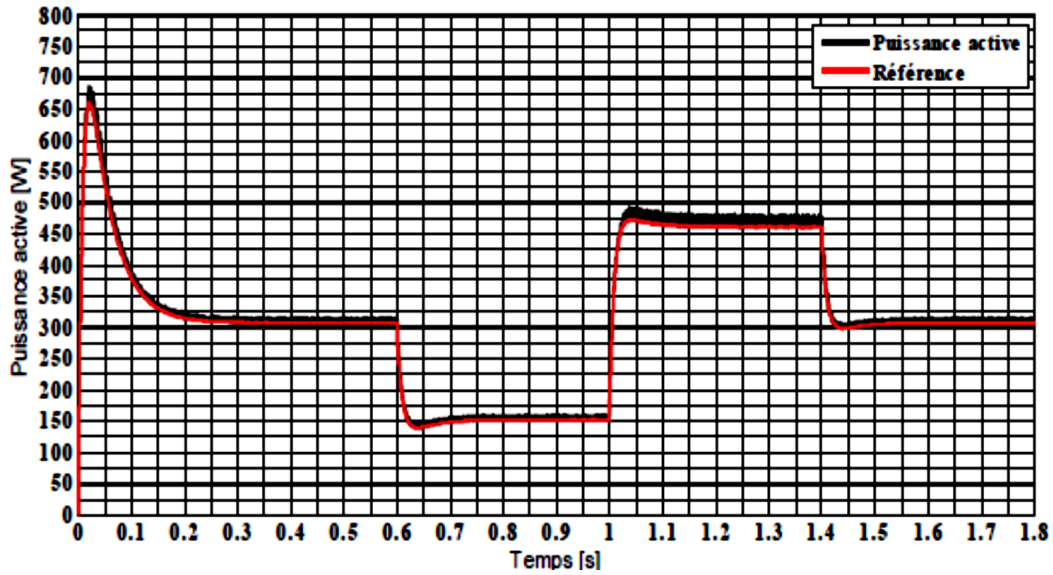


(2) Tension des deux condensateurs coté DC

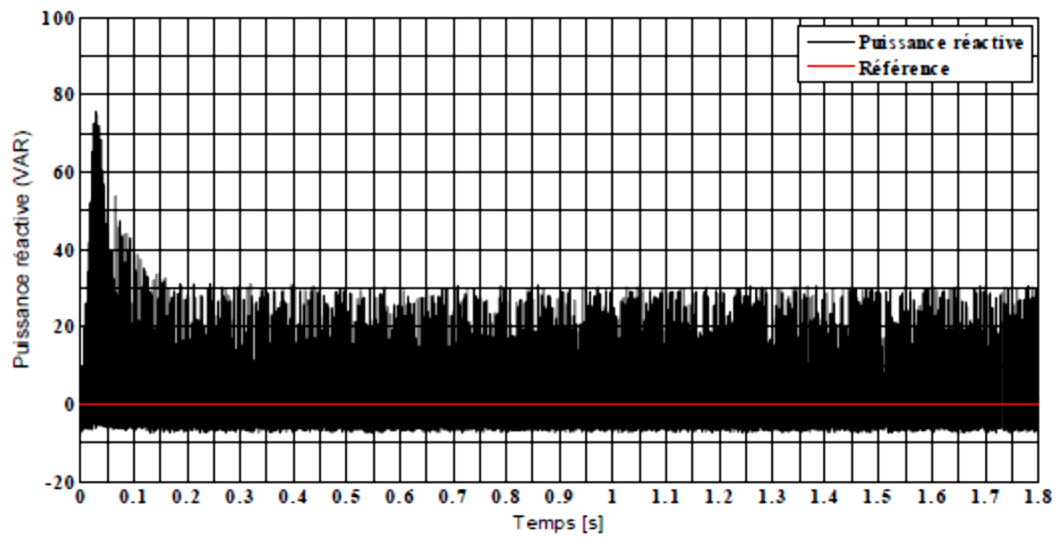


(3) Variation des tensions des deux condensateurs coté DC

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

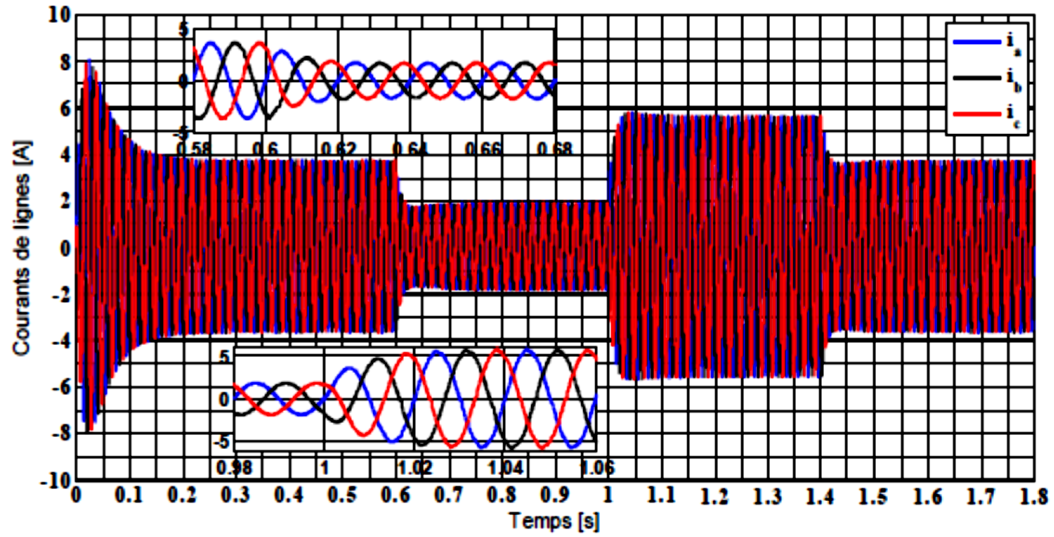


(4) Puissance active

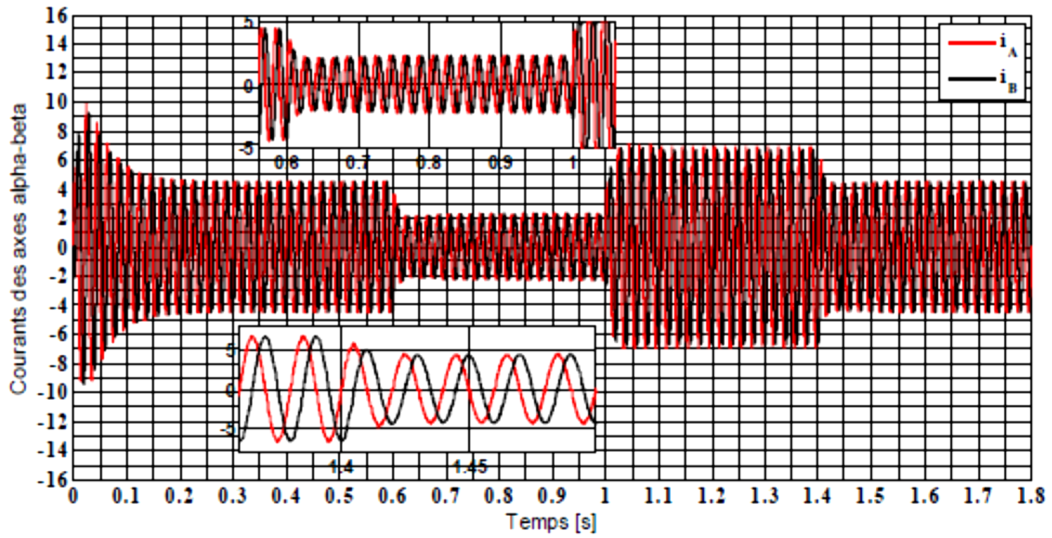


(5) Puissance réactive

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

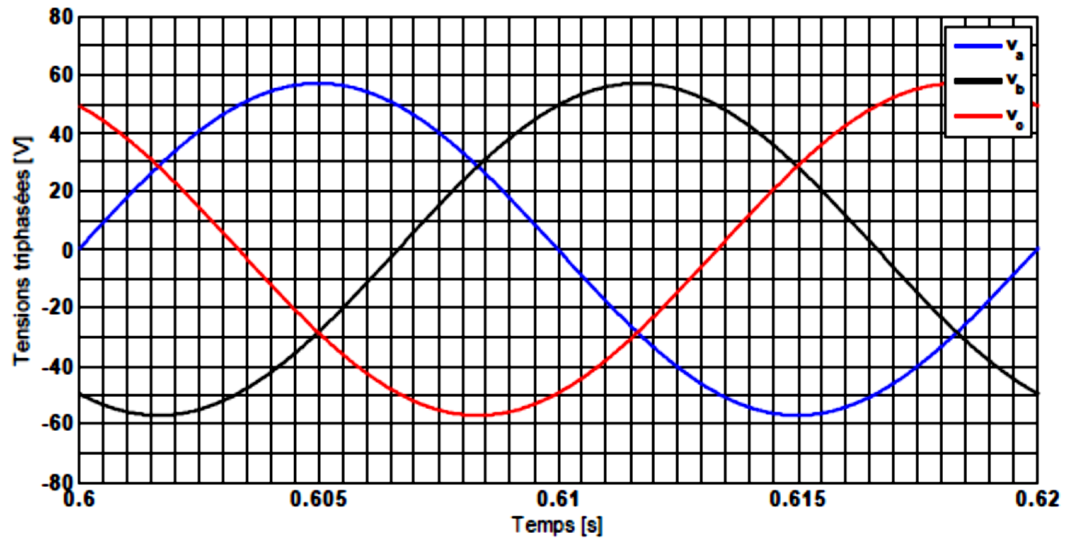


(6) Courant de ligne ia, ib ,ic

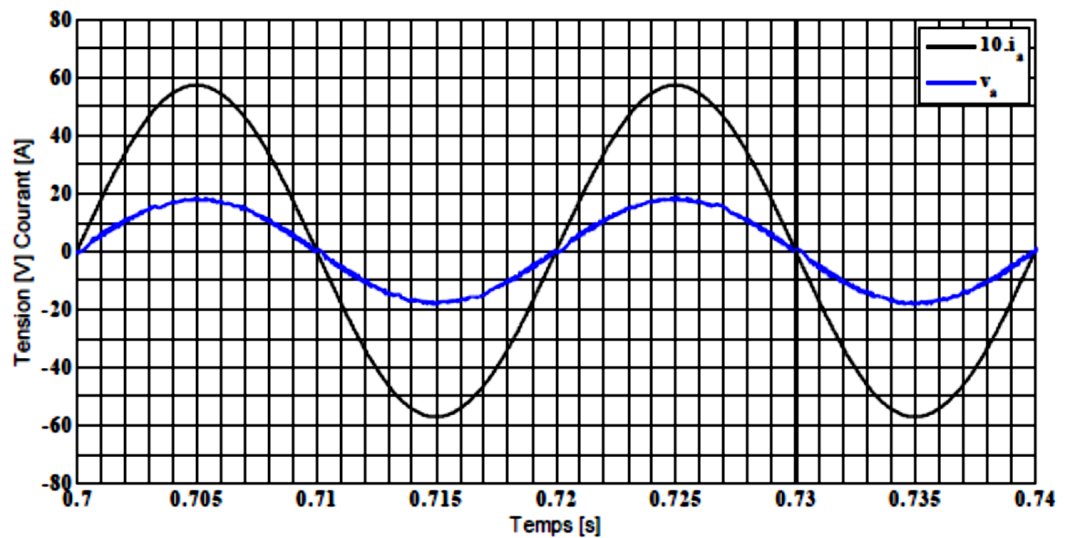


(7) Courants i_α , i_β

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

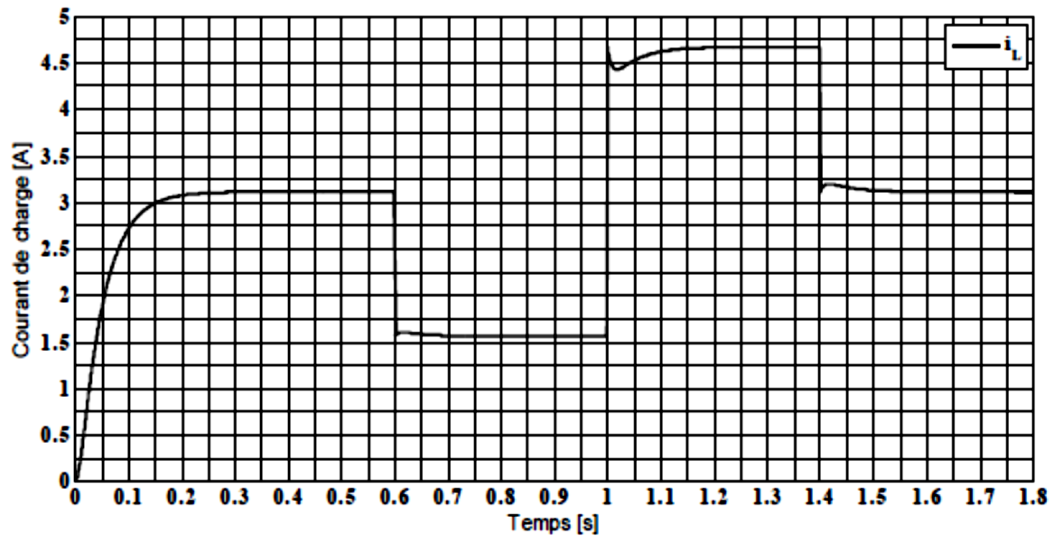


(8) Tensions triphasées du réseau

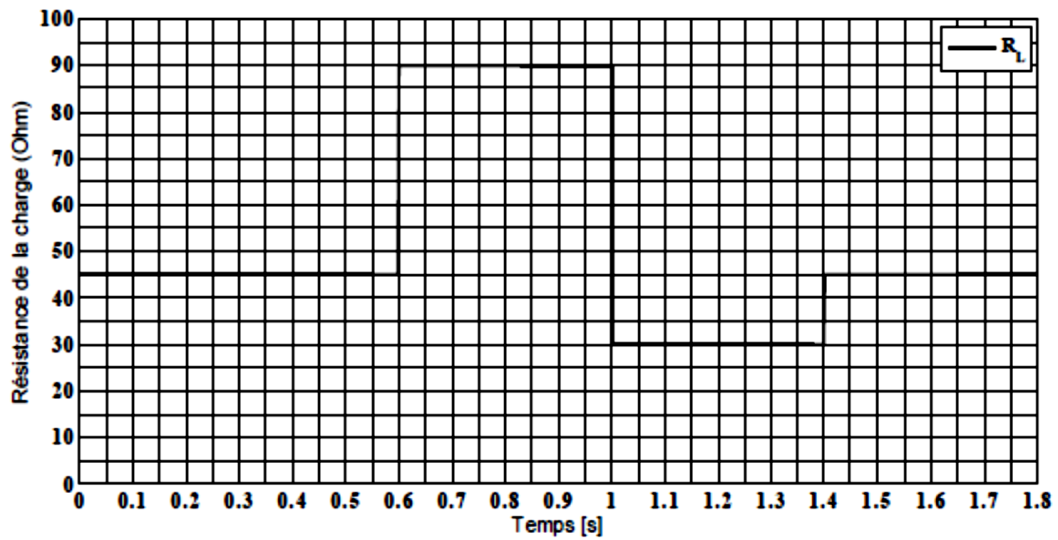


(9) Tension et courant de la phase (a)

Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

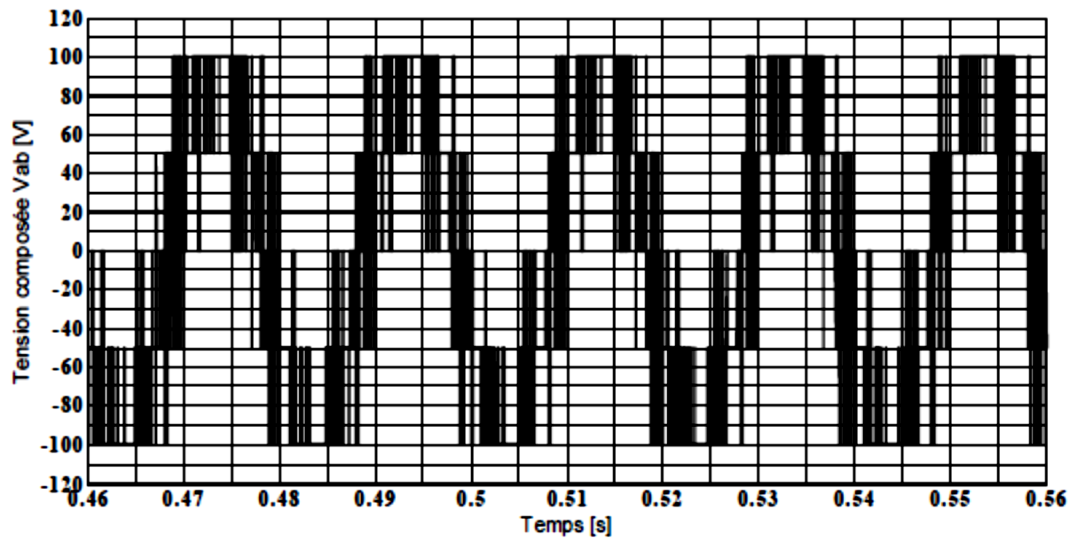


(10) Courant de charge coté DC

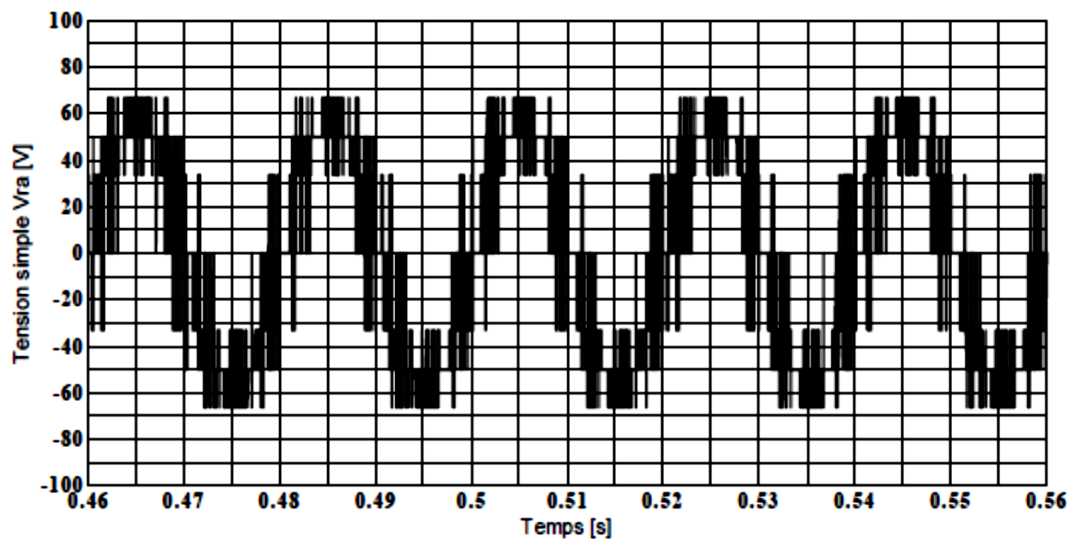


(11) Résistance de charge

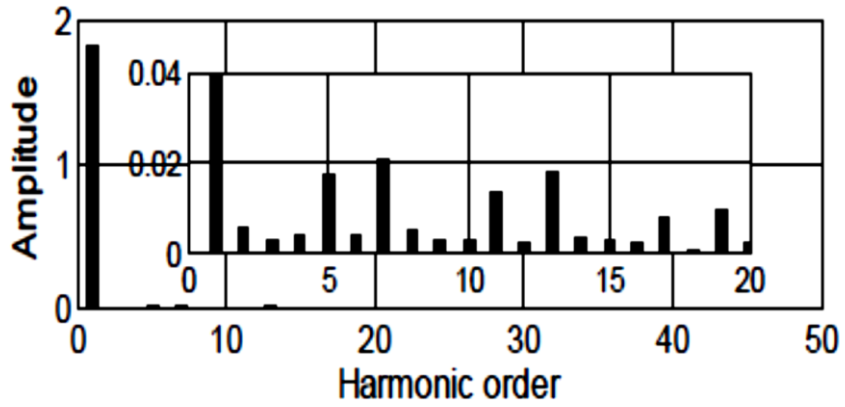
Chapitre 3 : modélisations et simulation de la Commande DPC du redresseur à MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux



(12) Tension composée Vra



(13) Tension simple Vra



(14) Spectre harmonique du courant de réseau i_a

Figure 3.11 : résultat de simulation

3.7 Conclusion

La stratégie de commande directe de puissance (DPC) est basée sur l'évaluation des erreurs de puissance instantanées active et réactive afin de choisir les vecteurs de tension appropriés pour contrôler la puissance active et réactive. Comparé à la stratégie VOC, la DPC n'a pas besoin de boucles de contrôle de courant internes ni de blocs MLI séparés.

La réduction du coût du système est un sujet important pour une large application du chargeur EV. Ce présent chapitre décrit une méthode recommandée pour mettre en œuvre un chargeur pour les véhicules électriques, et sur cette base, un redresseur MLI à point neutre à trois niveaux (NPC) basé sur le transistor bipolaire à grille isolée (IGBT), est étudié. La technique de commande directe de puissance (DPC) utilisée possède un algorithme de contrôle simple, une réponse dynamique rapide et une efficacité élevée. Cependant, étant donné qu'une table de commutation optimale est essentielle pour le système DPC conventionnel, la plupart des tables de commutation de redresseurs à trois niveaux sont établies sur la base d'une analyse qualitative, sans fournir l'influence quantitative de chaque vecteur de tension d'espace sur les puissances active et réactive dans chaque secteur.

Conclusion générale

Les travaux présentés dans cette mémoire concernent le développement d'une structure de commande multimachine pour une chaîne de traction électrique à propulsion synchrone d'un véhicule électrique. L'objectif de ce travail est de Commande directe de puissance d'un redresseur MLI à absorption sinusoïdale de structure npc à trois niveaux L'application faisant l'objet de ce travail de mémoire : rechargement de batterie par un redresseur triphasés NPC à trois niveaux, pour stockage de l'énergie.

Dans le premier chapitre, nous avons choisi la technologie véhicule à grid(V2G) suivante à ces avantages. Cependant, un concept de véhicule au réseau (V2G) est apparu ces dernières années, permettant de restituer au réseau l'énergie stockée dans les batteries qui n'a pas été utilisée par le véhicule. Ce mode de fonctionnement aura un impact important sur le réseau électrique. La Society of Automotive Engineers élabore toujours des spécifications pour la technologie V2G dans le cadre de la ZigBee Alliance

Dans le deuxième chapitre, une technique de commande en puissance a été appliquée à la commande de redresseur alimentée par un source de tension alternative. Tous d'abord, nous avons rappelé la structure et la modélisation de redresseur triphasé NPC à deux niveaux. Ensuite, nous avons proposé une nouvelle table de commutation pour sélectionnée le vecteur tension optimale généré par ce redresseur, qui va commander la puissance directe. Les séries de simulation réalisées sur la commande directe de puissance, basé sur la V2G.

Dans le troisième chapitre, une structure de commande nous avons utilisé la même commande et la même technologie pour redresseur triphasé NPC à trois niveaux pour améliorer et augmenter la puissance active.

Références Bibliographiques

- [1] J. Gallardo-Lozano, M. Milanés-Montero, M. Guerrero-Martinez, and E. Romero-Cadaval, "Three-phase bidirectional battery charger for smart electric vehicles," in 2011 7th International Conference-Workshop Compatibility and Power Electronics (CPE), 2011, pp. 371-376.
- [2] J. Gallardo-Lozano, M. I. Milanés-Montero, M. A. Guerrero-Martínez, and E. Romero-Cadaval, "Electric vehicle battery charger for smart grids," *Electric Power Systems Research*, vol. 90, pp. 18-29, 2012.
- [3] S. Li, T. A. Haskew, Y.-K. Hong, and L. Xu, "Direct-current vector control of three-phase grid-connected rectifier–inverter," *Electric Power Systems Research*, vol. 81, pp. 357-366, 2011.
- [4] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of the impact of vehicle-to-grid technologies on distribution systems and utility interfaces," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 28, pp. 5673-5689, 2012.
- [5] C. REYMOND, "Conception d'une structure innovante de convertisseur AC-DC de type Totem-pole avec correction du facteur de puissance Application aux chargeurs de batteries des véhicules électriques," Doctorat, ÉCOLE DOCTORALE EMSTU, UNIVERSITÉ DE TOURS, 2019.
- [6] F. Jarraya, "Étude et modélisation d'un convertisseur double pont actif triphasé pour application chargeur de batterie d'un véhicule Électrique,," Maitrise de génie électrique mémoire, ÉCOLE DE TECHNOLOGIE SUPÉRIEURE, UNIVERSITÉ DU QUÉBEC, QUÉBEC, 2019.
- [7] D. B. Richardson, "Electric vehicles and the electric grid: A review of modeling approaches, Impacts, and renewable energy integration," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 19, pp. 247-254, 2013.
- [8] Z. Wang and S. Wang, "Grid power peak shaving and valley filling using vehicle-to-grid systems," *IEEE Transactions on power delivery*, vol. 28, pp. 1822-1829, 2013.
- [9] K. Bao, S. Li, and H. Zheng, "Battery charge and discharge control for energy management in EV and utility integration," in 2012 IEEE power and energy society general meeting, 2012, pp. 1-8.

Références Bibliographiques

- [10] K. M. Tan, V. K. Ramachandaramurthy, and J. Y. Yong, "Bidirectional battery charger for electric vehicle," in 2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies-Asia (ISGT ASIA), 2014, pp. 406-411.
- [11] O. S. M. El Chehaly, C. Martinez, G. Joos, "Advantages and applications of vehicle to grid mode of operation in plug-in hybrid electric vehicles," presented at the Electrical Power & Energy Conference, 2009.
- [12] D. I. Sikai Huang, "The potential of domestic electric vehicles to contribute to Power System Operation through vehicle to grid technology," 2009.
- [13] H. T. Y. Ota, T. Nakajima, K.M. Liyanage, A. Yokoyama, "An Autonomous Distributed Vehicle-to- Grid Control of Grid-Connected Electric Vehicle," 2009.
- [14] M. Marzouk, "Développement de chargeurs intégrés pour véhicules hybrides plug-in," 2015.
- [15] E. Sortomme and M. A. El-Sharkawi, "Optimal combined bidding of vehicle-to-grid ancillary services," IEEE Transactions on Smart Grid, vol. 3, pp. 70-79, 2011.
- [16] O. Tremblay, L.-A. Dessaint, and A.-I. Dekkiche, "A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicles," in 2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, 2007, pp. 284- 289.
- [17] D. C. Erb, O. C. Onar, and A. Khaligh, "Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles," in 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010, pp. 2066-2072.
- [18] N. Wong and M. Kazerani, "A review of bidirectional on-board charger topologies for plugin vehicles," in 2012 25th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2012, pp. 1-6.
- [19] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of integrated charging methods for plug-in electric and hybrid vehicles," in 2012 IEEE international conference on vehicular electronics and safety (ICVES 2012), 2012, pp. 346-351.
- [20] M. Yilmaz and P. T. Krein, "Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles," IEEE transactions on Power Electronics, vol. 28, pp. 2151-2169, 2012.

Références Bibliographiques

- [21] S. Haghbin, S. Lundmark, M. Alakula, and O. Carlson, "Grid-connected integrated battery chargers in vehicle applications: Review and new solution," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 459-473, 2012.
- [22] V. T. Tran, D. Sutanto, and K. M. Muttaqi, "The state of the art of battery charging infrastructure for electrical vehicles: Topologies, power control strategies, and future trend," in *2017 Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2017, pp. 1-6.
- [23] M. Garcés Quílez, M. Abdel-Monem, M. El Baghdadi, Y. Yang, J. Van Mierlo, and O. Hegazy, "Modelling, analysis and performance evaluation of power conversion unit in g2v/v2g application—A review," *Energies*, vol. 11, p. 1082, 2018.
- [24] M. Abarzadeh, H. Vahedi, and K. Al-Haddad, "Fast sensor-less voltage balancing and capacitor size reduction in PUC5 converter using novel modulation method," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 15, pp. 4394-4406, 2019.
- [25] K. A.-H. Rawad Zgheib, Innocent Kamwa, "Review and impact of fast charging techniques on batteries and chargers in Electric Vehicles ", 2016.
- [26] C. Aguilar, F. Canales, J. Arau, J. Sebastián, and J. Uceda, "An integrated battery charger/discharger with power-factor correction," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, pp. 597-603, 1997.
- [27] P. Kong, S. Wang, F. C. Lee, and C. Wang, "Common-mode EMI study and reduction technique for the interleaved multichannel PFC converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2576-2584, 2008.
- [28] Y. Jang and M. M. Jovanovic, "A bridgeless PFC boost rectifier with optimized magnetic utilization," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, pp. 85-93, 2009.
- [29] F. Musavi, W. Eberle, and W. G. Dunford, "A high-performance single-phase bridgeless interleaved PFC converter for plug-in hybrid electric vehicle battery chargers," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, pp. 1833-1843, 2011.
- [30] C. Shi, H. Wang, S. Dusmez, and A. Khaligh, "A SiC-based high-efficiency isolated onboard PEV charger with ultrawide DC-link voltage range," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 53, pp. 501-511, 2016.

Références Bibliographiques

- [31] M. Kesler, M. C. Kisacikoglu, and L. M. Tolbert, "Vehicle-to-grid reactive power operation using plug-in electric vehicle bidirectional offboard charger," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 6778-6784, 2014.
- [32] J. Zhang, J.-S. Lai, R.-Y. Kim, and W. Yu, "High-power density design of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 22, pp. 1145-1153, 2007.
- [33] S. Rivera and B. Wu, "Electric vehicle charging station with an energy storage stage for split-DC bus voltage balancing," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, pp. 2376-2386, 2016.
- [34] W. Xu, H. Kaizheng, Y. Shijie, and X. Bin, "Simulation of three-phase voltage source PWM rectifier based on the Space Vector Modulation," in *Control and Decision Conference, 2008. CCDC 2008*. Chinese, 2008, pp. 1881-1884.
- [35] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, and A. Trzynadlowski, "Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers," *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 63, pp. 349-361, 2003.
- [36] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, and A. M. Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in AC adjustable speed drives," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 18, pp. 1390-1396, 2003.
- [37] B. B. a. S. Bouzar, "Commande floue directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé," p. 63, Juin 2018.
- [38] K. H. S. Bouzar, B. Bouarfa, T. Mohammed Chikouche, "Modélisation et commande floue directe de puissance d'un convertisseur AC-DC à absorption sinusoidale de courant sinusiodale," 1ère conférence Nationale sur l'Electrotechnique et les Energies Renouvelables, CNEER'18, 13-14 Novembre 2018.
- [39] J. Huang, A. Zhang, H. Zhang, and J. Wang, "A novel fuzzy-based and voltage-oriented direct power control strategy for rectifier," in *IECon 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2011, pp. 1115-1119.
- [40] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter," *IEEE transactions on Power Electronics*, vol. 12, pp. 116-123, 1997.

Références Bibliographiques

- [41] K. Hartani and Y. Miloud, "Control strategy for three phase voltage source PWM rectifier based on the space vector modulation," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, pp. 61-65, 2010.
- [42] T. M. Chikouche and K. Hartani, "DIRECT POWER CONTROL OF THREE-PHASE PWM RECTIFIER BASED ON NEW SWITCHING TABLE," *Journal of Engineering Science and Technology*, vol. 13, pp. 1751-1763, 2018.
- [43] K. H. a. S. Ismail, "Modélisation et simulation d'un redresseur à MLI," *Projet Licence LMD, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université de Saida*, 2017.
- [44] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," in *Industrial Electronics, Control and Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON'91., 1991 International Conference on, 1991*, pp. 819-824.
- [45] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 34, pp. 473-479, 1998.
- [46] S. S. Hadji Khadidja, "Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux," *Project Master LMD, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université de Saida*, 2018-2019.
- [47] A. M. Razali and M. Rahman, "Performance analysis of three-phase PWM rectifier using direct power control," in *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC), 2011 IEEE International, 2011*, pp. 1603-1608.
- [48] A. Bouafia, F. Krim, and J.-P. Gaubert, "Direct power control of three-phase PWM rectifier based on fuzzy logic controller," in *Industrial Electronics, 2008. ISIE 2008. IEEE International Symposium on, 2008*, pp. 323-328.
- [49] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: Application aux redresseurs a MLI," 2010.
- [50] S. A. Larrinaga, M. A. R. Vidal, E. Oyarbide, and J. R. T. Apraiz, "Predictive control strategy for DC/AC converters based on direct power control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 1261-1271, 2007.

Références Bibliographiques

- [51] K. Hartani, "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti- patinage," thèse de Doctorat, USTO, Oran, Algérie, 2007.
- [52] C. Xia, X. Gu, T. Shi, and Y. Yan, "Neutral-point potential balancing of three-level inverters in direct- driven wind energy conversion system," *IEEE Transactions on Energy conversion*, vol. 26, pp. 18-29, 2010.
- [53] D.-M. Lee, J.-W. Jung, and S.-S. Kwa, "Simple space vector PWM scheme for 3-level NPC inverters including the overmodulation region," *Journal of Power Electronics*, vol. 11, pp. 688-696, 2011.
- [54] Z. Ye, Y. Xu, F. Li, X. Deng, and Y. Zhang, "Simplified PWM strategy for neutral-point-clamped (NPC) three-level converter," *Journal of Power Electronics*, vol. 14, pp. 519-530, 2014.
- [55] N. Li, Y. Wang, W. Lei, R. Niu, and Z. a. Wang, "Novel carrier-based PWM strategy of a three-level NPC voltage source converter without low-frequency voltage oscillation in the neutral point," *Journal of Power Electronics*, vol. 14, pp. 531-540, 2014.
- [56] J. Zaragoza, J. Pou, S. Ceballos, E. Robles, P. Ibanez, and J. L. Villate, "A comprehensive study of a hybrid modulation technique for the neutral-point-clamped converter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 294-304, 2008.
- [57] Y. Zhang, Z. Zhao, and J. Zhu, "A hybrid PWM applied to high-power three-level inverter-fed induction- motor drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 3409-3420, 2010.
- [58] C.-L. Xia, Z. Xu, and J.-X. Zhao, "A new direct power control strategy for NPC three-level voltage source rectifiers using a novel vector influence table method," *Journal of Power Electronics*, vol. 15, pp. 106-115, 2015.
- [59] W. Song, X. Feng, and C. Xiong, "A neutral point voltage regulation method with SVPWM control for single-phase three-level NPC converters," in *2008 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, 2008, pp. 1-4.
- [60] N. Li, Y. Wang, S. Li, and Y. Li, "Direct power control strategy used in three-level NPC converters," in *Proceedings of The 7th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2012, pp. 1675- 1679.

Références Bibliographiques

- [61] C. Ortega, A. Arias, C. Caruana, J. Balcells, and G. M. Asher, "Improved waveform quality in the direct torque control of matrix-converter-fed PMSM drives," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, pp. 2101-2110, 2009.
- [62] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current control techniques for three-phase voltage-source PWM converters: A survey," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 45, pp. 691-703, 1998.
- [63] K. Billel, "Commande MLI Vectorielle d'un Redresseur Triphasé à Trois Niveaux," Master Master, SETIF 1, 2013.
- [64] J. Lamterkati, M. Khafallah, and L. Ouboubker, "A New DPC for Three-phase PWM rectifier with unity power factor operation," *Int. J. of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3, 2014.
- [65] Y. Suh and T. A. Lipo, "Modeling and analysis of instantaneous active and reactive power for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced network," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, pp. 1530-1540, 2006.
- [66] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A. Nabae, "Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components," *IEEE Transactions on industry applications*, pp. 625-630, 1984.

Résumé

Le travail présenté dans cette mémoire apporte une contribution au développement d'une commande directe de puissance d'un redresseur MLI à absorption sinusoïdale de structure NPC à deux niveaux et à trois niveaux dans une chaîne de traction d'un véhicule électrique. Le redresseur étudié a deux niveaux et à trois niveaux. L'une des thématiques intéressantes dans cette commande. Cependant, dans la traction électrique où les systèmes de traction sont propulsés par plusieurs moteurs électriques, il est nécessaire d'optimiser les volumes des dispositifs et des composants embarqués. Ainsi, une réduction intéressante peut être obtenue par l'utilisation d'un seul redresseur de tension triphasé qui charge une batterie. Dans ce travail, on cherche à imposer une commande directe de puissance sur chaque bras de redresseur des architectures de motorisation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Un moteur électrique intégré dans chaque roue est l'une des configurations les plus courantes en véhicules électriques qui permet un entraînement indépendant à quatre roues.

L'application faisant l'objet de ce travail de mémoire : de charger une batterie par un redresseur triphasé NPC à 3 trois niveaux, par la technologie de véhicule à gride (V2G) L'objectif de cette technologie de commande de puissance est de reproduire le comportement d'un système différentiel électrique dans le but d'améliorer la stabilité latérale et la sécurité du véhicule électrique.

Les mots clés

Structure NPC redresseur MLI convertisseur AC/DC véhicule électrique Modélisation
Commande direct de puissance MATLAB/SIMULINK V2G

Abstract

The work presented in this thesis contributes to the development of a direct power control of a PWM rectifier with sinusoidal absorption of NPC structure at two levels and at three levels in a traction chain of an electric vehicle. The studied rectifier has two levels and has three levels. One of the interesting themes in this order. However, in electric traction where the traction systems are propelled by several electric motors, it is necessary to optimize the volumes of the on-board devices and components. Thus, an interesting reduction can be obtained by the use of a single three-phase voltage rectifier which charges a battery. In this work, we seek to impose a direct power control on each rectifier arm of the motorization architectures of the traction chain of an electric vehicle. An electric motor integrated into each wheel is one of the most common configurations in electric .vehicles that allows independent four-wheel drive

Keywords

Structure NPC rectifier PWM AC/DC converter electric vehicle Modeling Direct power control
MATLAB/SIMULINK V2G

ملخص

يساهم العمل المقدم في هذه الأطروحة في تطوير التحكم المباشر في الطاقة لمعدل PWM مع الامتصاص الجيبي لهيكل NPC على مستويين وعلى ثلاثة مستويات في سلسلة جر لمركبة كهربائية. المعدل المدروس له مستويين وله ثلاثة مستويات. أحد الموضوعات الشيقة في هذا الترتيب. ومع ذلك ، في حالة الجر الكهربائي حيث يتم دفع أنظمة الجر بواسطة عدة محركات كهربائية ، فمن الضروري تحسين أحجام الأجهزة والمكونات الموجودة على متن الطائرة. وبالتالي ، يمكن الحصول على تخفيض مثير للاهتمام عن طريق استخدام مقوم جهد واحد ثلاثي الطور يشحن البطارية. في هذا العمل ، نسعى إلى فرض تحكم مباشر في الطاقة على كل نراع مقوم لهياكل الميكنة لسلسلة جر السيارة الكهربائية. يعد المحرك الكهربائي المدمج في كل عجلة أحد أكثر التكوينات شيوعًا في سيارات الكهربائية التي تسمح بالدفع الرباعي المستقل.

لتطبيق هو موضوع عمل الذاكرة هذا: لشحن بطارية بواسطة مقوم ثلاثي الطور NPC على 3 مستويات ، عن طريق تقنية السيارة ذات الشبكة V2G والهدف من هذه التقنية للتحكم في الطاقة هو إعادة إنتاج السلوك لنظام تفاضلي كهربائي من أجل تحسين لاستقرار الجانبي والسلامة للمركبة الكهربائية.

الكلمات المفتاحية

هيكل NPC محول AC/DC معدل MLI السيارة الكهربائية نمذجة التحكم المباشر في الطاقة ماتلاب V2G