

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



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda

Faculté de la Technologie

Département d'Electrotechnique



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Intitulé :

Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de
structure NPC à trois niveaux

Présenté par :

Hadji Khadidja

Smail Somia

Devant le jury composé de :

Pr.MILOUD Yahia

Pr.HARTANI Kada

Dr.Bouanane Abdelkrim

Dr. Mohemmed Chikouche Tarik

Président

Encadreur

Examineur

Examineur

Soutenu le 03/07/2019

Promotion 2018-2019

Remerciements

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué aux :

• Laboratoire de génie Electrotechnique (LGE) à l'université de Saida Dr. Moulay Tahar

sous la direction du monsieur le Professeur Hartani Kada

avant tous, Nous remercions Dieu, qui nous a éclairé le chemin de la science et de la connaissance et

nous a aidés à accomplir ce devoir et nous accorde le succès à l'achèvement de ce travail rencontrées

Nous tenons à exprimer notre reconnaissance à notre directeur de mémoire Monsieur HARTANI KADA, pour la confiance qu'il nous a témoigné et nous a accueillis au sein de la et de nous avoir proposé ce sujet de mémoire dans les cours et les travaux qui ont été pour nous une source d'inspiration. Nous voulons également lui exprimer nos remerciements pour la direction de ce travail et les moyens mêmes à notre disposition pour terminer notre mémoire. Nous le remercions aussi profondément pour sa disponibilité, ses orientations et ses remarques fructueuses et qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude.

Nous tenons à remercier nos parents par leur patience, leur encouragement et leur disponibilité avec nous dans chaque instant.

Nous adressons notre vif remerciement à tous les enseignants qui, par leur enseignement, leur encouragement et leur aide, ont contribué à notre formation.

- ✓ *Pr.Miloud Yahia*
- ✓ *Dr.Terres Tahar*
- ✓ *Dr.Tarik Chikouche*
- ✓ *Dr.Bouanane Abdelkrim*
- ✓ *Dr.Awedj Norreddine*
- ✓ *Dr.cherifi Djamila*
- ✓ *Dr.Belgacem Khayra*
- ✓ *Drif Malika*

Nos remerciements vont également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous ont fait en participant

à l'évaluation de ce travail, aussi à tous ceux qui, par leur encouragement ou leur amitié, ont contribué à l'aboutissement de ce travail.

Dédicaces

Nous dédions ce travail :

*À nos pères et mères qui nous ont donné le jour et nous ont apporté le soutien financier et
morals si nécessaires à notre étude*

A nos frères et sœurs : Hadji abderahmen ,Hadji abdellah,Hajii souad, Hadji Nour El Houda

Et tous la famille Smail :Hakim,Amine,Souad,Khadidja,Boudaoud,Moumen

la famille Ouldkada :Zahia,Hafida,mokhtariya,Ahlem,

A nos amis :Belgacem Aysha, Belgacem Fatima, Benyucef Hafsa,Frihi fatima

A tous nos enseignants

À tous ceux qui ont contribué de loin ou à proximité

Finalement, Nous dédions ce travail à toute la promotion ELT Master 2

Table des matières

Liste des symboles	1
Liste des figures	3
Liste des tableaux	4
Introduction générale	5

Chapitre 1

Modélisation et commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé à deux niveaux

1.1 Introduction	7
1.2 Modèle du redresseur MLI	7
1.3 Commande DPC d'un redresseur MLI triphasé à 2 niveaux	10
1.3.1 Principe de la commande DPC	10
1.3.2 Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation	13
1.3.3 Régulation du bus continu	15
1.3.3.1 Synthèse de régulateur	16
1.4 Résultats et discussion	17
1.4.2 1 ^{er} essai : Application d'un échelon de tension suivi d'une variation de charge	17
1.4.2 2 ^{ème} essai : Application d'un échelon de tension suivi d'une variation de charge	19
1.5 Conclusion	21
Bibliographie	22

Chapitre 2

Modélisation du redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux commandé par la technique MLI vectorielle

2.1 Introduction	24
2.2 Modélisation du redresseur à trois niveaux de structure NPC	24
2.2.1 Structure du redresseur à trois niveaux	24
2.2.2. Configurations et fonctionnement d'un bras du redresseur à trois niveaux	25
2.3. Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC	28
2.3.1. Hypothèses	28
2.3.2. Commande complémentaires des onduleurs à trois niveaux	28
2.3.3 Fonction de connexion	29
2.3.4 Fonction de connexion des demi –bras	29
2.3.5 Fonction de conversion	29
2.3.6 Modèle de connaissance	30
2.4. Technique de la commande vectorielle d'un redresseur à trois niveaux de structure NPC	31
2.4.2 Calcul du vecteur de tension de référence et diagramme vectoriel :	31

2.4.2 Calcul du secteur d'appartenance	35
2.4.3 Calcul de la région d'appartenance	35
2.4.4 Calcul des rapports cycliques et les temps de commutation	36
2.5 Modèle du redresseur MLI triphasé de structure NPC	39
2.6 Les applications du redresseur MLI à trois niveaux	41
2.7 Conclusion	42
Bibliographie	43

Chapitre 3

La commande DPC de redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

3.1 Introduction	44
3.2 Le modèle vectoriel dans un repère orthogonal	45
3.3 Déséquilibre de la tension du point milieu du bus continu	47
3.3.1 Effet du vecteur nul (VN)	47
3.3.2 Effet du vecteur petit (VP)	47
3.3.3 Effet du vecteur moyen (VM) :	48
3.3.4 Effet du vecteur grand (VG)	48
3.4 Modèle du redresseur MLI à trois niveaux à structure NPC	49
3.5 Le principe du contrôle direct de la puissance	50
3.5.1 Techniques DPC de redresseur à trois niveaux	50
3.5.2 Analyse du modèle de contrôle de puissance	51
3.5.3 Conception des comparateurs d'hystérésis	53
3.5.4 Conception du tableau de commutation	54
3.5.5 Contrôle de la tension du point neutre	55
3.6 Simulation et discussions	57
3.6.1 1 ^{er} essai : Réponse à un échelon de tension suivi d'une variation de charge	57
3.6.2. 2 ^{ème} essai : Application d'un échelon de tension suivi d'une variation de charge	60
3.7 Conclusion	63
Bibliographie	64

Chapitre 4

Commande prédictive directe de puissance (PDPC) d'un redresseur MLI triphasé à trois niveaux de structure NPC

4.1 Introduction	66
4.2 Commande prédictive de puissance	66
4.2.1 Principes de base du contrôle prédictif	66
4.2.2 Principe de la méthode MP-DPC	67
4.2.3 Principe de la modulation spatiale de vecteurs	70
4.3 Résultats et discussion	73
4.3.1. Première essai : Réponse à un échelon de tension suivi de l'application d'une variation	74
4.3.2. Deuxième essai Application d'un échelon de tension et charge variable	76
4.4 Conclusion	78

Liste des symboles

Variables :

Pour le redresseur à deux niveaux :

V_a, V_b, V_c : Tensions simple du réseau

V_{ra}, V_{rb}, V_{rc} : Tensions d'entrée

i_a, i_b, i_c : Courants débités par le réseau

f : Fréquence de réseaux

S_a, S_b, S_c : Etats des interrupteurs du redresseur

Pour le redresseur à trois niveaux :

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

e_a, e_b, e_c : Tensions simple du réseau

v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} : Tensions simples d'entrée de redresseur

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

$S_{a1}, S_{a2}, S_{b1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c2}$: Fonctions de demi bras

θ_i : Secteur numéro i

θ : Position électrique

i_{dc} : Courant de sortie

i_L : Courant de charge

v_{dc} : Tension continu de sortie du redresseur

v_{dc}^* : Tension continu 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

φ : Position angulaire initiale

ω : Pulsation fondamentale du réseau

S_d, S_q : Sortie digitale des comparateurs à hystérésis des puissances P et q

P : Puissance active

Q : Puissance réactive

v_{ref} : Tension de référence

Paramètres :

R_L : Résistance de la charge

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

C : Condensateur (DC-link capacitor)

L_s, R_s : Inductance et résistance du filtre de redresseur à trois niveaux

C_{dc1}, C_{dc2} : Condensateurs (DC-link capacitor)

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

Acronymes :

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

PWM : Pulse Width Modulation

SVM : Space-Vector Modulation

VOC : Voltage Oriented Control

VFOC : Virtual-Flux-based Oriented Control

VSC : Voltage Source Converter

DPC : Direct Power Control

P-DPC : Prédictive Direct Power Control

VF-DPC : Virtual-Flux-based Direct Power Control

AC/DC : Conversion alternative continue

THD : Total Harmonic Distortion

PI : Régulateur Proportionnel intégral

Liste des Figures

Figure 1.1 Topologie du redresseur triphasé MLI	8
Figure 1.2 Principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis	10
Figure 1.3 Configuration DPC proposée du redresseur MLI triphasé.	11
Figure 1.4 Vecteur de tension en coordonnées stationnaires avec douze secteurs.	13
Figure 1.5 Variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs tension du redresseur.	14
Figure 1.6 : <i>Schéma de la régulation de la tension du bus continu</i>	15
Figure 1.7 Résultats de Simulation du 1 ^{er} essai.....	19
Figure 1.8 Résultats de Simulation du 2 ^{ème} essai.....	21
Figure 2.1 Schéma d'un redresseur triphasé à trois niveaux de structure NPC.	25
Figure 2.2 Bras du redresseur à trois niveaux de structure NPC.	25
Figure 2.3 Les différentes configurations d'un bras du redresseur NPC à trois Niveaux.	27
Figure 2.4 Porteuses, Modulantes et Signaux de Commande de T2 ,T3 et T2,T4 pour un redresseur NPC à ..	27
Figure 2.5 Diagramme vectoriel d'un redresseur triphasé à trois niveaux	32
Figure 2.6 Détermination de la région d'appartenance du vecteur tension de référence dans le premier secteur.	35
Figure 2.7 Description des séquences de conduction des interrupteurs.....	39
Figure 2.8 Le circuit équivalent pour la topologie NPC.	40
Figure 3.1 Topologie de commutation du redresseur NPC à trois niveaux.	45
Figure 3.2 : Représentation correspondante aux vecteurs nuls.	47
Figure 3.3 Configuration correspondante aux vecteurs $\vec{V}_{13}$ et $\vec{V}_{14}$ de type P et N	48
Figure 3.4 Configuration correspondante au vecteur moyen	48
Figure 3.5 Configuration correspondante au vecteur grand	49
Figure 3.6 Schéma d'un redresseur triphasé à trois niveaux de structure	49
Figure 3.7 Schéma de principe de la commande DPC d'un redresseur MLI à trois niveaux.	50
Figure 3.8 Vecteurs et division du secteur du système DPC dans le redresseur NPC trois niveaux	51
Figure 3.9 Variation de la puissance active instantanée	53
Figure 3.10 Variation de la puissance réactive instantanée	53
Figure 3.11 Contrôleur à hystérésis de la puissance active à quatre niveaux	54
Figure 3.12 Résultats de simulation pour le premier essai.	60
Figure 3.13 Résultats de simulation pour le deuxième essai.	62
Figure 4.1 Schéma bloc de la commande prédictive directe de puissance d'un redresseur MLI à trois niveaux	68
Figure 4.2 Diagramme vectoriel	71
Figure 4.3 Forme SVM à sept sections.....	72
Figure 4.4 Réponse en puissance en régime transitoire et permanent	74
Figure 4.5 Résultats de simulation pour le premier essai.	76
Figure 4.6 Résultats de simulation pour le deuxième essai.	78

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs -----	12
Tableau 1.2 : Signes de pente de la puissance active et réactive pour tous les secteurs-----	14
Tableau 1.3 Table de commutation utilisée pour la commande DPC d'un redresseur MLI triphasé à deux niveaux -----	15
Tableau 1.4 Les paramètres du système -----	17
Tableau 2.1 Réalisation des différents niveaux pour le redresseur NPC à trois Niveaux.-----	26
Tableau 2.2 tableau d'excitation associée à la commande complémentaire -----	28
Tableau 2.3 Calcul des vecteurs tensions de référence pour les 27 états des interrupteurs -----	34
Tableau 2.4 Relations entre les vecteurs de tension (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) et les vecteurs de tension sélectionnés -----	36
Tableau 3.1 Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants -----	46
Tableau 3.2 Impacts des puissances actives et réactives dans le secteur -----	54
Tableau 3.3 Table de commutation conventionnelle de la DPC d'un redresseur MLI à trois niveaux-----	55
Tableau 3.4 Sélection de vecteur pour le secteur θ_1 -----	56
Tableau 3.5 Nouvelle table de commutation DPC pour le redresseur MLI à trois niveaux $\Delta V_{dc} < 0$ -----	56
Tableau 3.6 Nouvelle table de commutation DPC pour le redresseur MLI à trois niveaux pour $\Delta V_{dc} > 0$ -----	57
Tableau 3.7 Les paramètres du système-----	57

Introduction générale

Une des applications la plus ancienne mais aussi la plus importante du domaine de l'électronique de puissance à l'heure actuelle concerne la conversion d'énergie, entre une source alternative et une source continue. Où les aspects énergétiques sont devenus un enjeu essentiel. Les applications de celle-ci sont diverses et touchent un vaste domaine du génie électrique allant de quelques watts à plusieurs centaines de mégawatts. La technologie a dû s'adapter à cette croissance de la puissance à convertir. Cette croissance a été permise grâce à l'évolution des technologies des composants semi-conducteurs, tel qu'une électronique de puissance plus performante pour des applications de plus grande puissance.

L'apparition des convertisseurs multi niveaux est l'un des résultats de cette évolution, ils sont utilisés pour l'alimentation des machines à courants alternatif de fortes puissances. Il existe plusieurs topologies de ces convertisseurs de puissance qui sont utilisés dans l'industrie. Dans le cas de notre travail, on va étudier le redresseur à trois niveaux de structure NPC, qui permet d'augmenter la puissance délivrée à la charge, ainsi d'améliorer la qualité des formes d'ondes des courants et tensions pour qu'elle soit plus proche de la sinusoïde et de fonctionnement à fréquence de commutation constante.

Les structures multi-niveaux sont des convertisseurs de puissance qui suscitent un certain intérêt dans le domaine de la recherche et du développement. Ce type de convertisseur a été conçu pour deux raisons :

- Ces structures sont basées sur une association en série d'interrupteurs de puissance, ils permettent donc de tenir des tensions de bus continues au-delà des tensions de tenue des composants de puissance.
- Par ailleurs, ces convertisseurs produisent des ondes alternatives ayant une meilleure définition et se rapprochent au maximum d'une sinusoïde, avec un contenu harmonique plus faible que le redresseur classique (à deux niveaux), permettant ainsi de réduire les éléments de filtrage si l'application doit en déposer.

De nombreuses stratégies de contrôle ont été proposées pour les redresseurs triphasés tels que le *VOC*, *DPC*, *SVM-DPC*, *P-DPC*, *VFOC* et *VF-DPC*. Notre travail porte sur l'étude et comparaisons entre les performances d'une commande directe de puissance appliquée sur le redresseur à MLI de deux et trois niveaux. Deux configurations du DPC, ont été étudiées dans notre travail, pour la génération des ordres de commande des interrupteurs commandés constituant le redresseur. La première est basée sur la sélection directe de la séquence de commutation par le biais d'une table de commutation prédéfinie. La deuxième est basée sur le modèle prédictive.

Pour mieux organiser notre tâche, nous nous sommes divisés notre travail en quatre chapitres :

Le premier chapitre présente la modélisation et la commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé à deux niveaux. Cette technique de commande, basée sur le contrôle

direct de puissance active et réactive instantanée, consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation.

Dans le deuxième chapitre, nous avons présenté la modélisation du redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux commandé par la technique MLI vectorielle. Pour décrire le principe de fonctionnement de notre redresseur, nous avons présenté dans la première partie la structure du redresseur à trois niveaux de type NPC et le modèle mathématique en mode commandable. Ensuite, une méthode MLI vectorielle pour commander notre redresseur a été présentée dans la deuxième partie.

Le troisième chapitre porte le problème de déséquilibre de point neutre de redresseur triphasé NPC à trois niveaux et l'application de la stratégie de commande (DPC) pour contrôler ce redresseur, ainsi que la présentation des résultats de simulation.

Afin d'améliorer les performances de la commande PC d'un redresseur MLI triphasé à trois niveaux de structure NPC, on propose dans le dernier chapitre un modèle prédictif de contrôle direct de puissance pour contrôler le redresseur MLI triphasé à trois niveaux de type NPC. Des simulations numériques sous le logiciel Matlab/Simulink seront présentées afin de vérifier la validité et la fiabilité de la stratégie de commande.

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

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire porte sur quelques stratégies de commande de redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux de tension, tel que : SVM, DPC et MP-DPC. Ces redresseurs présentent multiples avantages, nous citons :

- Transfert bidirectionnel de puissance.
- Faible taux de distorsion harmonique de l'onde courant.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Régulation de la tension du bus continue.

Dans le premier chapitre nous avons présenté la modélisation et la commande d'un redresseur MLI triphasé à deux niveaux. Pour la modélisation du redresseur, nous avons opté pour une méthode de modélisation à topologie variable. Pour la commande DPC nous avons proposé une nouvelle table de commutation, basée sur l'analyse du changement de puissance active et réactive et l'appliquée sur le redresseur MLI à deux niveaux. On a démontré que cette stratégie élimine le courant harmonique et donc de réduire la distorsion harmonique totale du courant de ligne et d'améliorer le facteur de puissance.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux et les équations qui modélisent son fonctionnement sans a priori sur la commande en utilisant les fonctions de connexion. En vue de la simulation du redresseur triphasé. Une technique de commande MLI vectorielle a été appliquée pour commander ce redresseur.

On a présenté dans le troisième chapitre un modèle vectoriel de redresseur MLI de structure NPC à trois niveaux de tension dans le plan $\alpha\beta$ ainsi le problème de déséquilibre de la tension du point milieu du bus continu et des Méthodes assurant l'équilibrage de cet dernier, et l'application de la stratégie de commande directe de puissance (DPC) pour commander le redresseur qui a été déjà étudié dans des travaux antérieurs, décrite par un modèle de contrôle de puissance basé sur la théorie de la puissance instantanée. Dans cette méthode de commande les signaux de commande du redresseur sont générés à partir d'une table de commutation utilisant des informations sur les écarts entre les valeurs de références et celles estimées des puissances instantanées active et réactive. La référence de la puissance réactive est fixée à zéro pour satisfaire la condition du facteur de puissance unitaire. Ainsi qu'une nouvelle table de commutation est conçue. De plus, la méthode proposée permet de suivre rapidement les puissances actives et réactives et de régler le potentiel dans le point neutre. Enfin les résultats de simulation seront présentés pour vérifier la validité et la fiabilité de cette commande.

Dans le dernier chapitre, on a présenté la stratégie de modèle de contrôle prédictif direct de la puissance (MP-DPC) pour les redresseurs NPC à trois niveaux. Dans le but de compenser

simultanément le déséquilibre du bus continu et le déséquilibre du réseau tout en améliorant le facteur de puissance dans ce dernier. Elle est basée sur le modèle discret du système, à chaque instant d'échantillonnage. Elle permet de prédire le comportement du système pour différentes actions de contrôle, et de choisir le plus optimal vecteur pour l'appliquer au système à l'instant suivant. On a conclu d'après les résultats de simulation que cette stratégie a une réponse dynamique élevée à la variation de charge, qui est plus rapide que DPC classique. Comparé contrôle DPC conventionnel, la stratégie de contrôle proposée a une fréquence de commutation fixe et à un taux de distorsion harmonique de courant (THD) inférieur à celle de la DPC conventionnelle. Cette stratégie présente une bonne régulation et stabilité de tension continue et faible taux de distorsion harmonique des courants du réseau. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire pour le réglage appréciable des puissances instantanées active et réactive et de la tension du bus continu. Ainsi, les courants absorbés possèdent une forme quasi-sinusoïdale et les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la DPC classique.

Chapitre 1

Modélisation et commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé à deux niveaux

1.1 Introduction

De nombreuses stratégies de contrôle ont été proposées pour les redresseurs MLI. Elles peuvent être classés en deux catégories [1] [2] [3]: (1) la commande à contrôle de tension (VOC) analogue à la commande vectorielle des machines électriques [4] [5] [6] et la commande directe de puissance (DPC) analogue à la commande directe de couple des machines électriques [7], Par rapport au VOC, le DPC peut obtenir une réponse très rapide avec une structure simple en sélectionnant un vecteur de tension dans une table de commutation prédéfinie [8].

Dans la commande DPC conventionnelle [9], les puissances active et réactive sont estimées à l'aide de mesures de tension et de courant du réseau basées sur la théorie de puissance instantanée [10]. La technique de contrôle de la bande d'hystérésis est utilisée pour comparer les erreurs instantanées de puissance active et réactive. La sortie des deux contrôleurs d'hystérésis et la position du vecteur tension constituent les entrées de la table de commutation qui impose l'état de commutation du redresseur MLI [8] [11] [12] [13].

La table de commutation joue un rôle très important dans la performance du contrôle de puissance direct [13]. Cependant, l'utilisation d'un seul vecteur de tension dans la table de commutation conventionnelle pendant une période de contrôle entraîne des ondulations de forte puissance. La table de commutation conventionnelle illustrée dans [14] montre qu'elle n'est pas satisfaisante pour le contrôle de la puissance active et réactive.

Afin d'améliorer les performances du DPC, une nouvelle table de commutation est étudiée dans ce chapitre, basé sur l'analyse du changement de puissance active et réactive, afin de sélectionner la tension optimale du redresseur. L'objectif de cette méthode est également d'éliminer le courant harmonique et donc de réduire la distorsion harmonique totale du courant de ligne et d'améliorer le facteur de puissance [8].

1.2 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 [15] [16, 17].

La topologie du redresseur MLI à source de tension bidirectionnelle triphasée est illustrée à la Figure (1.1). 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. A partir du schéma de la Figure 1.1, on peut déduire les équations du système :

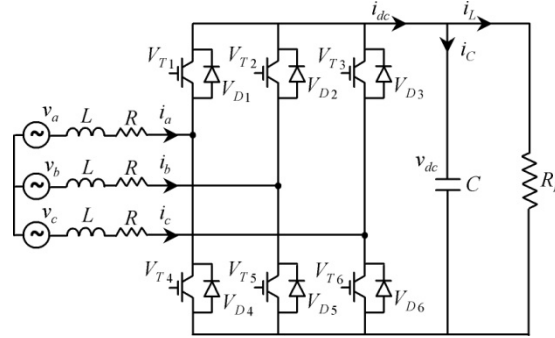


Fig. 1.1 :Topologie du redresseur triphasé MLI

- **Réseau**

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

$$\begin{cases} v_a = V_m \sin(\omega t) \\ v_b = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ v_c = V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (1.1)$$

avec V_m est la valeur maximale de la tension sinusoïdale et ω est la pulsation

- **Filtre**

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

- **Redresseur MLI**

En appliquant la loi des mailles pour les trois phases, on obtient :

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{ra} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{rb} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{rc} \end{cases} \quad (1.2)$$

Les tensions v_{ra} , v_{rb} , v_{rc} sont reliées avec la tension de sortie v_{dc} par :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

Avec S_i est l'état de l'interrupteur K_i , supposé parfait, telle que le $i^{\text{ème}}$ bras de redresseur.

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

- $S_i = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

Le courant de sortie du redresseur est donné par :

$$i_{dc} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (1.4)$$

D'où

$$\begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + \frac{-S_a + 2S_b - S_c}{3} v_{dc} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{-S_a - S_b + 2S_c}{3} v_{dc} \end{cases} \quad (1.5)$$

Appliquant la 2^{ème} loi de Kirchhoff, on obtient :

$$i_{dc} = i_c + i_L \quad (1.6)$$

Ou

$$i_c = i_{dc} - i_L \Rightarrow C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \quad (1.7)$$

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

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = v_a - Ri_a + \frac{S_b + S_c - 2S_a}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = v_b - Ri_b + \frac{S_a + S_c - 2S_b}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = v_c - Ri_c + \frac{S_a + S_b - 2S_c}{3} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (1.8)$$

Ou sous la forme généralisée :

$$\begin{cases} L \frac{di_l}{dt} = v_l - Ri_l - \left(S_l - \frac{1}{3} \sum_{k=a,b,c} S_k \right) v_{dc}, \quad l = a, b, c \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \sum_{k=a,b,c} S_k i_k - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (1.9)$$

Les pertes dans le convertisseur ne sont pas prises en compte pour ce modèle, ce qui ne permet pas d'estimer le rendement du convertisseur.

La puissance active instantanée et la puissance réactive côté réseau peuvent être calculées à partir de la tension et du courant du réseau qui vient des capteurs des mesures.

$$\begin{cases} p = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} (v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c \end{cases} \quad (1.10)$$

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.

1.3 Commande DPC d'un redresseur MLI triphasé à 2 niveaux

1.3.1 Principe de la commande DPC

Cette commande élimine les blocs de modulation et les boucles internes, il n'utilise que les puissances instantanées comme variable de contrôle, plus précisément les erreurs déterminées entre les valeurs mesurées des puissances instantanées actives et réactives et leurs valeurs de référence. Elle détermine ensuite, en fonction de ces valeurs et d'une table de commutation le réglage du convertisseur à appliquer [18].

Le contrôle de puissance par hystérésis consiste à maintenir la puissance dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La Figure 1.2 illustre le principe de contrôle de puissance par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre la puissance de référence et celle mesurée est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [19].

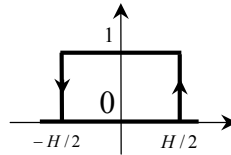


Fig. 1.2: Principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis

Le but du contrôle direct de ces systèmes était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles de régulations internes des variables contrôlées, en les remplaçant par une table de commutation prédéfinie, dont les entrées sont les erreurs de suivi de référence des grandeurs contrôlées et la sortie est le vecteur de commande [18, 19].

Le but commun entre la déférente configuration qui à était proposé autour de ce type de contrôle c'était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les différentes configurations du *DPC*, définies dans la littérature, se subdivisent en deux catégories :

- **DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC)** : les références [14], [20] et [21] établissent des configurations du DPC basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire $\alpha - \beta$.
- **DPC utilisant le flux virtuel** : dans [22], [23] et [24], les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel. Dans [23], les auteurs suggèrent d'associer le principe du DPC avec une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation [19].

D'autres structures du DPC basées sur des approches prédictives ont été récemment publiées [25] et [26]. Le principe du contrôle direct de puissance est également étendu à d'autres applications. Dans ce contexte, les références [27, 28] et [25], exploitent le principe du DPC avec un onduleur de tension pour un système de filtrage actif, pour un moteur asynchrone à double alimentation et pour une interconnexion au réseau, respectivement.

Le vecteur de tension à l'entrée du redresseur à MLI v_i , dépend des états de commutation s_a, s_b et s_c des semi conducteurs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit (08) vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur : deux (02) vecteurs nuls nommés v_0, v_7 et six (06) vecteurs non nuls ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$). Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'établir deux sorties logiques S_p, S_q qui prennent l'état 1 pour une augmentation de la variable contrôlée p ou q et l'état 0 pour une diminution :

$$\begin{aligned}
 p_{réf} - p &\geq h_p \Rightarrow S_p = 1 \\
 p_{réf} - p &\leq -h_p \Rightarrow S_p = 0 \\
 q_{réf} - q &\geq h_q \Rightarrow S_q = 1 \\
 q_{réf} - q &\leq -h_q \Rightarrow S_q = 0
 \end{aligned}
 \tag{1.11}$$

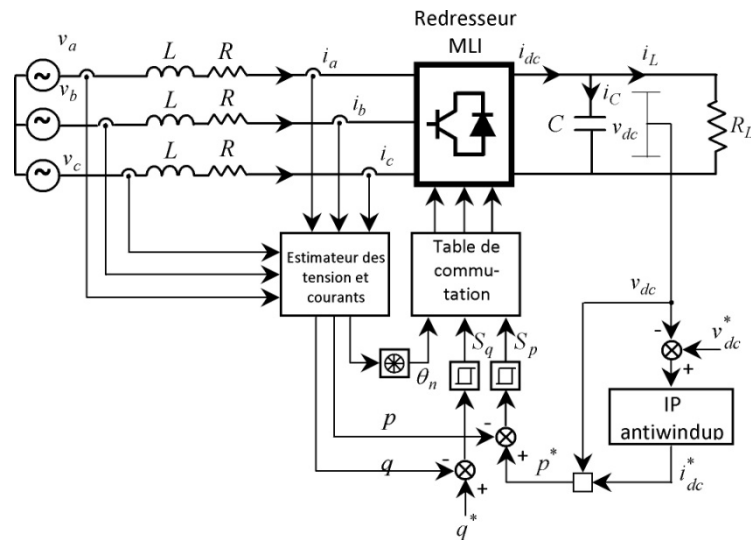


Fig. 1.3 : Configuration DPC proposée du redresseur MLI triphasé.

La structure globale du *DPC*, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la Figure 1.3. C'est les puissances instantanées actives et réactives qui sont les grandeurs contrôlées. 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 numérisées, S_p et S_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 $e_{\alpha\beta}$. Pour ce dernier, le plan $\alpha - \beta$ est divisé en douze secteurs égaux de 30° , 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 le Tableau 1.1.

S_a	S_b	S_c	i_{k1}	i_{k2}	i_{k3}	i_{dc}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$\left \vec{V}_s\right e^{j\theta}$	$\vec{V}_s$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	i_a	i_b	0	i_a	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j0}$	$\vec{V}_1$
1	1	0	i_a	i_b	0	$-i_c$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	0	i_b	0	i_b	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	0	i_b	i_c	$-i_a$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}$	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\pi}$	$\vec{V}_4$
0	0	1	0	0	i_c	i_c	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	i_a	0	i_c	$-i_b$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}V_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}V_{dc}$	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	i_a	i_b	i_c	0	0	0	0	0	0	$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}V_{dc}e^{j2\pi}$	$\vec{V}_7$

Tableau 1.1 Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs

Les valeurs instantanées de puissance active et réactive sont estimées par l'équation (1.10). La référence de puissance active est obtenue à partir du contrôleur de tension du bus continu DC. Cependant, la référence de puissance réactive est définie sur zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire.

Le modèle de puissance du redresseur MLI est donné par [29] :

$$\begin{cases} L \frac{dp}{dt} = -R_p - \omega L_q - (v_\alpha v_{ra} + v_\beta v_{r\beta}) + (v_\alpha^2 + v_\beta^2) \\ L \frac{dq}{dt} = -R_q + \omega L_p - (v_\alpha v_{ra} - v_\beta v_{r\beta}) \end{cases} \quad (1.12)$$

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 les états de commutation appropriés pour régler la puissance active et réactive. La phase du vecteur tension d'alimentation est convertie en signal numérisé. À cette fin, les coordonnées stationnaires sont divisées en 12 secteurs, comme illustré à la Figure 1.4, et les secteurs peuvent être exprimés numériquement par:

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad n=1,2,\dots,12 \quad (1.13)$$

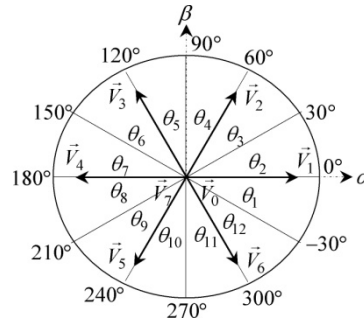


Fig. 1.4 : Vecteur de tension en coordonnées stationnaires avec douze secteurs.

1.3.2 Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation

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

La variation des puissances active et réactive instantanées peut être écrite comme suit :

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3}{2} \frac{V_M^2}{L} - \frac{V_M V_{dc}}{L} \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{3} (k-1) \right] \\ \frac{dq}{dt} = -\frac{V_M V_{dc}}{L} \sin \left[\omega t - \frac{\pi}{3} (k-1) \right] + \omega p \end{cases} \quad (1.14)$$

Où $k=1,2,3,4,5,6$, correspondant au numéro du vecteur tension sélectionné non nul indiqué à la Figure 1.4.

La variation de la puissance active et de la puissance réactive en fonction de la tension du réseau pour divers vecteurs tension du redresseur est illustrée à la Figure 1.5 [8].

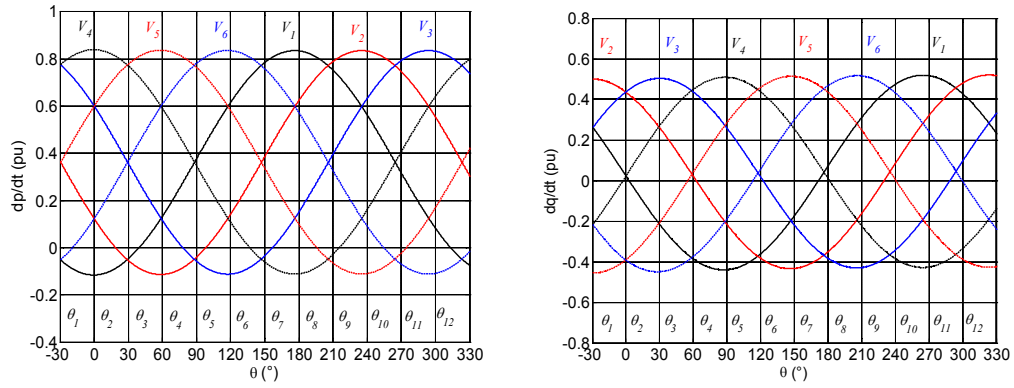


Fig. 1.5 : Variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs tension du redresseur.

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. Les signes de pente de la variation des puissances active et réactive sont illustrés dans le Tableau 1.2 [30].

Tableau 1.2 : Signes de pente de la puissance active et réactive pour tous les secteurs

Secteurs	dp/dt		dq/dt	
	$\rangle 0(S_p = 1)$	$\langle 0(S_p = 0)$	$\rangle 0(S_q = 1)$	$\langle 0(S_q = 0)$
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

Le nouveau tableau de commutation pour le redresseur MLI à commande DPC peut être résumé dans le Tableau 1.3. Par exemple dans le premier cas : $S_q = 0$, $S_p = 1$: la méthode de sélection du vecteur se fait par le choix des vecteurs commun entre les deux ligne (V_2, V_3, V_4, V_5) et (V_4, V_5, V_6) c'est donc 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.

Tableau 1.3 :Table de commutation utilisée pour la commande DPC d'un redresseur MLI triphasé à deux niveaux

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

1.3.3 Régulation du bus continu

L'erreur entre la tension redressée et la référence est ensuite transmise au contrôleur IP pour obtenir le courant de référence. Le produit de la tension du redresseur et de la référence de courant obtenue à la sortie du contrôleur IP donne la référence de puissance active.

La Figure 1.6 représente le schéma de la boucle de régulation de la tension du bus continu. L'objectif de la boucle de régulation est de maintenir la tension du bus continue V_{dc} à une valeur de référence V_{dc}^* constante en présence de variation du courant de charge. En effet, elle est destinée à compenser toute perturbation, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. La régulation de V_{dc} est obtenue en ajustant l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu.

Ce régulateur possède l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle, entre la tension de référence V_{dc}^* et la tension mesurée V_{dc} .

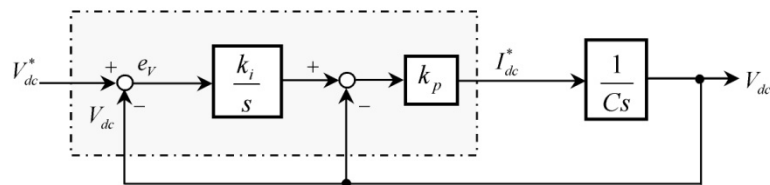


Fig. 1.6 : Schéma de la régulation de la tension du bus continu

1.3.3.1 Synthèse de régulateur

Nous avons procédé par la méthode d'imposition des pôles pour la synthèse des paramètres k_p et k_i du régulateur IP. Cette méthode a l'avantage d'être simple à mettre en œuvre sur une fonction de transfert de deuxième ordre.

L'équation de départ est :

$$\left\{ \left[\left(V_{dc}^* - V_{dc} \right) \frac{k_i}{s} - V_{dc} \right] k_p \right\} \frac{1}{Cs} = V_{dc} \quad (1.15)$$

Suite au calcul on obtient :

$$V_{dc} = \frac{\frac{k_i k_p}{C}}{s^2 + \frac{k_p}{C}s + \frac{k_i k_p}{C}} V_{dc}^* \quad (1.16)$$

D'où, la fonction de transfert V_{dc}/V_{dc}^* est la suivante :

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^*} = \frac{N(s)}{D(s)} = \frac{\frac{k_i k_p}{C}}{s^2 + \frac{k_p}{C}s + \frac{k_i k_p}{C}} \quad (1.17)$$

L'équation caractéristique peut s'écrire :

$$D(s) = s^2 + \frac{k_p}{C}s + \frac{k_i k_p}{C} = 0 \quad (1.18)$$

Le dénominateur de la fonction de transfert (l'équation caractéristique) est un polynôme de 2^{ème} degré. Il faut deux pôles pour annuler tout écart statique dû à la perturbation. Par le choix des k_p et k_i on place ces racines, les pôles de la fonction de transfert. On choisit deux racines complexes conjuguées. La partie imaginaire des pôles complexes est égale à celle réelle pour obtenir un bon amortissement.

L'équation caractéristique désirée est alors:

$$D^*(s) = s^2 + 2\sigma s + 2\sigma^2 = 0 \quad (1.19)$$

En asservissement, on obtient les paramètres suivants du correcteur, en fonction des pôles choisis :

$$\begin{cases} k_p = 2C\sigma \\ k_i = \sigma \end{cases} \quad (1.20)$$

1.4 Résultats et discussion

Pour confirmer l'efficacité du DPC des essais en simulation ont été effectués sur un redresseur MLI triphasé à deux niveaux. Les principaux paramètres du circuit de simulation sont donnés dans le tableau 1.4 [17].

Tableau 1.4 : Les paramètres du système

Réseau électrique : $V = 125V$ / $f = 50Hz$	
Paramètres du filtre: $L = 37mH$, $R = 0,3\Omega$	
Résistance de la charge: $R_L = 450\Omega$	
Condensateur	$C_{dc} = 1100\mu F$
Tension continue de sortie : $V_{dc} = 350V$	

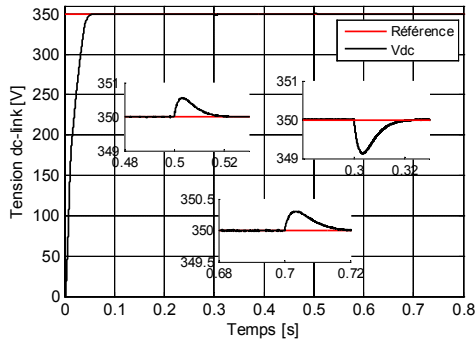
1.4.1 1^{er} essai : Réponse à un échelon de tension suivi d'une variation de charge

Dans cet 1^{er} essai de simulation, nous avons imposé la référence de la tension du bus continu à $350V$, puis on a introduit une perturbation caractérisée par un changement de la résistance de charge entre les instants $t = 0,3s$, $t = 0,5s$ et $t = 0,7s$. La Figure 1.7 (a) montre l'évolution de la tension du bus continu. On remarque que la tension suit parfaitement sa référence et la variation de la charge à ces instants modifiée peu la tension, une chute d'ordre 0.25% à $t = 0,3s$ et d'ordre 0.14% à $t = 0,5s$ et d'ordre 0.11% à $t = 0,7s$ pendant une courte période de $0.02s$, zoom sur la Figure 1.7 (a). Son annulation aussi, cela signifie que le régulateur de la tension agit bien en association avec le contrôle DPC. On constate donc un fonctionnement satisfaisant tant en régime transitoire qu'en régime permanent (erreur statique nulle).

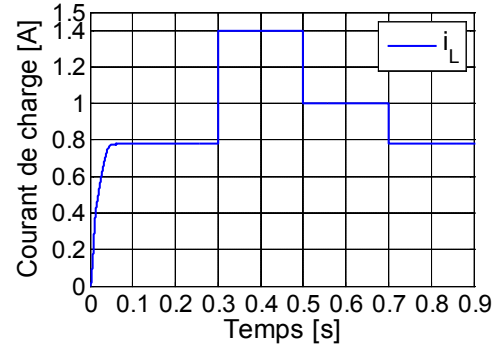
La Figure 1.7 (b) montre la variation du courant de charge i_L au début prend la valeur de $0.79A$, l'introduction de la perturbation caractérisée par une diminution de la résistance de charge appliquée à l'instant $t = 0.3s$ en régime permanent provoque une augmentation du courant de charge i_L au près $1.5A$, et à $t = 0.5s$ et $t = 0.7s$ la résistance de charge augment cela provoque une diminution de courant i_L au près $1A$ puis $0.79A$. La Figure 1.7 (d) représente les courants i_α, i_β . Les courants triphasés absorbés par le redresseur illustré dans la Figure 1.7 (e) ils présentent un transitoire lors de l'application de l'échelon de tension à $t = 0.5s$ puis il prend la valeur de $1A$ d'amplitude jusqu'à $t = 0.3s$, l'amplitude devient $2A$ puis $1.4A$ à l'instant $t = 0.5s$ et à $t = 0.7s$ se stabilise à $1A$. Nous remarquons que ces courants sont sinusoïdaux, ce qui donne un faible taux de distorsion harmonique. La Figure 1.7 (f) montre que le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau, ce qui donne un facteur de puissance unitaire.

La réponse en puissance est illustrée à la Figure 1.7 (h) La puissance active prend la valeur de $275W$ puis à $t = 0.3s$ augmente à $476W$ puis diminuer à $350W$ puis diminue à la valeur initiale. Tandis que

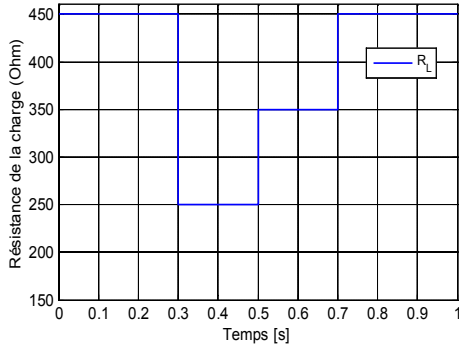
la puissance réactive est maintenue à zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire. La Figure 1.7(k) montre le spectre harmonique de la réponse du courant de réseau i_a . Il est à noter que toutes les harmoniques basses sont bien atténuées, ce qui donne un taux de distorsion harmonique (THD = 0,96%). On peut constater que le DPC réalise un contrôle découplé de la puissance active et réactive. Les résultats de la simulation prouvent que le DPC est bien meilleur lorsque la charge change.



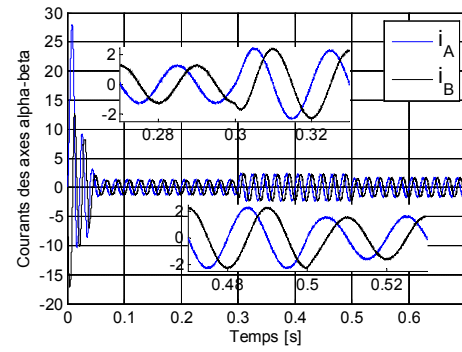
(a) Tension de sortie



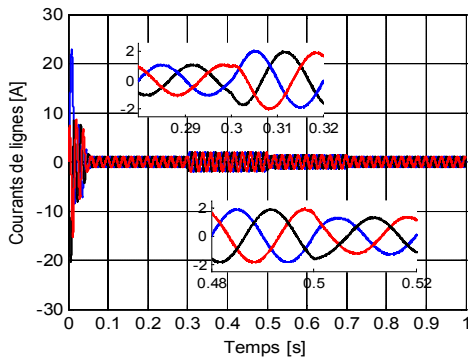
(b) Courant de charge i_L



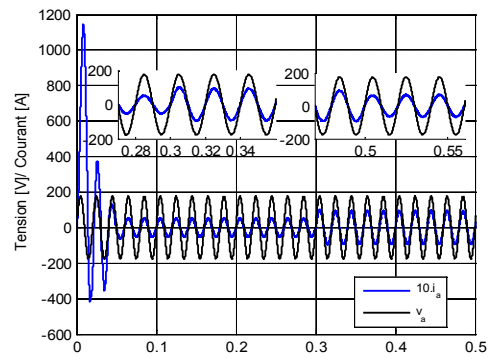
(c) Variation de la charge R_L



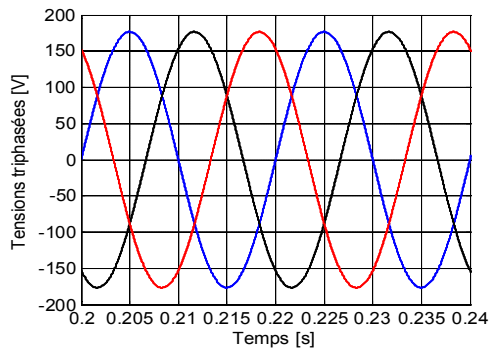
(d) Courants i_α, i_β



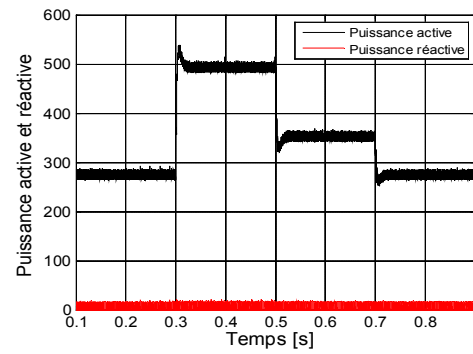
(e) zoom des Courants i_α, i_β



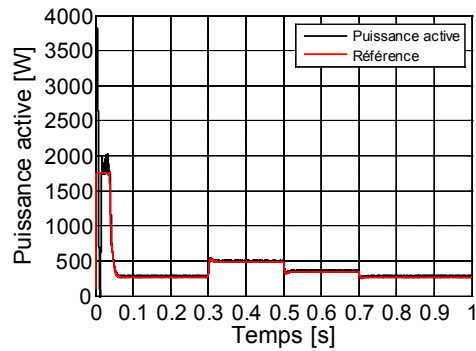
(f) zoom des Courants i_α, i_β



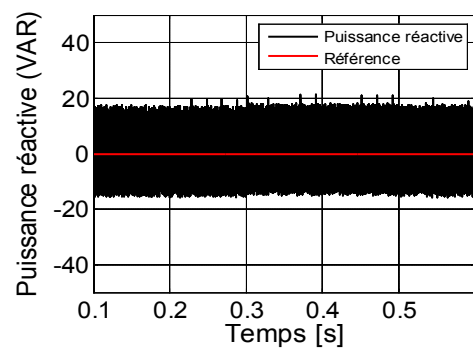
(g) Les tensions triphasées



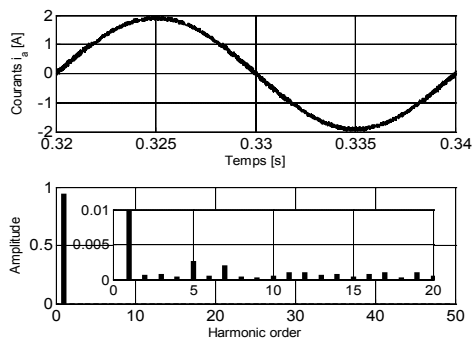
(h) variation des puissances active et réactive



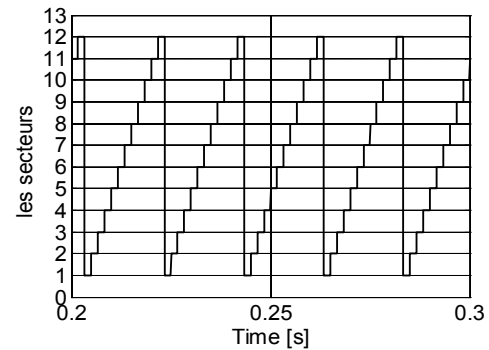
(i) variation de la puissance active



(j) variation de puissance la réactive



(k) analyse spectrale du courant de ligne



(l) variation de secteur

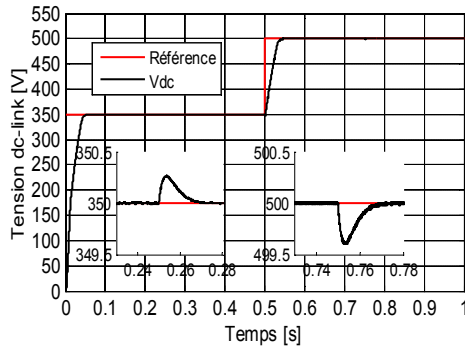
Fig. 1.7 : Résultats de Simulation du 1^{er} essai

1.4.2 2^{ème} essai : Application d'un échelon de tension suivi d'une variation de charge

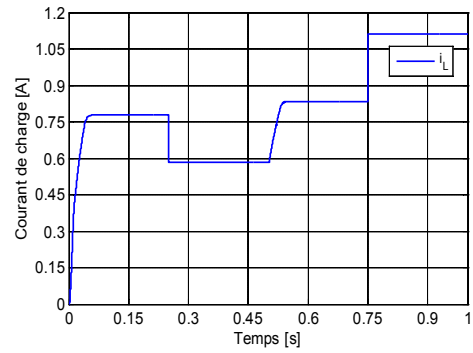
Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation avec une tension de référence de 350V ensuite une application d'un échelon de consigne de la tension de 500V à l'instant $t = 0.5s$. La Figure 1.8 (a) représente l'évolution de la tension du bus continu. Nous remarquons d'après cette réponse que la tension V_{dc} est obtenue sans dépassement et suit parfaitement sa référence, la Figure 1.8 (b). L'allure du courant de charge i_L . La Figure 1.8 (c) présente la variation de la résistance de charge. Figure 1.8 (e) présente la variation des courants triphasés répondent instantanément à la variation de la charge et ils présentent un transitoire lors de l'application de l'échelon de tension à $t = 0.5s$ puis ils se stabilisent à

1.2A d'amplitude, Figure 1.8 (e). La Figure 1.8 (f) montre que le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau donc on a une zéro consommation de l'énergie réactive et le courant apparaît sans ondulation.

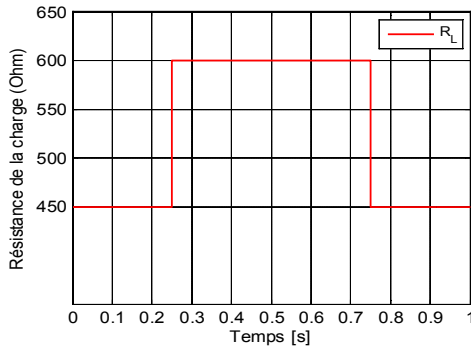
On remarque sur la Figure 1.8 (i) que la puissance active est caractérisée par un fort transitoire allant jusqu'à 2500W puis elle se stabilise à 480W. On observe sur la Figure 1.8 (j) que la puissance puissance réactive n'est pas perturbée lors de l'application de la charge, ce qui montre le bon découplage entre la puissance active et réactive.



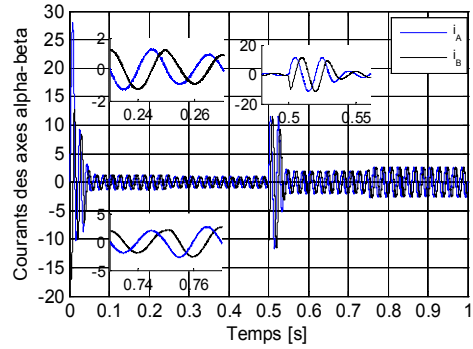
(a) tension de sortie V_{dc}



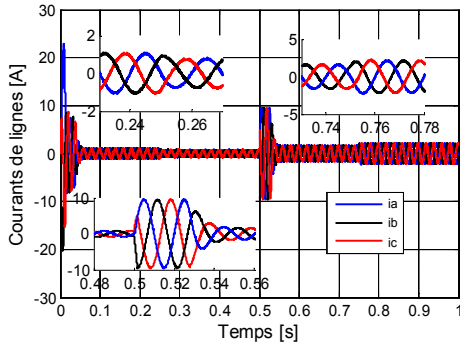
(b) courant de charge i_L



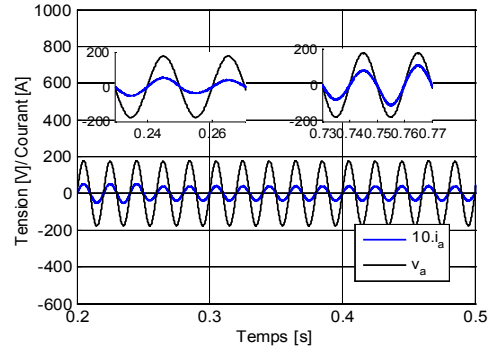
(c) Variation de la charge R_L



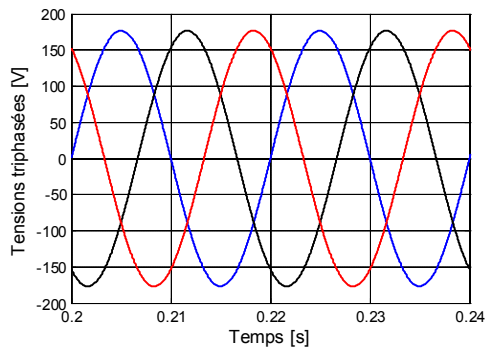
(d) Courants i_α, i_β



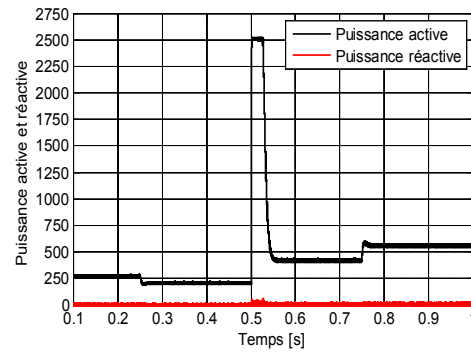
(e) Courant de ligne i_a, i_b, i_c



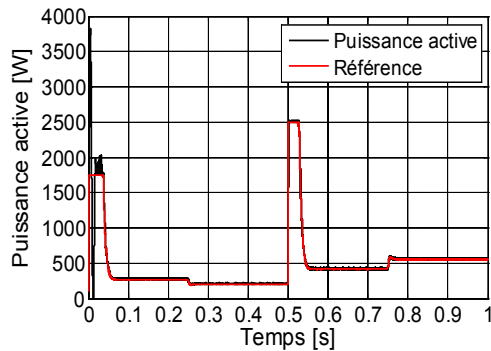
(f) Tension et courant de la phase a



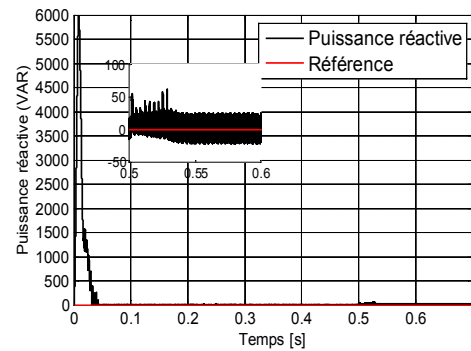
(g) Tension de réseaux



(h) variation des Puissance active et réactive



(i) variation de Puissance active et sa référence



(j) variation de Puissance réactive et sa référence

Fig. 1.8 : Résultats de Simulation du 2^{ème} essai

1.5 Conclusion

Le principe du contrôle direct de puissance, présenté dans ce chapitre, a apporté une solution très intéressante au traitement du problème des harmoniques à la source. Ce contrôle direct est basé sur l'évaluation instantanée des puissances active et réactive à chaque état de commutation du convertisseur, et ne nécessite aucun capteur de tension AC pour connaître la position de la tension de ligne. Les résultats de simulation présentent des réponses transitoires rapides avec un meilleur comportement statique et montrent le fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec l'amélioration importante dans la forme des courants et la qualité de la tension continue.

Bibliographie

- [1] J. Norniella, J. Cano, G. Orcajo, C. Rojas, J. Pedrayes, M. Cabanas, *et al.*, "Optimization of direct power control of three-phase active rectifiers by using multiple switching tables," in *International Conference of Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'10)*, 2010.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] 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.
- [5] A. P. Ambade, S. Premakumar, R. Patel, H. Chaudhari, A. Tillu, U. Yerge, *et al.*, "Direct power control PWM rectifier using switching table for series resonant converter capacitor charging pulsed power supply," in *Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT), IEEE International Conference on*, 2016, pp. 758-762.
- [6] A. M. Razali, M. Rahman, and N. A. Rahim, "Real-time implementation of dq control for grid connected three phase voltage source converter," in *Industrial Electronics Society, IECON 2014-40th Annual Conference of the IEEE*, 2014, pp. 1733-1739.
- [7] A. Fekik, H. Denoun, N. Benamrouche, N. Benyahia, A. Badji, and M. Zaouia, "Comparative analysis of direct power control and direct power control with space vector modulation of PWM rectifier," in *Control Engineering & Information Technology (CEIT), 2016 4th International Conference on*, 2016, pp. 1-6.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.
- [11] 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.
- [12] J. Lamterkati, M. Khaffalah, and L. Ouboubker, "Fuzzy logic based improved direct power control of three-phase PWM rectifier," in *Electrical and Information Technologies (ICEIT), 2016 International Conference on*, 2016, pp. 125-130.
- [13] A. Baktash, A. Vahedi, and M. Masoum, "Improved switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," in *Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities*, 2007, pp. 1-5.
- [14] 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.
- [15] K. H. a. S. Ismail, "Modélisation et simulation d'un redresseur à MLI," *Projet Licence LMD, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technology, Université de Saida*, 2017.
- [16] 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 2018.
- [17] B. B. a. S. Bouzar, "Commande floue directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé," p. 63, Juin 2018 2018.
 - [18] N. A. Qentin Pesqueux, "Commande DPC sur un convertisseur matriciel," Master mémoire de master, Université de Lille, imassa, 2014.
 - [19] A. Bouafia, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: Application aux redresseurs a MLI," 2014.
 - [20] G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, E. Galván, and R. Ortega, "Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 823-830, 2003.
 - [21] S. Vazquez, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, J. I. Leon, and E. Galvan, "A model-based direct power control for three-phase power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 1647-1657, 2008.
 - [22] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. Marques, "Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers," in *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No. 00CH37129)*, 2000, pp. 2369-2375.
 - [23] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, pp. 447-454, 2004.
 - [24] P. Antoniewicz and M. P. Kazmierkowski, "Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 55, pp. 4381-4390, 2008.
 - [25] 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.
 - [26] P. Cortés, J. Rodríguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2516-2523, 2008.
 - [27] B. S. Chen and G. Joós, "Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2729-2737, 2008.
 - [28] D. Santos-Martin, J. L. Rodriguez-Amenedo, and S. Arnalte, "Direct power control applied to doubly fed induction generator under unbalanced grid voltage conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 2328-2336, 2008.
 - [29] H. Zhou, X. Zha, Y. Jiang, and W. Hu, "A novel switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," in *Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), 2014 International*, 2014, pp. 858-863.
 - [30] B. Gong, K. Wang, J. Zhang, J. You, Y. Luo, and Z. Wenyi, "Advanced switching table for direct power control of a three-phase PWM rectifier," in *Transportation Electrification Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific), 2014 IEEE Conference and Expo*, 2014, pp. 1-5.

Chapitre 2

Modélisation du redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux commandé par la technique MLI vectorielle

2.1 Introduction

Avec le développement des dispositifs électroniques de puissance et du processeur de signal numérique, le redresseur MLI a connu une augmentation considérable. Récemment, les redresseurs à trois niveaux ont été largement appliqués aux nouveaux systèmes énergétiques, tels que les systèmes éolien et solaire. Ils ont également été appliqués aux systèmes de commande haute tension à fréquence variable et de nombreux autres systèmes haute capacité en raison de leurs caractéristiques attrayantes, telles que la faible distorsion harmonique des courants d'entrée, fonctionnement à facteur de puissance unitaire, capacité de flux de puissance bidirectionnel, tension de commutation faible, fréquence de commutation faible, etc... [1] [2] [3] [4] [5] [6].

Dans la première partie de ce chapitre, nous nous intéressons à la modélisation du redresseur triphasé NPC à trois niveaux avec un bus continu qui se compose de deux condensateurs avec un point milieu. Dans le cadre de cette étude, nous établissons le modèle mathématique en mode commandable, en utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras.

Il existe de nombreuses méthodes de contrôle des redresseurs à trois niveaux, mais la technologie SVPWM (Space vector Pulse width Modulation) est actuellement largement utilisée. Cependant, une méthode MLI vectorielle pour commander le redresseur triphasé NPC à trois niveaux est étudiée dans la deuxième partie de ce chapitre.

2.2 Modélisation du redresseur à trois niveaux de structure NPC

2.2.1 Structure du redresseur à trois niveaux

Plusieurs structures sont possibles pour le redresseur à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure du redresseur triphasé NPC à trois niveaux schématisée par la Figure 2.1. Pour décrire le principe de fonctionnement de notre redresseur, on considère un seul bras dont la structure est représentée par la Figure 2.2 [7], 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 généralement 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} [8] 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

$V_{dc1} = V_{dc2} = \frac{V_{dc}}{2}$. Le point O est connecté avec les diodes médianes (D_{x5}, D_{x6}).

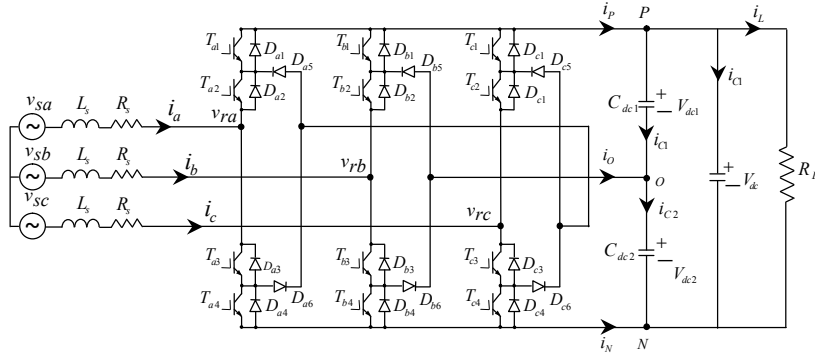


Fig. 2.1 : Schéma d'un redresseur triphasé à trois niveaux de structure NPC.

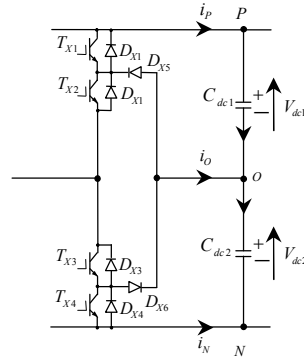


Fig. 2.2 : Bras du redresseur à trois niveaux de structure NPC.

2.2.2 Configurations et fonctionnement d'un bras du redresseur à trois niveaux

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 source et le point neutre O . 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 $X = 1, 2, 3$.

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.

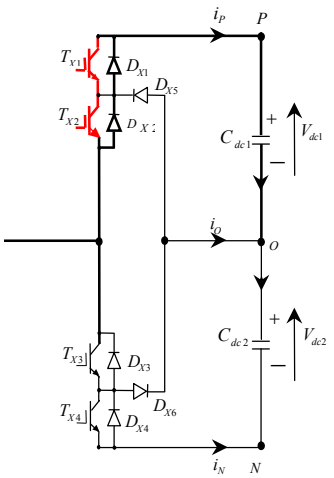
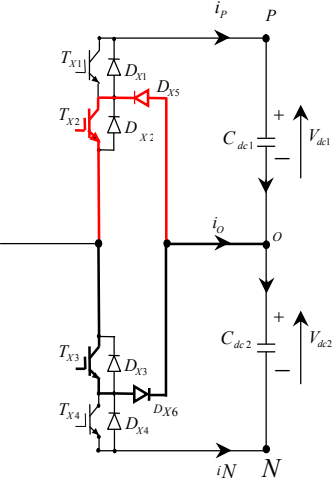
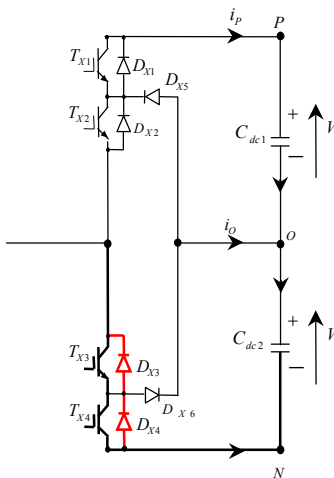
En effet, elles provoquent : Soient des court-circuit des sources de tension continue [7].

- court-circuit avec les séquences : [1111], [1101], [1011], [1001].
- court-circuit avec les séquences : [1110], [1000] et [1010].
- court-circuit 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].

A la différence du redresseur à deux niveaux, chaque demi-bras de redresseur à trois niveaux utilisée non pas un interrupteur bidirectionnel mais deux, ce qui permet d'effectuer une commande décalée [9]. 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 :

Etats de commutateurs	Tension de sortie	Interrupteurs rendus passants	Sens de courant	Le courant circule dans
P	V_{dc1}	T_{x1} et T_{x2}	$i_P > 0$	D_{X1} et D_{X2}
			$i_P < 0$	T_{X1} et T_{X2}
O	0	T_{x2} et T_{x3}	$i_O > 0$	T_{X3} et D_{X6}
			$i_O < 0$	T_{X2} et D_{X5}
N	$-V_{dc2}$	T_{x3} et T_{x4}	$i_N > 0$	T_{X3} et T_{X4}
			$i_N < 0$	D_{X3} et D_{X4}

Tableau 2.1 : Réalisation des différents niveaux pour le redresseur NPC à trois Niveaux.

		
• Séquences 1 : Génération du niveau maximum Dans ce cas, les interrupteurs T_{X1}, T_{X2} sont passants et T_{X3}, T_{X4} sont bloqués et la tension de sortie égale à V_{dc1} La tension appliquée aux interrupteurs T_{X3}, T_{X4} vaut: $+V_{dc1}$	• Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire Les interrupteurs T_{X2}, T_{X3} sont passants et, T_{X1} T_{X4} sont bloqués. Dans ce cas la phase est relié directement au point O. La tension de sortie est nulle 0 et la tension appliquée aux interrupteurs T_{X1}, T_{X4} vaut: $+V_{dc1}$	• Séquences 3 : Génération du niveau minimum Dans ce cas, les interrupteurs, T_{X1}, T_{X2} sont bloqués et T_{X3}, T_{X4} sont passants et la tension de sortie égale à $-V_{dc2}$. La tension appliquée aux interrupteurs, T_{X1}, T_{X2} vaut: $-V_{dc2}$

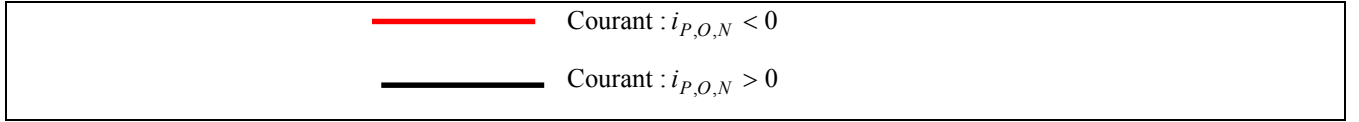


Fig. 2.3 : Les différentes configurations d'un bras du redresseur NPC à trois Niveaux.

Les interrupteurs T_{X1} et T_{X3} (respectivement T_{X2}, T_{X4}) 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 T_{X2} est toujours passant et T_{X4} bloqué. Si T_{X1} est amorcé alors l'interrupteur T_{X3} doit être bloqué, la tension en sortie est alors V_{dc1} . Au contraire si T_{X1} est à l'état OFF et T_{X3} 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 T_{X1} et T_{X3} à l'état passant. Si T_{X2} est amorcé et T_{X4} est bloqué alors la tension de sortie est fixée à 0 V et si T_{X2} est à l'état OFF et T_{X4} est ON, la tension de sortie est égale à $-V_{dc2}$ [10].

La commande de cet redresseur est réalisé simplement à l'aide d'une commande de type MLI intersective. Le système est composé de deux porteuses superposées, Figure 2.4. Chacune de ces porteuses est liée à un des deux groupes d'interrupteurs commandés de manière complémentaire. La porteuse positive permet de fixer les états des interrupteurs T_{X1} et T_{X3} , alors que celle négative permet de commander T_{X2} et T_{X4} .

Avec ce convertisseur, la fréquence de découpage apparente en sortie est égale à la fréquence de découpage des interrupteurs [10].

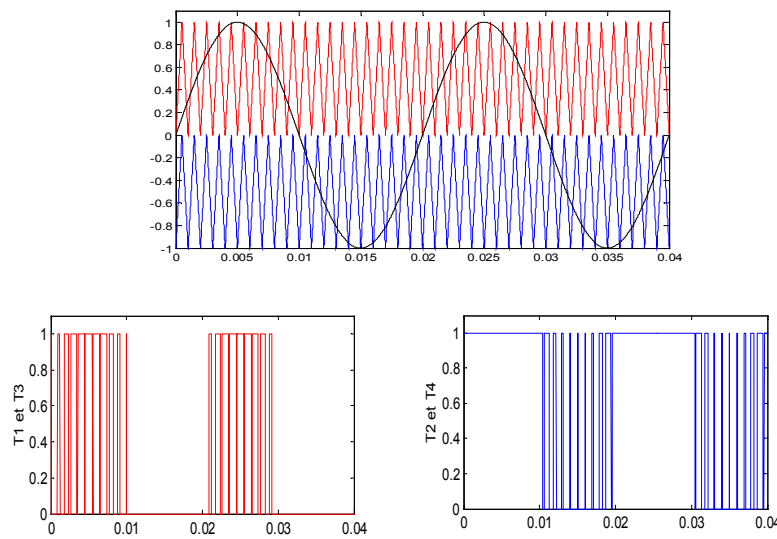


Fig. 2.4 : Porteuses, Modulantes et Signaux de Commande de, T_{X3} , T_{X1} et, T_{X2} , T_{X4} pour un redresseur NPC à trois niveaux ($m=20$, $r=0.8$)

2.3 Modèle de la commande de l'onduleur à trois niveaux de type NPC

2.3.1 Hypothèses

La chute de tension aux bornes des semi conducteurs est négligeable devant la tension d'alimentation qui est de l'ordre de quelques centaines de volts.

2.3.2. Commande complémentaires des onduleurs à trois niveaux

Pour un redresseur triphasé à trois niveaux en mode commandable, on définit des commandes complémentaires afin d'éviter le court circuit des sources de tension pouvant être appliquées sur un bras du redresseur.

Ainsi, on peut écrire :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{X2} = \overline{B_{X1}} \\ B_{X4} = \overline{B_{X3}} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} B_{X2} = \overline{B_{X3}} \\ B_{X1} = \overline{B_{X4}} \end{array} \right\} \left\{ \begin{array}{l} B_{X2} = \overline{B_{X4}} \\ B_{X1} = \overline{B_{X3}} \end{array} \right. \quad (2.1)$$

Ou : B_{XS} étant le signal de commande du transistor T_{XS} du bras X .

Parmi ces commandes et celle qui nous permet d'avoir les trois tensions $(V_{dc1}, 0, -V_{dc2})$, on adoptera la commande complémentaire optimale suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} B_{X1} = \overline{B_{X3}} \\ B_{X2} = \overline{B_{X4}} \end{array} \right. \quad (2.2)$$

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

B_{X1}	B_{X2}	B_{X3}	B_{X4}	V_X
1	1	0	0	V_{dc1}
0	1	0	1	<i>inconnue</i>
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc2}$

Tableau 2.2 : 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.

2.3.3 Fonction de connexion

La fonction de connexion F_{XS} traduit l'états ouvert ou fermé de l'interrupteur du bras X .

$$F_{XS} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{XS}, D_{XS} : on \\ 0 & \text{si } T_{XS}, D_{XS} : off \end{cases}$$

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

$$\begin{aligned} B_{X2} &= \overline{B_{X4}} \\ B_{X1} &= \overline{B_{X3}} \end{aligned} \Rightarrow \begin{cases} F_{X2} = 1 - F_{X4} \\ F_{X1} = 1 - F_{X3} \end{cases} \quad (2.3)$$

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

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{13} \\ F_{12} = 1 - F_{14} \end{cases}, \begin{cases} F_{22} = 1 - F_{24} \\ F_{21} = 1 - F_{23} \end{cases}, \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{33} \\ F_{32} = 1 - F_{34} \end{cases} \quad (2.4)$$

2.3.4 Fonction de connexion des demi-bras

On définit en plus pour le redresseur à trois niveaux, une fonction de connexion des demi-bras, qu'on note F_{Xm}^b comme suit [11] .

$$\begin{cases} F_{X1}^b = F_{X1} \cdot F_{X2} \\ F_{X0}^b = F_{X3} \cdot F_{X4} \end{cases} \quad (2.5)$$

Ou $X = 1, 2, 3$ désigne le numéro du bras et m indique la position du demi-bras ($m = 1$ pour le demi-bras du haut et $m = 0$ pour le demi-bras du bas).

F_{X1}^b est associée au demi-bras du haut (la paire (T_{X1}, T_{X2})) et F_{X0}^b est associée au demi-bras du bas la paire (T_{X3}, T_{X4}) le système d'équation (2.5) montre que la fonction de connexion des demi-bras F_{Xm}^b vaut 1 dans le cas ou les deux interrupteurs associés au demi-bras F_{Xm}^b sont tous fermés et ils sont nulle dans tous les autres cas.

2.3.5 Fonction de conversion

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée du redresseur à sa tension de sortie.

Les potentiels des nœuds a, b, c du redresseur triphasée à trois niveaux, avec $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}$ s'expriment comme suit:

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}F_{12}V_{dc1} - F_{13}F_{14}V_{dc2} = (F_{11}F_{12} - F_{13}F_{14})V_{dc} \\ V_{bn} = F_{21}F_{22}V_{dc1} - F_{23}F_{24}V_{dc2} = (F_{21}F_{22} - F_{23}F_{24})V_{dc} \\ V_{cn} = F_{31}F_{32}V_{dc1} - F_{33}F_{34}V_{dc2} = (F_{31}F_{32} - F_{33}F_{34})V_{dc} \end{cases} \quad (2.6)$$

On constat d'après le système (2.6) que le redresseur à trois niveaux est équivalent à deux niveaux en série. les fonction de connexion des demi bras sont données par:

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases}, \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases}, \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases}, \quad (2.7)$$

En introduisant les expressions de ces dernières fonctions dans les tensions de l'équation (2.6), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b V_{dc1} - F_{10}^b V_{dc1} = (F_{11}^b - F_{10}^b) V_{dc1} \\ V_{bn} = F_{21}^b V_{dc1} - F_{20}^b V_{dc1} = (F_{21}^b - F_{20}^b) V_{dc1} \\ V_{cn} = F_{31}^b V_{dc1} - F_{30}^b V_{dc1} = (F_{31}^b - F_{30}^b) V_{dc1} \end{cases} \quad (2.8)$$

La tension composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{ab} = (F_{11} F_{12} - F_{21} F_{22}) V_{dc1} - (F_{13} F_{14} - F_{23} F_{24}) V_{dc2} \\ U_{bc} = (F_{21} F_{22} - F_{31} F_{32}) V_{dc1} - (F_{23} F_{24} - F_{33} F_{34}) V_{dc2} \\ U_{ca} = (F_{31} F_{32} - F_{11} F_{12}) V_{dc1} - (F_{33} F_{34} - F_{13} F_{14}) V_{dc2} \end{cases} \quad (2.9)$$

Les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{U_{ab} - U_{ca}}{3} \\ V_{bn} = V_b = \frac{U_{bc} - U_{ab}}{3} \\ V_{cn} = V_c = \frac{U_{ca} - U_{bc}}{3} \end{cases} \quad (2.10)$$

2.3.6 Modèle de connaissance

En utilisant la fonction de connexion des demi-bas F_{xm}^b , on obtient :

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (2.11)$$

Les tensions simples de sortie sont présentes comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (2.12)$$

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

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.13)$$

2.4 Technique de la commande vectorielle d'un redresseur à trois niveaux de structure NPC

La stratégie de la modulation vectorielle est proposée par « Der Broek & al, 1988 ». Elle consiste à générer une séquence spécifiée des états de redresseur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. L'algorithme de la MLI vectorielle est constitué de cinq étapes essentielles qui sont les suivantes: [7]

- ✓ Détermination du vecteur de tension de référence.
- ✓ Détermination du secteur.
- ✓ Détermination de la région.
- ✓ Calcul des temps de commutation.
- ✓ Calcul des séquences de commutation.
- ✓ Génération des signaux MLI.

2.4.1 Calcul du vecteur de tension de référence et diagramme vectoriel

Nous avons montré le circuit principal du redresseur triphasé à trois niveaux où 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 . 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 : [7]

$$V_s = V_{an}e^{j0} + V_{bn}e^{-j\frac{2\pi}{3}} + V_{cn}e^{-j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.14)$$

Les 27 vecteurs constituent le diagramme vecteur d'espace du redresseur triphasé à trois niveaux comme représentés à la Figure 2.5. Il y'a 6 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 tensions de référence (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) peuvent être transformés en (V_α, V_β) comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

Suivant les états de l'onduleur, ce vecteur peut prendre plusieurs positions dans le plan ($\alpha - \beta$). Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la Figure 2.5.

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 :

$\vec{V}_s$	S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$ V_s \angle \theta$
$\vec{V}_{13}$	0	-1	-1	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	0	$\frac{E}{3}ej^0$
$\vec{V}_{15}$	1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_{17}$	-1	0	-1	$-\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_{19}$	0	1	1	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{2}\right)$	0	$\frac{E}{3}ej^{\pi}$
$\vec{V}_{21}$	-1	-1	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\left(\frac{E}{4}\right)$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_{23}$	1	0	1	$\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{4}$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{5\pi}{3}}$
$\vec{V}_{14}$	1	0	0	$\frac{E}{2}$	0	0	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{3}ej^0$
$\vec{V}_{16}$	0	0	-1	0	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{4}$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_{18}$	0	1	0	0	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{6}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{4}$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_{20}$	-1	0	0	$-\frac{E}{2}$	0	0	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{3}ej^{\pi}$
$\vec{V}_{22}$	0	0	1	0	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{4}$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_{24}$	0	-1	0	0	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{6}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{4}$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{E}{3}ej^{\frac{5\pi}{3}}$
$\vec{V}_2$	1	0	-1	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3E}{4}$	$\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}ej^{\frac{\pi}{6}}$
$\vec{V}_4$	0	1	-1	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}ej^{\frac{\pi}{2}}$
$\vec{V}_6$	-1	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3E}{4}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3E}{4}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}ej^{\frac{5\pi}{6}}$
$\vec{V}_8$	-1	0	1	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3E}{4}$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}ej^{\frac{7\pi}{6}}$

$\vec{V}_{10}$	0	-1	1	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{3\pi}{2}}$
$\vec{V}_{12}$	1	-1	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{3E}{4}$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}E}{3}e^{j\frac{11\pi}{6}}$
$\vec{V}_1$	1	-1	-1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\frac{2E}{3}e^{j0}$
$\vec{V}_3$	1	1	-1	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{\pi}{3}}$
$\vec{V}_5$	-1	1	-1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2}$	$\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
$\vec{V}_7$	-1	1	1	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\frac{2E}{3}e^{j\pi}$
$\vec{V}_9$	-1	-1	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{2E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
$\vec{V}_{11}$	1	-1	1	$\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\frac{2E}{3}e^{j\frac{5\pi}{3}}$

Tableau 2.3 : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les 27 états des interrupteurs

La stratégie de base du vecteur d'espace MII à trois niveaux est identique à celle du vecteur spatial MLI. Un vecteur de référence en rotation formé à partir de trois sources sinusoïdales est approché sur une période d'échantillonnage T_s . Utilisant des combinaisons linéaires de vecteurs de tension. Le vecteur de référence dans le plan $\alpha\beta$ est écrit dans l'équation (2.18)

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref}e^{j\theta}, \text{ Où } \theta = \omega_e t + \varphi \quad (2.18)$$

Où:

θ Est la position angulaire, ω_e est la fréquence d'entrée φ représente la position angulaire initiale du vecteur de référence.

2.4.2 Calcul du secteur d'appartenance

L'hexagone du diagramme vecteur d'espace du redresseur à trois niveaux peut être subdivisé en 6 secteurs dont chacun à 4 régions, Figure 2.5. Ce qui donne un total de 24 régions. Les secteurs peuvent être déterminés de la façon suivante :

Si $0^\circ \leq \theta < 60^\circ$ $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans le secteur 1

Si $60^\circ \leq \theta < 120^\circ$ $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans le secteur 2

Si $120^\circ \leq \theta < 180^\circ$ $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans le secteur 3

Si $180^\circ \leq \theta < 240^\circ$ $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans le secteur 4

Si $240^\circ \leq \theta < 300^\circ$ $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans le secteur 5

Si $300^\circ \leq \theta < 360^\circ$ $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans le secteur 6

2.4.3 Calcul de la région d'appartenance

Il existe quatre groupes d'états de commutation basés sur l'amplitude et l'angle du vecteur de tension $\vec{V}_{ref}$, comme indiqué sur la Figure 2.6 dans le premier secteur ($0 < \theta < \pi/3$) : les vecteurs grands de tension ($\vec{V}_1, \vec{V}_3$), vecteur moyenne de tension ($\vec{V}_2$), les vecteurs petits de tension ($\vec{V}_{13}, \vec{V}_{14}$) et vecteur nulle tension ($\vec{V}_{26}$). Si le vecteur de tension de référence $\vec{V}_{ref}$ tombe dans le premier secteur, trois vecteurs de tension adjacents (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) sont sélectionnés pour le schéma de commande de vecteur d'espace de tension. Ces vecteurs de tension sélectionnés dépendent de l'angle et de l'amplitude du vecteur de tension de référence $\vec{V}_{ref}$. La durée de chaque vecteur de tension peut être obtenue par le principe de la moyenne temporelle [11]:

$$V_{ref}T = V_{r1}t_1 + V_{r2}t_2 + V_{r3}t_3 \quad (2.19)$$

$$T_s = t_1 + t_2 + t_3 \quad (2.20)$$

Où T_s est le temps d'échantillonnage

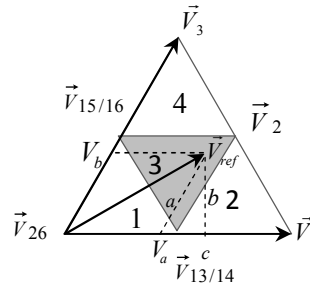


Fig. 2.6 : Détermination de la région d'appartenance du vecteur tension de référence dans le premier secteur.

La Figure 2.6 montre que deux autres vecteurs $\vec{V}_a$ et $\vec{V}_b$ sont utilisés pour déterminer la région :

$$V_a = V_{ref} \left[\cos \theta - \frac{\sin \theta}{\sqrt{3}} \right] \quad (2.21)$$

$$V_b = \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin \theta \quad (2.22)$$

En utilisant les équations (2.21) et (2.22), il est possible de spécifier la région de travail:

- Si $\vec{V}_a, \vec{V}_b < V_{dc}/3$ et $(\vec{V}_a + \vec{V}_b) < V_{dc}/3$, alors $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans la région 1.
- Si $\vec{V}_a, \vec{V}_b < V_{dc}/3$ et $(\vec{V}_a + \vec{V}_b) > V_{dc}/3$, alors $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans la région 3.
- Si $\vec{V}_a > V_{dc}/3$, alors $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans la région 2.
- Si $\vec{V}_b > V_{dc}/3$, alors $\vec{V}_{ref}$ se trouve dans la région 4.

Les relations entre les vecteurs de tension (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) et les vecteurs de tension réellement sélectionnés sont présentées dans le Tableau 2.4.

Triangle	Secteur 1			Secteur 2			Secteur 3			Secteur 4			Secteur 5			Secteur 6		
	$\vec{V}_{r1}$	$\vec{V}_{r2}$	$\vec{V}_{r3}$	$\vec{V}_{r1}$	$\vec{V}_{r2}$	$\vec{V}_{r3}$	$\vec{V}_{r1}$	$\vec{V}_{r2}$	$\vec{V}_{r3}$	$\vec{V}_{r1}$	$\vec{V}_{r2}$	$\vec{V}_{r3}$	$\vec{V}_{r1}$	$\vec{V}_{r2}$	$\vec{V}_{r3}$	$\vec{V}_{r1}$	$\vec{V}_{r2}$	$\vec{V}_{r3}$
1	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{14}$
2	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$
3	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_{14}$
4	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_{12}$

Tableau 2.4 : Relations entre les vecteurs de tension (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) et les vecteurs de tension sélectionnés dans tous les secteurs.

2.4.4 Calcul des rapports cycliques et les temps de commutation

La symétrie du système triphasé, nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de $\frac{\pi}{3}$. On

se place alors dans le cas où le vecteur de référence $\vec{V}_s$ est situé dans le secteur 1. Alors, considérant que le vecteur de tension de référence reste dans la région 1, dans ce cas, la tension de référence est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions $\vec{V}_{26}, \vec{V}_{14}, \vec{V}_{15}$ comme illustré à la Figure 2.6.

Les vecteurs de tension $\vec{V}_{26}, \vec{V}_{14}, \vec{V}_{15}$ sont adoptés et les rapports cycliques correspondants sont :

$$\begin{aligned} V_s T &= V_{r1} t_1 + V_{r2} t_2 + V_{r3} t_3 \\ T &= t_1 + t_2 + t_3 \end{aligned} \quad (2.23)$$

Donc on peut écrire :

$$V_s^* = V_{r1} d_1 + V_{r2} d_2 + V_{r3} d_3 \quad (2.24)$$

Où T est le temps d'échantillonnage et V_s^* le vecteur de tension de référence. La relations entre les vecteurs de tension (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) et les vecteurs de tension réellement sélectionnés $\vec{V}_{26}, \vec{V}_{14}, \vec{V}_{15}$.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{r1\alpha} & V_{r2\alpha} & V_{r3\alpha} \\ V_{r1\beta} & V_{r2\beta} & V_{r3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (2.25)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_\alpha^* = V_{ref} \cos(\theta) \\ V_\beta^* = V_{ref} \sin(\theta) \end{cases} \quad (2.26)$$

Nous développons l'équation (2.25), on trouve :

$$\begin{cases} V_\alpha^* = V_{r1\alpha} \cdot d_1 + V_{r2\alpha} \cdot d_2 + V_{r3\alpha} \cdot d_3 \\ V_\beta^* = V_{r1\beta} \cdot d_1 + V_{r2\beta} \cdot d_2 + V_{r3\beta} \cdot d_3 \\ 1 = d_1 + d_2 + d_3 \end{cases} \quad (2.27)$$

Où V_α^* et V_β^* quels sont les composants de tension de référence sur le repère fixe.

d_1, d_2, d_3 sont les rapports cycliques des vecteurs de tension.

Les équations (2.23) permettent d'obtenir les rapports cycliques d_1, d_2 et d_3 des vecteurs de tension V_{r1}, V_{r2} et V_{r3} en donnant le vecteur de tension de référence:

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{r1\alpha} & v_{r2\alpha} & v_{r3\alpha} \\ v_{r1\beta} & v_{r2\beta} & v_{r3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Où $d_1 = \frac{t_1}{T}, d_2 = \frac{t_2}{T}, d_3 = \frac{t_3}{T}$

On prend le premier secteur :

Triangle 1 : $V_{26} = V_{dc}(0 + j0)$; $V_{14} = \frac{1}{3}V_{dc}e^{j0}$; $V_{15} = \frac{1}{3}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$

$$\begin{cases} V_\alpha^* = 0d_1 + \frac{1}{3}V_{dc}d_2 + \frac{1}{2}\frac{1}{3}V_{dc}d_3 \\ d_2 + \frac{1}{2}d_3 = \frac{3V_\alpha^*}{V_{dc}} \end{cases} \quad (2.29)$$

$$\begin{cases} V_{\beta}^* = 0.d_1 + 0.d_2 + \frac{1}{3} \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc}.d_3 \\ \Rightarrow d_3 = \frac{2\sqrt{3}}{V_{dc}} V_{\beta}^* = \frac{2\sqrt{3}}{V_{dc}} V^* \sin(\theta) \\ d_1 = d_{V26} = 1 - m_a (\sin(\theta) + \sqrt{3} \cos(\theta)) \\ d_2 = d_{V14} = m_a (-\sin(\theta) + \sqrt{3} \cos(\theta)) \\ d_3 = d_{V15} = 2m_a \sin(\theta) \end{cases} \quad (2.30)$$

$$\text{Tel que : } m_a = \frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} V^* \quad (2.31)$$

$$\textbf{Triangle 2 : } V_{14} = \frac{1}{3} V_{dc} e^{j0} ; V_1 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j0} ; V_2 = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{6}}$$

$$\begin{cases} d_1 = d_{V14} = 2 - m_a (\sin(\theta) + \sqrt{3} \cos(\theta)) \\ d_2 = d_{V1} = m_a (+\sqrt{3} \cos(\theta) - \sin(\theta)) - 1 \\ d_3 = d_{V2} = 2m_a \sin(\theta) \end{cases} \quad (2.32)$$

$$\textbf{Triangle 3 : } V_{14} = \frac{1}{3} V_{dc} e^{j0} ; V_{16} = \frac{1}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} ; V_2 = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{6}}$$

$$\begin{cases} d_1 = d_{V14} = 1 - 2m_a \sin(\theta) \\ d_2 = d_{V16} = m_a (\sqrt{3} \cos(\theta) + \sin(\theta)) - 1 \\ d_3 = d_{V2} = m_a (\sin(\theta) - \sqrt{3} \cos(\theta)) + 1 \end{cases} \quad (2.33)$$

$$\textbf{Triangle 4 : } V_{16} = \frac{1}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} ; V_3 = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} ; V_2 = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{6}}$$

$$\begin{cases} d_1 = d_{V16} = 2 - m_a (\sin(\theta) + \sqrt{3} \cos(\theta)) \\ d_2 = d_{V3} = 2m_a \sin(\theta) - 1 \\ d_3 = d_{V2} = m_a (\sqrt{3} \cos(\theta) - \sin(\theta)) \end{cases} \quad (2.34)$$

Les temps de commutation calculé par :

$$\begin{aligned} t_1 &= d_1 T \\ t_2 &= d_2 T \\ t_3 &= d_3 T \end{aligned} \quad (2.35)$$

On peut déterminer, les rapports cycliques et les temps de commutation En suivant la même procédure pour les autres secteurs .

La Figure 2.7 représente l'ordre de succession de configurations correspondantes aux vecteurs V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} du vecteur durant la période de modulation. Pour le premier secteur la séquence est :

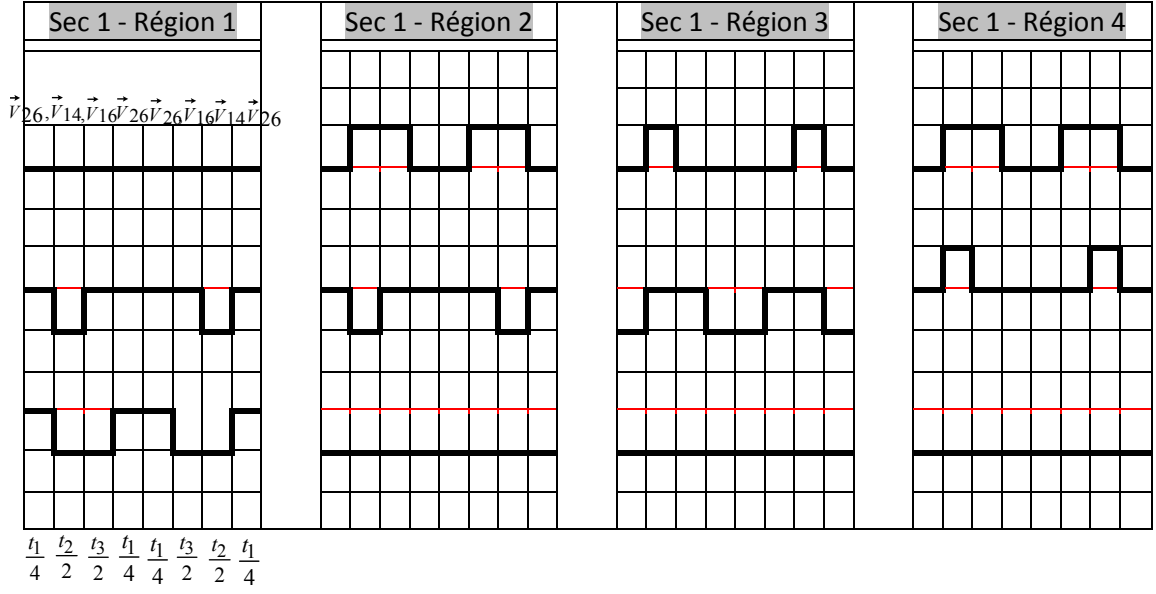


Fig. 2.7 : Description des séquences de conduction des interrupteurs

Le vecteur de tension de référence $\vec{V}_{ref}$ situé dans les autres secteurs peut être transformé en premier secteur à l'aide de l'équation suivante (2.36).

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha}^* \\ v_{\beta}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(i-1)\theta & -\sin(i-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(i-1)\frac{\pi}{3} & \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha,i}^* \\ v_{\beta,i}^* \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Où $i = 1, 2, \dots, 6$

2.5 Modèle du redresseur MLI triphasé de structure NPC

Des fonctions de commutation sont introduites pour décrire les états du redresseur PWM à trois niveaux NPC. Les expressions ci-dessous correspondent aux fonctions de commutation de trois branches:

$$S_X = \begin{cases} 2, & T_{X1}, T_{X2} : on \quad T_{X3}, T_{X4} : off \\ 1, & T_{X2}, T_{X3} : on \quad T_{X1}, T_{X4} : off \\ 0, & T_{X3}, T_{X4} : on \quad T_{X1}, T_{X2} : off \end{cases} \quad (2.37)$$

Où l'indice X représente la phase a, b, c pour les trois branches.

Selon (1), la topologie principale équivalente est obtenue remplaçant chaque bras par un commutateur à un couteau à trois états, comme illustré à la Figure 2.8.

Nous pouvons définir trois fonctions de commutation $S_{a1\approx 2}$, $S_{b1\approx 2}$, $S_{c1\approx 2}$ plus loin comme pour développer le modèle mathématique du redresseur.

Les courants de ligne triphasés et les deux tensions continues des condensateurs de sortie sont sélectionnés en tant que variables d'état, en prenant la tension de phase du réseau et le courant de charge sont pris en compte perturbation. Le modèle du redresseur dans le repère (a,b,c) est donné par le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} v_{sa} = L_s \frac{di_a}{dt} + R_s i_a + S_{a2} V_{dc2} - S_{a1} V_{dc1} + v_{on} \\ v_{sb} = L_s \frac{di_b}{dt} + R_s i_b + S_{b2} V_{dc2} - S_{b1} V_{dc1} + v_{on} \\ v_{sc} = L_s \frac{di_c}{dt} + R_s i_c + S_{c2} V_{dc2} - S_{c1} V_{dc1} + v_{on} \end{cases} \quad (2.38)$$

Considérant le système de réseau triphasé à trois lignes, (2.39) est introduit pour simplifier l'équation (2.38):

$$\begin{cases} i_a + i_b + i_c = 0 \\ v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \end{cases} \quad (2.39)$$

De (2.38) et (2.39), nous pouvons obtenir la solution de v_{on} :

$$v_{on} = -\frac{1}{3}(S_{a1} + S_{b1} + S_{c1})V_{dc1} + \frac{1}{3}(S_{a2} + S_{b2} + S_{c2})V_{dc2} \quad (2.40)$$

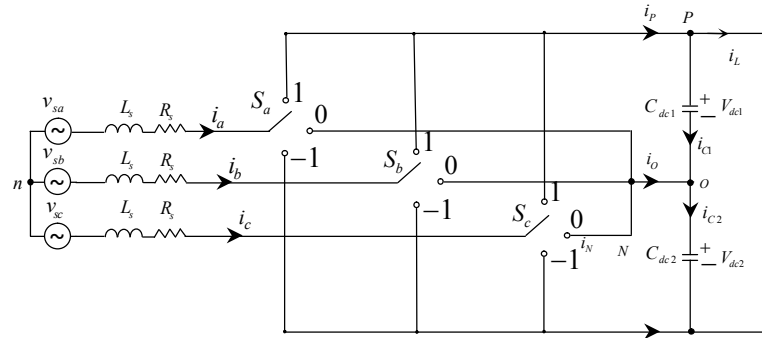


Fig. 2.8 : Le circuit équivalent pour la topologie NPC.

Les fonctions de transfert pour V_{dc1}, V_{dc2} sont (2.41): avec $C_{dc1} = C_{dc2} = C_d$

$$\begin{cases} C_d \frac{dV_{dc1}}{dt} = S_{a1} i_a + S_{b1} i_b + S_{c1} i_c - i_L \\ C_d \frac{dV_{dc2}}{dt} = -S_{a2} i_a - S_{b2} i_b - S_{c2} i_c - i_L \end{cases} \quad (2.41)$$

En combinant (2.38), (2.40) et (2.41), on obtient le modèle mathématique complet du redresseur MLI à trois niveaux de structure NPC.

2.6 Les applications du redresseur MLI à trois niveaux

Les structures multi-niveaux sont des convertisseurs de puissance qui suscitent un certain intérêt dans le domaine de la recherche et du développement. Ce type de convertisseur a été conçu pour deux raisons [12] :

- Ces structures sont basées sur une association en série d'interrupteurs de puissance, ils permettent donc de tenir des tensions de bus continues au-delà des tenues en tension des composants de puissance.
- Par ailleurs, ces convertisseurs produisent des ondes alternatives ayant une meilleure définition et se rapprochent au maximum d'une sinusoïde, avec un contenu harmonique plus faible que le redresseur classique (à deux niveaux), permettant ainsi de réduire les éléments de filtrage si l'application doit en déposer.

Le convertisseur de tension à trois niveaux présente des avantages par rapport à la topologie classique (à deux niveaux). Ces avantages sont:

✓ Les composants de puissance à semi-conducteur bloquent une tension inverse égale seulement à la moitié de la tension de la source continue [13].

✓ Cette topologie peut être généralisée et les principes employés dans la topologie d'onduleur à trois niveaux peuvent être étendus pour l'utilisation dans des topologies avec n'importe quel nombre de niveaux.

Cependant, en utilisant cette topologie, l'expérience pratique a révélé plusieurs difficultés techniques qui compliquent ses applications dans le cas des grandes puissances. Ce sont :

✓ Pour les topologies avec plus de trois niveaux, les diodes de bouclage (clamping diodes) peuvent augmenter les contraintes en tension jusqu'à une valeur égale à $E(n-2)/n$, où n est le nombre de niveaux. Donc les connexions des diodes en série pourraient être exigées et cela complique la conception et soulève des questions de fiabilité et du coût de réalisation.

✓ Cette topologie exige des diodes de bouclage à vitesse de commutation élevée qui doivent être capable de supporter le courant en pleine charge [14].

Néanmoins, cette structure possède un inconvénient majeur : l'équilibrage du point milieu. Celui-ci est réalisé dans la plupart du temps par un pont diviseur capacitif. Dans le cas d'une utilisation d'un onduleur NPC à trois niveaux monophasé, le potentiel du point milieu peut avoir une grande ondulation. De plus, l'utilisation d'un NPC supérieur ou égal à quatre niveaux entraîne une divergence des tensions aux bornes des condensateurs. Pour résoudre ces problèmes, il existe plusieurs solutions telles que l'utilisation d'un contrôle actif ou l'implantation d'une structure dédiée à l'équilibrage de ces tensions de condensateurs. Mais ces solutions deviennent de plus en plus complexes et rajoute des coûts supplémentaires au convertisseur. Ces solutions seront présentées dans la suite de l'étude [10].

2.7 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la structure d'un redresseur à trois niveaux de type NPC ainsi que ces différentes configurations possibles. Ensuite, nous avons présenté la modalisation de la commande MLI vectorielle de ce convertisseur basée sur un algorithme composé de plusieurs étapes pour choisir les trois vecteurs les plus proches et pour calculer leurs temps de conduction des interrupteurs. La modélisation du redresseur MLI à trois niveaux nous permettra de mettre en œuvre certaines commandes, dont l'une est la commande directe de puissance, basée sur la théorie de la puissance instantanée, qui fera l'objet du chapitre suivant.

Bibliographie

- [1] J. Li, J. Liu, D. Boroyevich, P. Mattavelli, and Y. Xue, "Three-level active neutral-point-clamped zero-current-transition converter for sustainable energy systems," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 26, pp. 3680-3693, 2011.
- [2] M. An, "Some new results of electric power science," *Science China Technological Sciences*, vol. 54, pp. 1940-1942, 2011.
- [3] W. Du, H. Wang, S. Cheng, and R. Dunn, "Effect of embedded voltage source converter on power system oscillation damping," *Science China Technological Sciences*, vol. 53, pp. 892-901, 2010.
- [4] R. C. Portillo, M. M. Prats, J. I. León, J. A. Sanchez, J. M. Carrasco, E. Galvan, and L. G. Franquelo, "Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to high-power wind turbines," *IEEE Transactions on industrial electronics*, vol. 53, pp. 1483-1491, 2006.
- [5] D. V. Ghodke, K. Chatterjee, and B. Fernandes, "Three-phase three level, soft switched, phase shifted PWM DC-DC converter for high power applications," *IEEE Transactions on power electronics*, vol. 23, pp. 1214-1227, 2008.
- [6] T. Shi, J. Wang, C. Zhang, and C. Xia, "Direct power control for three-level PWM rectifier based on hysteresis strategy," *Science China Technological Sciences*, vol. 55, pp. 3019-3028, 2012.
- [7] K. Billel, "commande MLI Vectorielle d'un Redresseur Triphasé à Trois Niveaux," *mastr, SETIF 1*, 2013.
- [8] S. S. K.HADJI, "ETUDE ET MODELISATION D'UN CONVERTISSEUR triphasé AC/DC COMMANDE PAR LA TECHNIQUE MLI," *electrotequique, Dr.Moulay Tahar SAIDA*, 2017.
- [9] B. Z. HOURIA, "Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à base de GTO et d'IGBT," *mémoire de magister, l'université de BADJI MOKHTAR, ANNABA*, 2010.
- [10] A. Leredde, "Etude, commande et mise en œuvre de nouvelles structures multiniveaux," 2011.
- [11] T. Abdelkrim, E. Berkouk, K. Aliouane, K. Benamrane, and T. Benslimane, "Etude et réalisation d'un onduleur à trois niveaux commandé par MLI vectorielle," *Revue des Energies Renouvelables*, vol. 14, pp. 211-217, 2011.
- [12] B. t. Sarrazin, "Optimisation d'une chaîne de traction pour véhicule électrique," *Grenoble*, 2012.
- [13] R. Rojas, T. Ohnishi, and T. Suzuki, "An improved voltage vector control method for neutral-point-clamped inverters," in *Proceedings of 1994 Power Electronics Specialist Conference-PESC'94*, 1994, pp. 951-957.
- [14] A. Nabae, I. Takahashi, and H. Akagi, "A new neutral-point-clamped PWM inverter," *IEEE Transactions on industry applications*, pp. 518-523, 1981.

Chapitre 3

La commande DPC de redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux

3.1 Introduction

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi conducteurs et des calculateurs numériques. Pour améliorer la tension de sortie d'un redresseur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de sa commande. Dans ce chapitre, nous allons appliquer la stratégie de contrôle DPC pour la commande du redresseur à trois niveaux de structure NPC [1].

La stratégie de contrôle DPC consiste à choisir les vecteurs de tension appropriés pour contrôler la puissance active et la puissance réactive à travers les boucles d'hystérésis. Elle ne nécessite pas de transformation de coordonnées, ni de stratégie de modulation, Son algorithme de contrôle est donc simple, sa réponse dynamique est rapide avec une efficacité élevée [2]. En conséquence, les chercheurs ont mis en avant de nombreuses méthodes pour mettre en place une table de commutation. Les auteurs [3] ont établi une table de commutation en analysant la relation entre le courant, le vecteur de tension et la puissance. Dans [4], ils ont modélisé et analysé le redresseur MLI à trois niveaux en termes d'économie d'énergie. [5, 6] ont analysés qualitativement la relation entre le vecteur de tension, la puissance active d'entrée et la puissance réactive d'entrée basés sur le modèle mathématique du redresseur et la théorie de la puissance instantanée. Dans [7] ils ont proposé une méthode permettant de choisir les vecteurs de tension appropriés pour réaliser le contrôle de puissance active, le contrôle de puissance réactive et le contrôle de tension du point neutre sur la base d'un critère général de vecteur optimal DPC. La plupart des tables de commutation pour les stratégies DPC du redresseur à trois niveaux sont établies sur la base d'une analyse qualitative, sans fournir l'impact quantitatif de chaque vecteur de tension sur les puissances actives et réactives dans chaque secteur. La performance du contrôle de la puissance avec la table de commutation conventionnelle n'est donc pas très satisfaisante. Le déséquilibre de la tension du point neutre est un problème inhérent au redresseur MLI à trois niveaux, qui peut obliger certains commutateurs à supporter une tension élevée, voire à provoquer une instabilité du système et une défaillance de la commande. En [8] le mécanisme du déséquilibre de tension du point neutre a été analysé et des méthodes matérielles et logicielles pour équilibrer la tension du point neutre ont été proposés. [9-14] Proposent la commande DPC modifiée qui est basé sur l'élimination des effets indésirables en termes de puissances actives et réactives résultant d'une alimentation en tension déséquilibrée et présentant une distorsion harmonique. Les puissances active et réactive compensées sont calculées et ajoutées à la valeur de référence pour atteindre les objectifs de contrôle. Pour surmonter l'effet de l'alimentation en tension déséquilibrée et déformée sur les performances du convertisseur, plusieurs méthodes ont été proposées, basées à la fois sur la commande vectorielle [15-19] et sur la commande directe de puissance [14, 20]. Un exemple de ces méthodes est une méthode de compensation harmonique sélective basée sur un algorithme amélioré à plusieurs

référentiels, qui dissocie des signaux de fréquences différentes avant la transformation du référentiel [15]. De plus, une commande orientée à tension modifiée a été proposée, dans laquelle le courant de référence est calculé à partir des expressions de puissance avec des objectifs sélectionnés [18]. Ces méthodes donnent de bons résultats mais l'inconvénient majeur est le réglage des paramètres des régulateurs PI.

Le présent chapitre posera le problème de déséquilibre de la tension du point milieu du bus continu et des méthodes assurant l'équilibrage de cet dernier, et l'application de la stratégie de commande (DPC) pour commandé le redresseur triphasé NPC à trois niveaux de tension de type NPC. Cette commande est décrite à partir d'un un modèle de contrôle de puissances basé sur la théorie de la puissance instantanée. Les influences sur les puissances instantanées exercées par tous les vecteurs de commutation sont étudiées et illustrées séparément, puis un schéma de contrôle direct de puissance (DPC) utilisant des comparateurs à bandes d'hystérésis à quatre niveaux, ainsi qu'une nouvelle table de commutation est conçue. De plus, la méthode étudiée permet de suivre rapidement les puissances active et réactive et de régler le point neutre. Enfin, les résultats de simulation seront présentés pour vérifier la validité et la fiabilité de la commande étudiée.

3.2 Le modèle vectoriel dans un repère orthogonal

Le modèle vectoriel du convertisseur de tension triphasé NPC à trois niveaux permet de représenter les tensions triphasées de sortie du convertisseur par des vecteurs d'espace dans le plan orthogonal $\alpha\beta$. C'est à dire de représenter les équations différentielles décrivant l'évolution des tensions et des courants d'une façon plus simple que la représentation triphasée. Le convertisseur triphasé NPC à trois niveaux est schématisé par la Figure 3.1 dont les quatre interrupteurs de chaque bras sont remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif (P), zéro (O) et négatif (N) [21, 22].

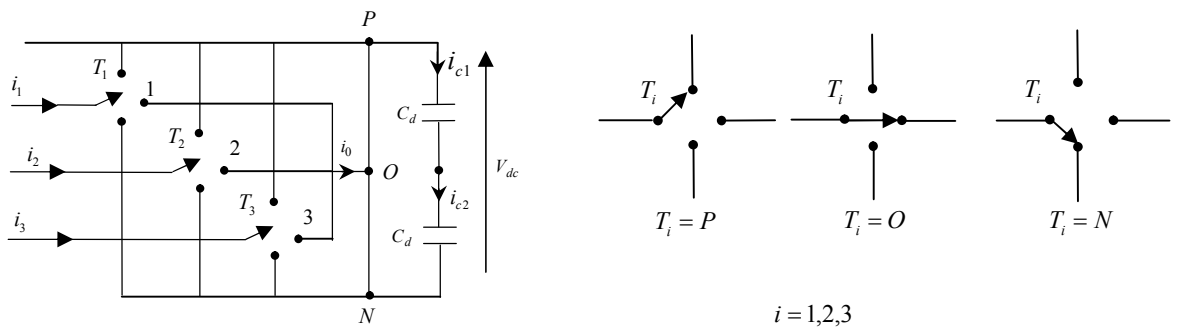


Fig. 3.1 : Topologie de commutation du redresseur NPC à trois niveaux.

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 actifs sont scindés en trois catégories selon leur longueur : grande, moyenne et petite, Les 19 vecteurs de tension sont divisés en quatre groupes selon leurs amplitudes montrées dans le Tableau 3.1[21] :

- 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 donnée comme suit:

$$\vec{V}_s = \frac{1}{3}V_{dc}e^{(j\frac{k\pi}{3})} \text{ Avec } k \in \{0, \dots, 3\};$$

- Vecteur Moyen : Ces vecteurs sont obtenus par la combinaison des états P, O et N , leur expression est donnée comme suit : $\vec{V}_s = \frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}e^{j(\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{6})}$ avec : $k \in \{0, \dots, 3\}$

- Vecteur Grand : leur expression est donnée comme suit $\vec{V}_s = \frac{2}{3}V_{dc}e^{(j\frac{k\pi}{3})}$ avec : $k \in \{0, \dots, 3\}$

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 Petit (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	$i_0 = i_a$	Vecteur Petit (VP) : • type N (VPN)	$\frac{1}{3}V_{dc}$
$\vec{V}_{16}$	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	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_{24}$	ONO	$i_0 = -i_b$		
$\vec{V}_2$	PON	$i_0 = i_b$	Vecteur Moyen (VM)	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
$\vec{V}_4$	OPN	$i_0 = i_a$		
$\vec{V}_6$	NPO	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_8$	NOP	$i_0 = i_b$		
$\vec{V}_{10}$	ONP	$i_0 = i_a$		
$\vec{V}_{12}$	PNO	$i_0 = i_c$		
$\vec{V}_1$	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 3.1 : Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants

3.3 Déséquilibre de la tension du point milieu du bus continu

La circulation du courant i_0 à travers le point milieu du redresseur, permet la charge et la décharge des condensateurs du bus continu. Sachant que cette circulation dépend des états de commutation et donc du type du vecteur de tension comme expliqué dans ce qui suit.

3.3.1 Effet du vecteur nul (VN)

Ces vecteurs n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu du redresseur. Cela est illustré par la Figure 3.2 qui montre le schéma équivalent avec des interrupteurs idéaux du convertisseur alimentant une charge pour chacune des trois configurations représentant les trois vecteurs nuls

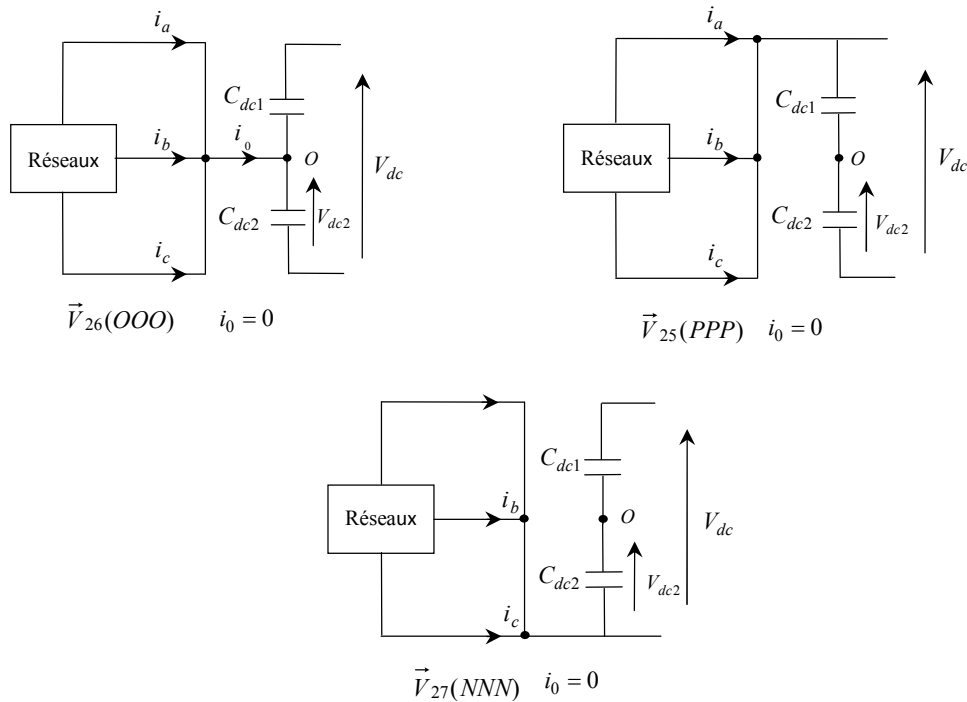


Fig. 3.2 : Représentation correspondante aux vecteurs nuls.

3.3.2 Effet du vecteur petit (VP)

Ces vecteurs ont un effet sur la tension du point milieu O car leur application connecte un ou deux courants issus du réseau au point milieu. En effet six vecteurs parmi eux permettent de charger le condensateur du haut C_{dc1} , tandis que, les six autres le décharge. La Figure 3.3 présente les deux configurations correspondant aux vecteurs $\vec{V}_{14}(POO)$ et $\vec{V}_{13}(ONN)$ qui permettent d'obtenir la tension $\frac{V_{dc}}{2}$. La Figure 3.3 (a) montre que lors de l'application du vecteur $\vec{V}_{14}$, le courant du point neutre i_0 est négatif si le courant i_a est positif ($i_0 = -i_a < 0$). Ceci provoque la décharge du condensateur C_{dc1} et par conséquent la charge du condensateur C_{dc2} . Par contre, lors de l'application du vecteur $\vec{V}_{13}(ONN)$, Figure 3.3 (b), le courant du point neutre i_0 est positif si le courant i_a est positif ($i_0 = i_a > 0$), ce qui conduit à la charge du condensateur C_{dc1} et la décharge du condensateur C_{dc2} .

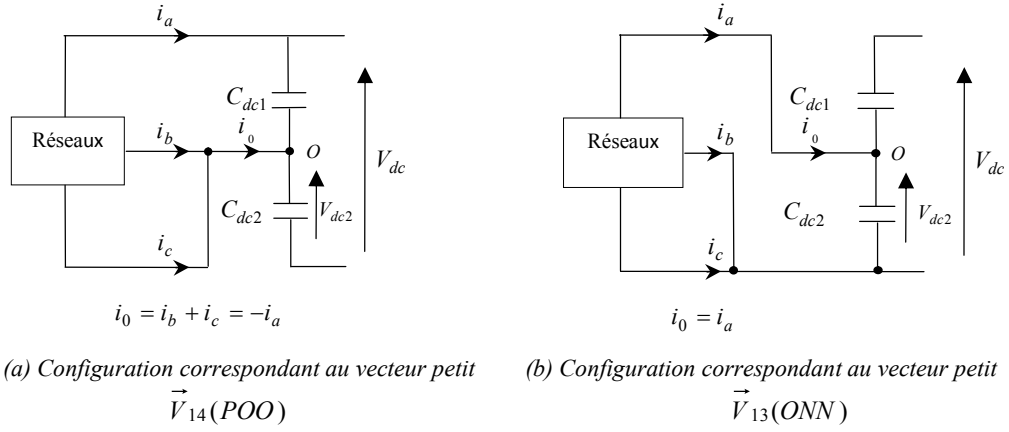


Fig. 3.3 : Configuration correspondante aux vecteurs $\vec{V}_{13}$ et $\vec{V}_{14}$ de type N et P

3.3.3 Effet du vecteur moyen (VM) :

Ils ont un effet sur la tension du point milieu car leur application induit la connexion d'un des courants de lignes au point milieu. Par conséquent, un déséquilibre des tensions aux bornes des deux condensateurs C_{dc1} et C_{dc2} est engendré. La Figure 3.4 montre un exemple de configuration correspondant à l'application du vecteur moyen $\vec{V}_2(PON)$. Dans ce cas, le courant du point milieu $i_0 = i_b$ peut être négatif ou positif selon le signe du courant i_b et par conséquent une diminution ou une augmentation de la tension du point milieu pourrait être observée. En outre, aucun vecteur parmi les cinq autres vecteurs moyens : $\vec{V}_4, \vec{V}_6, \vec{V}_8, \vec{V}_{10}, \vec{V}_{12}$ à un effet inverse au vecteur $\vec{V}_2(PON)$ pour équilibrer la tension du point milieu.

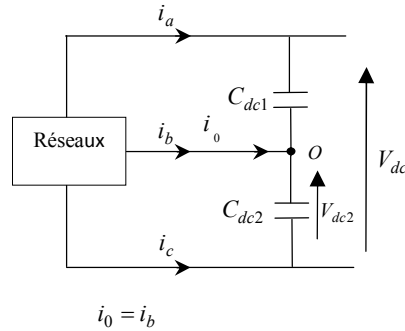


Fig. 3.4 : Configuration correspondante au vecteur moyen $\vec{V}_2(PON)$

3.3.4 Effet du vecteur grand (VG)

Leur application n'a aucun effet sur la tension du point milieu car le courant traversant les deux condensateurs C_{dc1} et C_{dc2} est le même. En plus, le point milieu est isolé des trois phases du convertisseur. La Figure 3.5 montre un exemple de configuration correspondante au vecteur grand $\vec{V}_1(PNN)$

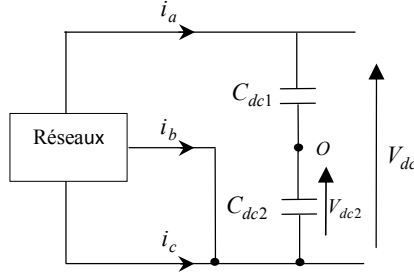


Fig. 3.5 : Configuration correspondante au vecteur grand $\vec{V}_1$ (PNN)

Le réglage de la tension du point milieu du convertisseur NPC a été largement traité dans la littérature. Des solutions utilisant des circuits auxiliaires ou des commandes spécifiques pour le contrôle du convertisseur sont proposées. Concernant l'utilisation des circuits auxiliaires, ce type de solution consiste à ajouter des dispositifs passifs ou actifs au niveau des capacités afin d'équilibrer le bus continu en assurant le transfert d'énergie du condensateur surchargé vers le condensateur moins chargé [23]. Quant aux méthodes utilisant des commandes spécifiques [24] [25], [26], la régulation de la tension du bus continu sera assurée grâce à des stratégies dédiées. Les méthodes les plus utilisées seront résumées dans ce qui suit[2].

3.4 Modèle du redresseur MLI à trois niveaux à structure NPC

La topologie de base d'un redresseur MLI triphasé à trois niveaux clampé par le neutre est représentée dans la Figure 3.6. Sur cette Figure e_a, e_b et e_c sont les tensions de réseau triphasées, L_s et R_s représentent l'inductance et la résistance équivalente du côté alternatif, respectivement i_a, i_b et i_c sont les courants d'entrée du réseau v_{ra}, v_{rb} et v_{rc} 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. Comme le montre la Figure 3.6, le modèle d'état du redresseur MLI à trois niveaux dans les coordonnées statiques $\alpha\beta$ peut être exprimées comme suit [27],[2]:

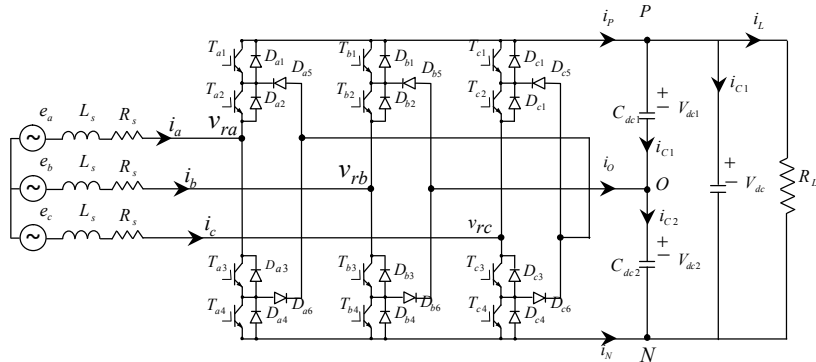


Fig. 3.6 : Schéma d'un redresseur triphasé à trois niveaux de structure

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - Ri_\alpha - v_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - Ri_\beta - v_\beta) \end{cases} \quad (3.1)$$

Où $e_\alpha, e_\beta, i_\alpha, i_\beta, v_\alpha$ 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.

Normalement, si O sur la Figure 3.6 est supposé être le point de potentiel zéro, chaque phase du redresseur MLI à trois niveaux peut produire trois niveaux en connectant la sortie au positif (V_{dc1}), au

négatif (V_{dc2}) ou nul (0) potentiel. tel que : $V_{dc1} = \frac{V_{dc}}{2}$ et $V_{dc2} = -\frac{V_{dc}}{2}$

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 redresseur MLI à trois niveaux. Chaque tension de phase peut être exprimée comme suit :

$$v_{ra} = \frac{V_{dc}}{2} S_a, \quad v_{rb} = \frac{V_{dc}}{2} S_b, \quad v_{rc} = \frac{V_{dc}}{2} S_c \quad (3.2)$$

$$S_x = \begin{cases} 1 & T_{X1}, T_{X2} : \text{on} \quad T_{X3}, T_{X4} : \text{off}, P \\ 0 & T_{X2}, T_{X3} : \text{on} \quad T_{X1}, T_{X4} : \text{off}, O \\ -1 & T_{X3}, T_{X4} : \text{on} \quad T_{X1}, T_{X2} : \text{off}, N \end{cases} \quad (3.3)$$

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

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

$$v_i = \sqrt{\frac{1}{6}} V_{dc} [(2S_a - S_b - S_c) + j\sqrt{3}(S_b - S_c)] \quad \text{Avec : } i = 1, 2, 3, \dots, 27. \quad (3.4)$$

3.5 Le principe du contrôle direct de la puissance

3.5.1 Techniques DPC de redresseur à trois niveaux

La Figure 3.7 illustre le schéma de principe de la commande DPC du redresseur MLI à trois niveaux.

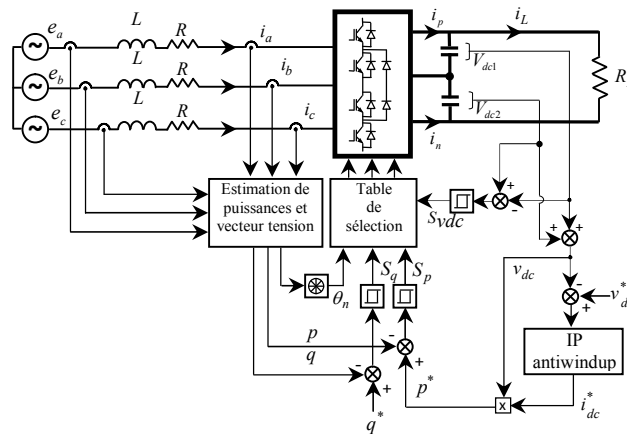


Fig. 3.7 : Schéma de principe de la commande DPC d'un redresseur MLI à trois niveaux.

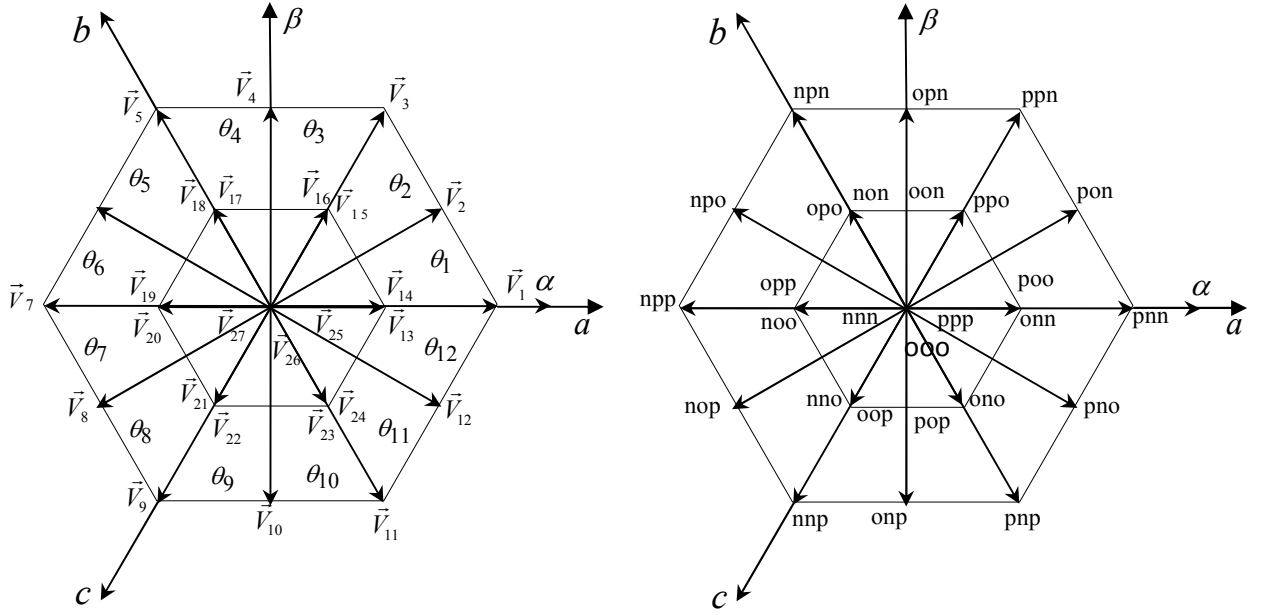


Fig. 3.8 : Vecteurs et division du secteur du système DPC dans le redresseur NPC trois niveaux .

En mesurant les tensions de capacité supérieure et inférieure, la déviation de la tension au point neutre O et la tension du bus continu V_{dc} peuvent être obtenues. La puissance active 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 numérisées $S_p, S_q, S_{V_{dc}}$ et θ_i .

3.5.2 Analyse du modèle de contrôle de puissance

Selon la théorie de la puissance instantanée, les puissances active et réactive instantanées peuvent être exprimées en coordonnées statiques $\alpha\beta$ de la manière suivante:

$$\begin{cases} p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\beta i_\alpha - i_\beta e_\alpha \end{cases} \quad (3.4)$$

Comme la fréquence de commutation est plus élevée que la fréquence fondamentale du réseau, les tensions du réseau dans deux cycles de commutation adjacents sont approximativement égales. Les courants changent avec la puissance. Par conséquent, la variation des puissances active et réactive instantanée au cours d'une période de commutation peut être approximée par :

$$\begin{cases} \Delta p \approx e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\beta(k) \cdot \Delta i_\beta \\ \Delta q \approx e_\beta(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\beta \end{cases} \quad (3.5)$$

En négligeant l'influence de la résistance R et en utilisant une approximation discrète au premier ordre de l'équation (3.1), la variation du courant est donnée par :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha \approx i_\alpha(k) - i_\alpha(k-1) = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) - u_\alpha(k)] \\ \Delta i_\beta \approx i_\beta(k) - i_\beta(k-1) = \frac{T_s}{L} [e_\beta(k) - u_\beta(k)] \end{cases} \quad (3.6)$$

Après avoir remplacé l'équation (3.6) dans l'équation (3.5), le modèle de contrôle de puissance instantané du redresseur à trois niveaux est donné par :

$$\begin{cases} \Delta p = \frac{T_s}{L} [e_\alpha^2(k) + e_\beta^2(k) - e_\alpha(k).u_\alpha(k) - e_\beta(k).u_\beta(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k).u_\beta(k) - e_\beta(k).u_\alpha(k)] \end{cases} \quad (3.7)$$

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

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha^2(k) + e_\beta^2(k) - e_\alpha(k).u_{\alpha i}(k) - e_\beta(k).u_{\beta i}(k)] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k).u_{\beta i}(k) - e_\beta(k).u_{\alpha i}(k)] \end{cases} \quad \text{Avec } i = 1, 2, 3, \dots, 27 \quad (3.8)$$

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

$$\begin{cases} e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cos \theta = E \cos \theta \\ e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \sin \theta = E \sin \theta \end{cases} \quad (3.9)$$

$\|e_{\alpha\beta}\| = \sqrt{e_\alpha^2 + e_\beta^2}$, E est la norme du vecteur tension spatiale synthétisée par la tension réseau triphasée, θ est la position angulaire du vecteur tension ($0 \leq \theta \leq 2\pi$).

Afin de normaliser la variation de puissance, les deux côtés d'équation (3.8) sont divisés par la constante $\frac{T_s}{L} \cdot \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_i\|_{\max}$ pour produire :

$$\begin{cases} \overline{\Delta p_i} = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{V_{dc}} - (\overline{u_{\alpha i}} \cdot \cos \theta + \overline{u_{\beta i}} \cdot \sin \theta) \\ \overline{\Delta q_i} = \overline{u_{\beta i}} \cdot \cos \theta - \overline{u_{\alpha i}} \cdot \sin \theta \end{cases} \quad (3.10)$$

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

D'équation (3.11), 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 puissances actives et réactives sont illustrées aux Figures 3.9 et 3.10, respectivement

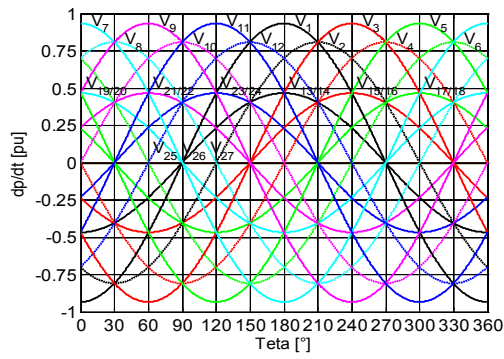


Figure 3.9 Variation de la puissance active instantanée Δp_i

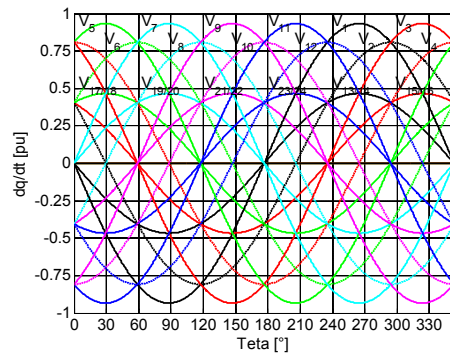


Figure 3.10 Variation de la puissance réactive instantanée Δq_i

D'après les Figures 3.9 et 3.10, il est connu que la courbe d'impact pour une puissance active correspondant à chaque vecteur de commutation est une distribution de décalage sinusoïdale, ce qui signifie que le même vecteur de commutation a une capacité plus grande d'augmenter la puissance active que de réduire la puissance active, tandis que la courbe d'influence de la puissance réactive correspondant à chaque vecteur de commutation est une distribution sinusoïdale et le même vecteur de commutation a la même capacité d'augmenter et de réduire la puissance réactive.

Les Figures 3.9 et 3.10 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 3.2. 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.

Le nombre de vecteurs de commutation pouvant augmenter la puissance active est bien supérieure à celui pouvant réduire la puissance active. Il est donc nécessaire de définir une bande à deux étages pendant la région positive de la puissance active. En régime permanent, la fluctuation de la puissance étant faible, le vecteur de commutation ayant peu d'influence sur la puissance active est choisi pour améliorer la précision de la commande et réduire la distorsion harmonique totale (THD) du courant d'entrée. Dans l'état dynamique, en particulier dans les conditions de charge soudaine, le vecteur de commutation qui a une grande influence sur la puissance active est choisie pour réaliser un suivi rapide du changement de puissance active. De plus, c'est Il n'est pas nécessaire de définir une hystérésis à plusieurs étages pour contrôler la puissance réactive [2].

3.5.3 Conception des comparateurs d'hystérésis

En tant que stratégie de contrôle bang-bang, le contrôle d'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 $\overline{\Delta q}$ et $\overline{\Delta p}$. Dans le contrôle conventionnel de l'hystérésis, les influences des vecteurs de commutation sur la puissance active et la

puissance réactive ont été analysées qualitativement. Ils ont été quantifiés en deux niveaux (0 et 1) dans la plupart des recherches [2].

Tableau 3.2 : Impacts des puissances actives et réactives dans le secteur θ_1

Secteur	Δp_i		Δq_i		
	$\rangle 0(S_p = 1)$	$\langle 0(S_p = 0)$	$\rangle 0(S_q = 1)$	$= 0$	$\langle 0(S_q = 0)$
Vecteur grand	V_5, V_7, V_9	V_3, V_1, V_{11}	V_3, V_5	V_1, V_7	V_9, V_{11}
Vecteur moyenne	V_4, V_8, V_6, V_{10}	V_2, V_{12}	V_2, V_4, V_6		V_8, V_{10}, V_{12}
Vecteur petits	$V_{17/18}, V_{19/20}, V_{21/22}$	$V_{13/14}, V_{15/16}, V_{23/24}$	V_2, V_3, V_4	$V_{13/14}, V_{19/20}$	$V_{21/22}, V_{23/24}$
Vecteur nuls	V_{25}, V_{26}, V_{27}			V_{25}, V_{26}, V_{27}	

Dans ce chapitre, basé sur l'analyse de la section précédente, 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 augmenter. S_p et S_q sont définis comme suit :

$$S_p = \begin{cases} 2 & \Delta p > H_{p2} \\ 1 & H_{p1} < \Delta p < H_{p2} \\ 0 & -H_{p1} < \Delta p < H_{p1} \\ -1 & \Delta p < -H_{p2} \end{cases} \quad (3.11)$$

$$S_q = \begin{cases} 1 & \Delta q > H_q \\ \text{restante} & -H_q < \Delta q < H_q \\ 0 & \Delta q < -H_q \end{cases} \quad (3.12)$$

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

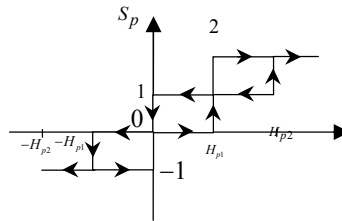


Fig. 3.11 : Contrôleur à hystérésis de la puissance active à quatre niveaux

3.5.4 Conception du tableau de commutation

Le Tableau 3.3 est le tableau de commutation classique de la commande DPC pour 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 3.2. Lorsque $S_p = -1$ et $S_q = 1$, seul le vecteur moyenne V_2 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 3.2. Lorsque $S_p = 1$ et $S_p = 2$, 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 1 ($\phi 1$) la sélection de vecteur est indiquée dans le Tableau 3.4.

Tableau 3.3 : Table de commutation conventionnelle de la DPC d'un redresseur MLI à trois niveaux

S_p	S_q	θ_{2k-1}	θ_{2k}	θ_{11}	θ_{12}
0	0	V_{2k-1}	V_{2k}	V_{11}	V_{12}
0	1	V_{2k}	V_{2k+1}	V_{12}	V_1
1	0	V_{2k+11}/V_{2k+12}	V_{2k+11}/V_{2k+12}	$V_{23}/24$	
1	1	V_{2k+13}/V_{2k+14}	V_{2k+13}/V_{2k+14}	$V_{13}/14$	

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 3.5 et 3.6. 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 3.5 et 3.6, le saut élevé d'amplitude de tension est évidemment inévitable.

Par exemple, dans le secteur $\phi 1$, 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 tension b-phase de bras N à P. Donc, il est nécessaire d'insérer un vecteur zéro V_{26} avant d'utiliser le vecteur V_3 , et le reste peut être fait de la même manière.

3.5.5 Contrôle de la tension du point neutre

Sans contrôle de la tension du point neutre, les dispositifs de commutation peuvent supporter une tension très élevée et être détruits. En analysant l'influence de tous les types d'états de commutation sur la tension du point neutre, il est connu que seuls les valeurs VP et VM ont une influence sur la tension du point neutre. Les deux états de redondance de la VP ont le même effet sur la puissance, mais les effets opposés sur la déviation de la tension du point neutre. L'influence du VM sur la tension du point neutre dépend du courant i_0 . Ainsi, la sélection des états de commutation raisonnables du VP peut non seulement contrôler efficacement les puissances active et réactive, mais également inhiber efficacement l'écart de tension du point neutre. Sur la base de l'analyse de l'influence de chaque vecteur de

commutation sur le potentiel du point neutre, une méthode de contrôle de l'hystérésis est introduite dans le DPC pour le redresseur MLI à trois niveaux. 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 (3.13):

$$S_{vdc} = \begin{cases} 1 & H_{vdc} < V_{dc2} - V_{dc1} \\ \text{restante} & -H_{vdc} < V_{dc2} - V_{dc1} < H_{vdc} \\ 0 & V_{dc2} - V_{dc1} < -H_{vdc} \end{cases} \quad (3.13)$$

Où H_{vdc} est la bande d'hystérésis des comparateurs 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.

Tableau 3.4 : Sélection de vecteur pour le secteur θ_1

	$S_p = 2$	$S_p = 1$	$S_p = 0$	$S_p = -1$
$S_q = 1$	$V_{17/18}$	$V_{15/16}$	V_3	V_2
$S_q = 0$	$V_{23/24}$	$V_{13/14}$	V_{12}	V_1

Tableau 3.5 : Nouvelle table de commutation DPC pour le redresseur MLI à trois niveaux $\Delta V_{dc} < 0$

Δp	Δq	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	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$
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 3.6 : Nouvelle table de commutation DPC pour le redresseur MLI à trois niveaux $\Delta V_{dc} > 0$

Δp	Δq	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	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{20}$	$\vec{V}_{20}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{24}$
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	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{12}$

3.6 Simulation et discussions

Afin de vérifier le comportement de l'algorithme de contrôle proposé, deux essais ont été effectués. Les principaux paramètres de simulation du modèle sont répertoriés dans le tableau suivant [2] :

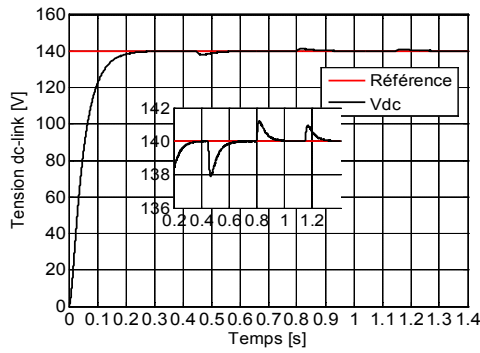
Tableau 3.7 : Les paramètres du système

Tension efficace composée : $u = 70V$ $f = 50Hz$		
Paramètres du filtre: $L = 8mH$ $R = 0\Omega$		
Tension continue de sortie : $V_{dc} = 140V$		
Condensateur de bus continue : $C_{dc} = 5600\mu F$		
Résistance de la charge: $R = 45\Omega$		
Fréquence d'échantillonnage : $20kHz$		
$H_{p1} = 5W$	$H_q = 5Var$	$P = 0.16$
$H_{p2} = 15W$	$H_{vdc} = 1.5V$	$I = 0.0007$

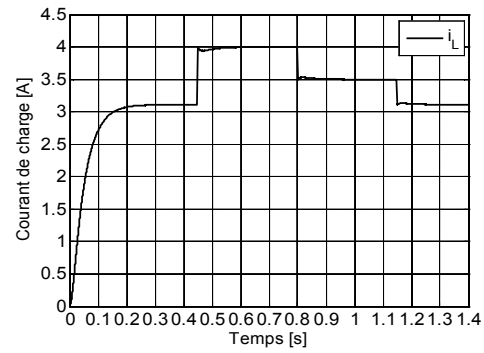
3.6.1 1^{er} essai : Réponse à un échelon de tension suivi d'une variation de charge

Dans cet essai de simulation, nous avons imposé la référence de la tension du bus continue à $140V$, puis on a introduit une perturbation caractérisée par un changement de la résistance de charge dans les instant : $t = 0,45s$, $t = 0,8s$ et $t = 1,15s$. La Figure 3.12 (a) montre l'évolution de la tension du bus à courant continu. L'influence de la variation de la charge sur le réglage de la tension du bus continu est illustrée par le zoom dans la Figure 3.12(a). On observe que l'application de la charge modifié peu la tension, cela signifie que le système de régulation a récupéré ses propriétés pendant une courte durée. On remarque qu'il existe un fonctionnement rapide et satisfaisant en régime permanent qu'en régime transitoire donc la conception du régulateur IP est assez rigoureuse. La Figure 3.12(c).montre la variation de la charge R_L . La Figure 3.12 (b) illustre la variation du courant i_L . On remarque que le courant i_L est inversement proportionnel à la variation de la résistance de charge. Les figures 3.12(d-f) montrent l'allure des courants i_α, i_β et les zooms lors de la variation de la charge. La Figure 3.12 (g) et les figures 3.12 (g-i) montre l'allure des courants triphasés absorbés par le redresseur et les zooms. La valeur au démarrage est très élevée, puis il commence d'adapter avec la variation de la résistance de

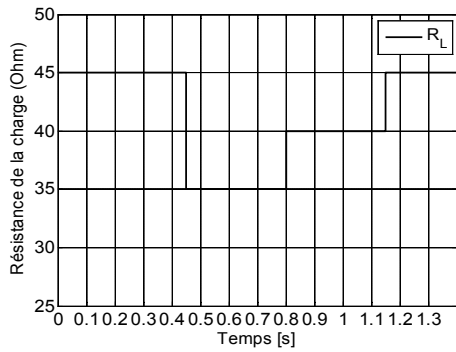
charge. Nous remarquons que ces courants sont peu déformés et proche de la sinusoïde. La Figure 3.12 (j) montre la forme des tensions du réseau électrique. La réponse en puissance active et réactive est illustrée à la Figure 3.12 (k) et 3.12 (m), respectivement. La puissance active présente en régime transitoire un accroissement oscillatoire jusqu'à une valeur maximale de 680W, puis elle descend presque instantanément vers sa valeur limite avec une ondulation de 310W d'amplitude en régime établi. La puissance réactive est caractérisée par un fort transitoire allant au près de 128VAR, puis elle se stabilise à sa valeur de référence 0VAR. Cela affecte la forme du courant absorbé par le redresseur. D'autre part, on observe que la tension et le courant du réseau sont en phase, la Figure 3.12 (n). Il est à noter, à partir de la Figure 3.12 (r) que les harmoniques basses sont atténuées, ce qui donne un taux de distorsion harmonique (THD = 2.20%). On peut conclure que le contrôle direct de puissance répond très rapidement au changement de la variation de charge.



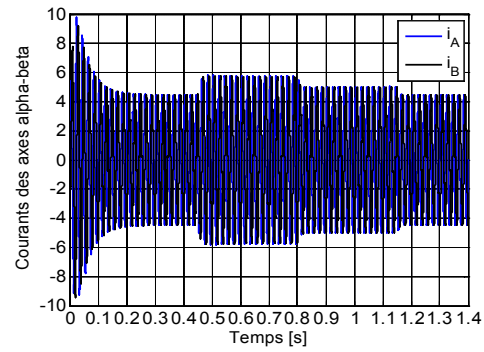
(a) Tension de sortie



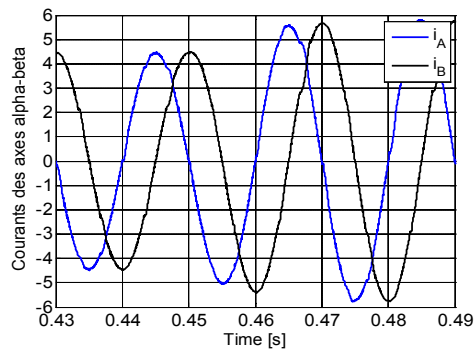
(b) Courant de charge i_L



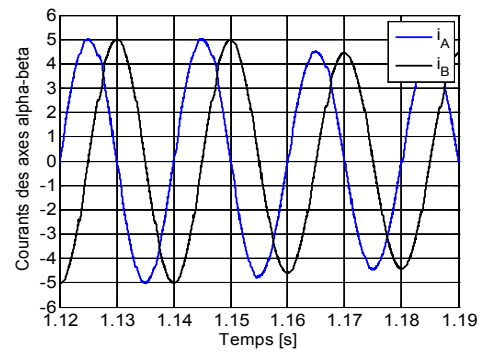
(c) La variation de la charge R_L



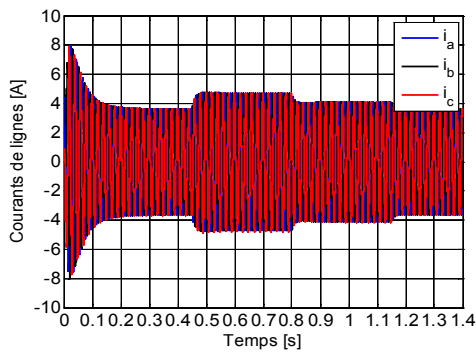
(d) Courants i_α, i_β



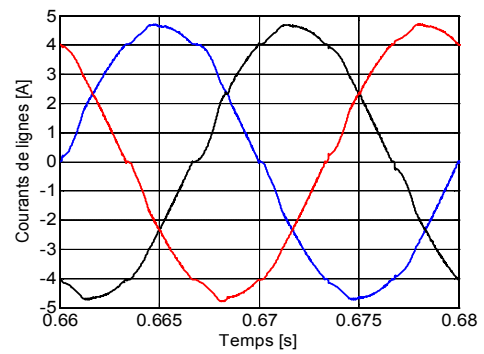
(e) zoom des Courants i_α, i_β



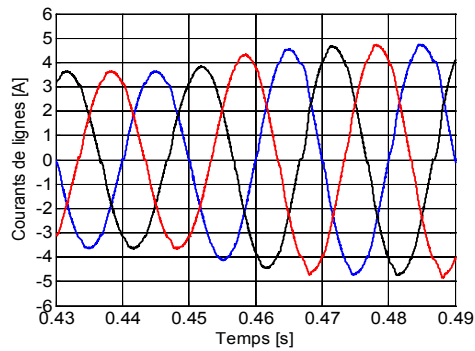
(f) zoom des Courants i_α, i_β



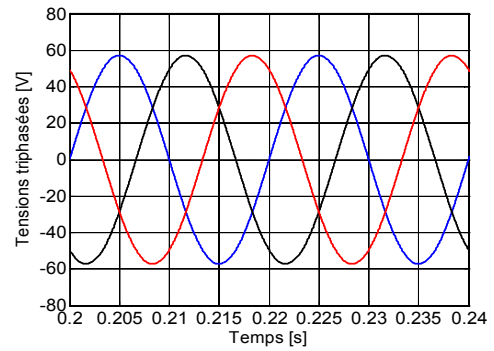
(g) Les courants de ligne i_a, i_b, i_c



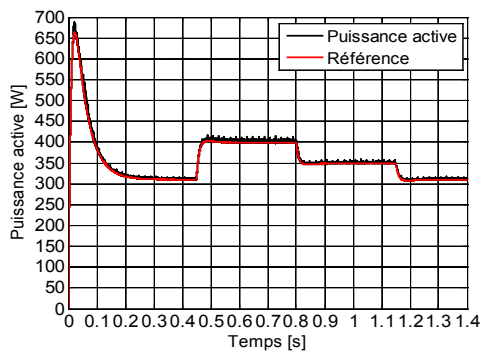
(h) zoom des courants de ligne



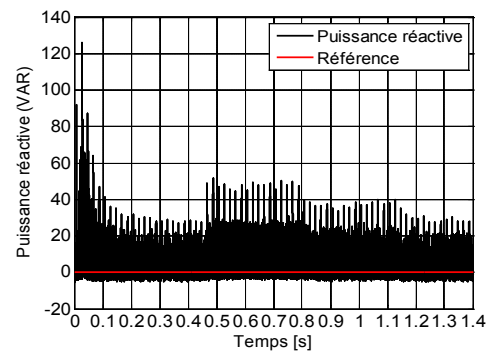
(i) zoom des courants i_a, i_b, i_c



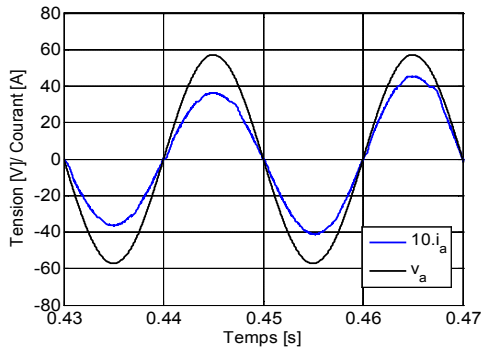
(j) Les tensions triphasées



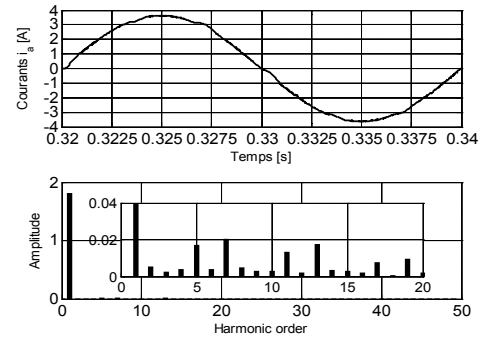
(k) l'allure variation de Puissance active



(m) l'allure variation de Puissance réactive



(n) l'allure variation du Tension et courant de phase



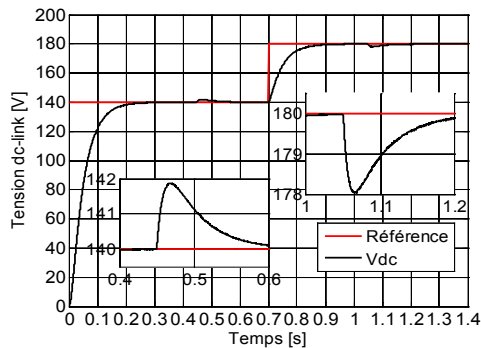
(r) l'analyse FFT du courant de phase i_a

Fig. 3.12 : Résultats de simulation pour le premier essai.

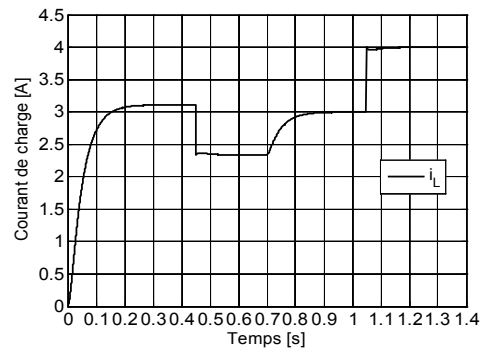
3.6.2. 2^{ème} essai : Application d'un échelon de tension suivi d'une variation de charge

Dans cet essai, nous allons effectuer la simulation avec une tension de référence de 140V en ensuite une application d'un échelon de consigne de la tension de 180V, avec la présence d'une perturbation caractérisée par un changement de la résistance de charge dans les instant : $t = 0,45s$, $t = 1,05s$. La Figure 3.13 (a) illustre l'évolution de la tension du bus continu. Cette réponse suit parfaitement sa référence et répond aux changements imposées par la charge. Ceci est dû à la capacité de régulateur IP. La Figure 3.13 (b) illustre l'allure de variation du courant i_L . Les courants i_a, i_b et i_a, i_b, i_c absorbés par le redresseur présentés dans les Figures 3.13 (d-g) sont inversement proportionnel à la variation de la charge R_L .

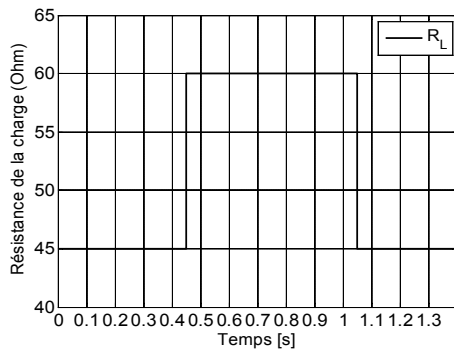
Les transitoire apparaissent dans les allures de ces courants sont dus à l'application d'un échelon de tension, La puissance active suivie sa référence avec moins de fluctuation, Figure 3.13 (k). On remarque, à partir de la Figure 3.13 (m), qu'il existe un peu de consommation de la puissance réactive qui va se répercute sur la forme des courants de lignes absorbés par le redresseur. D'autre part on observe toujours que la tension et le courant de réseau sont en phase, Figure 3.13 (n). On conclue que le contrôle direct de puissance répond très rapidement au changement de la consigne de tension.



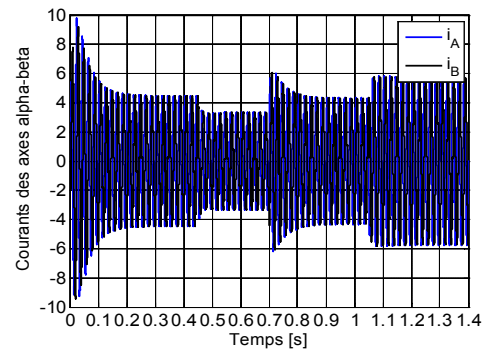
(a) Tension de sortie



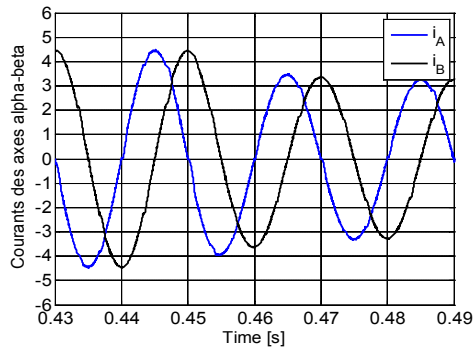
(b) Courant de charge i_L



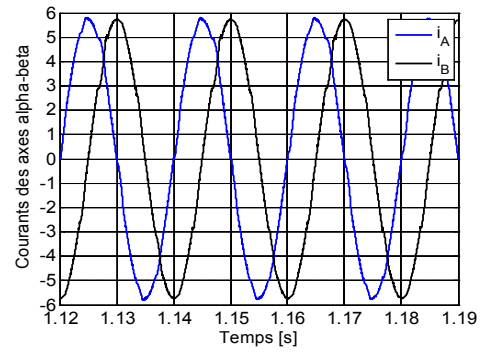
(c) La variation de la charge R_L



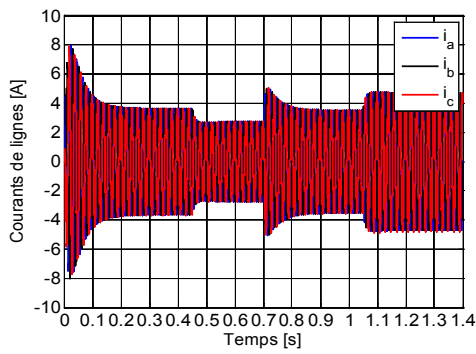
(d) Courants i_α, i_β



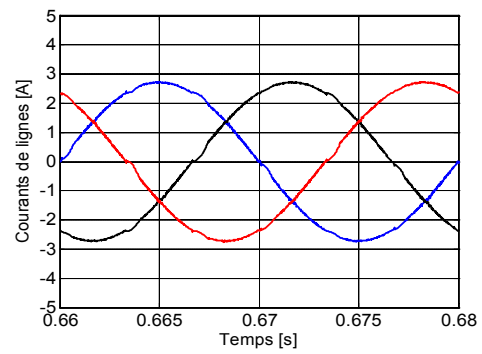
(e) zoom des Courants i_α, i_β



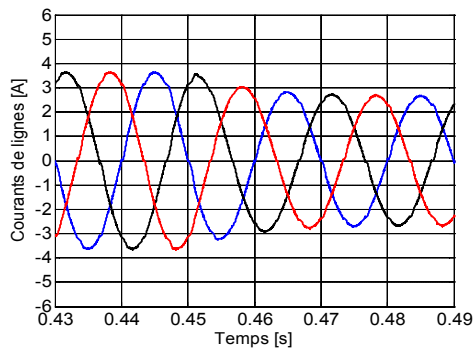
(f) zoom des Courants i_α, i_β



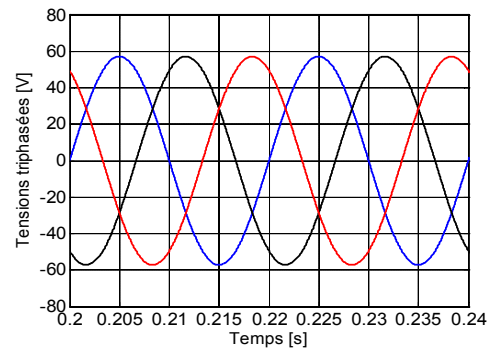
(g) Les courants de ligne i_a, i_b, i_c



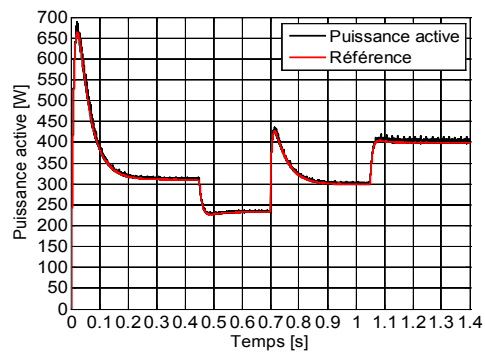
(h) zoom des courants de ligne



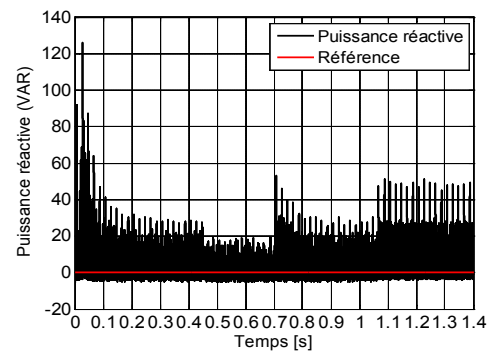
(i) zoom des courants de ligne



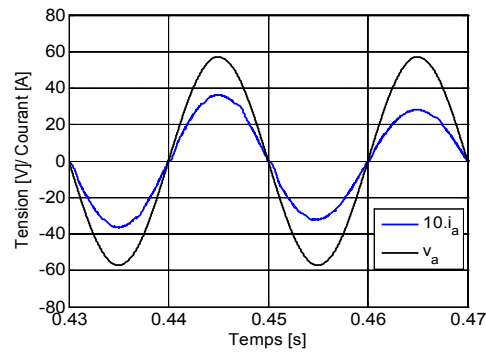
(j) Les tensions triphasées



(k) variation des Puissance active



(m) variation des Puissance réactive



(n) l'allure variation du Tension et courant de phase a

Fig. 3.13 : Résultats de simulation pour le deuxième essai.

3.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a vu dans l'espace vectoriel, les influences sur la puissance instantanée exercée par tous les vecteurs de commutation et le problème de déséquilibre du point milieu sont étudiées et illustrées séparément, et les solutions présentées par les chercheurs pour réduire ou éliminer ce problème.

Ainsi, on a présenté un modèle mathématique de redresseur MLI à trois niveaux de tension dans le plan $\alpha\beta$ et on a déduit un modèle de contrôle de puissance de la théorie de la puissance instantanée, puis un schéma de contrôle de puissance direct (DPC) pour un redresseur MLI à trois niveaux utilisant un comparateur d'hystérésis à quatre niveaux est proposé pour le contrôle de la puissance active, ainsi qu'une nouvelle table de commutation est conçue.

Les résultats de simulation montrent que la stratégie proposée peut stabiliser la tension du bus continu grâce au régulateur IP qui corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. La fréquence de commutation n'est pas constante, ainsi il existe une petite consommation de l'énergie réactive. C'est ce qui a peu d'impact sur la forme des courants absorbés malgré que la tension et le courant de réseau est en phase. Ceci est probablement dû à l'incapacité du système à maintenir un équilibre de la tension du point neutre.

Dans le quatrième chapitre, nous cherchons à améliorer les performances du contrôle DPC conventionnel, en proposant une approche prédictive appliquée au contrôle DPC et nous faisons par la suite une étude comparative avec la commande DPC conventionnelle. Cette nouvelle approche nommée prédictive-DPC (Prédictive Direct Power Control) attire l'attention des chercheurs afin d'aboutir à une commande performante qui réponde aux exigences industrielles modernes.

Bibliographie

1. MERABTINE, N.T.e.K., Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC, 2015, Bejaia.
2. Shi, T., et al., Direct power control for three-level PWM rectifier based on hysteresis strategy. *Science China Technological Sciences*, 2012. **55**(11): p. 3019-3028.
3. Chen, W., Y. Zou, and L. Xu. Direct power control for Neutral-point-clamped three-level PWM rectifier. in 2008 IEEE International Conference on Industrial Technology. 2008. IEEE.
4. Lu, T., et al. A novel direct power control strategy with wide input voltage range for three-level PWM rectifier. in 2009 IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference. 2009. IEEE.
5. Zhang Y C, Z.Z.M., Yuan L Q, et al, Direct power control for three-level PWM rectifier, in *Trans China Electrotech Soc*2008. p. 62-68.
6. Lu, T., et al. A novel direct power control strategy based on energy interface concept for three-level PWM rectifier. in 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference. 2009. IEEE.
7. Lei, X., X. Da, and Z. Yanchi. Three-level inverter based on direct power control connecting offshore wind farm. in 2009 International Conference on Sustainable Power Generation and Supply. 2009. IEEE.
8. Guangzhu, W., Mechanism of DC bus voltage unbalance in diode-clamped multilevel inverters. *PROCEEDINGS-CHINESE SOCIETY OF ELECTRICAL ENGINEERING*, 2002. **22**(12): p. 111-117.
9. Celanovic, N. and D. Borojovic. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters. in *APEC'99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No. 99CH36285)*. 1999. IEEE.
10. Zhang, H., et al., An SVM algorithm to balance the capacitor voltages of the three-level NPC active power filter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008. **23**(6): p. 2694-2702.
11. Monge, S.B., et al., Capacitor voltage balance for the neutral-point-clamped converter using the virtual space vector concept with optimized spectral performance. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007. **22**(4): p. 1128-1135.
12. Gu, X., C. Xia, and W. Chen. Analysis on operating mode of boost three-level converter with phase-delay control. in *Zhongguo Dianji Gongcheng Xuebao(Proceedings of the Chinese Society of Electrical Engineering)*. 2011. Chinese Society for Electrical Engineering.
13. Xia, C., et al., Neutral-point potential balancing of three-level inverters in direct-driven wind energy conversion system. *IEEE Transactions on Energy conversion*, 2010. **26**(1): p. 18-29.
14. Merzouk, I. and M.L. Bendaas, Improved direct power control for 3-level AC/DC converter under unbalanced and/or distorted voltage source conditions. *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, 2016. **24**(3): p. 1847-1862.
15. Xiao, P., K.A. Corzine, and G.K. Venayagamoorthy, Multiple reference frame-based control of three-phase PWM boost rectifiers under unbalanced and distorted input conditions. *IEEE transactions on power electronics*, 2008. **23**(4): p. 2006-2017.
16. Suh, Y. and T.A. Lipo, Control scheme in hybrid synchronous stationary frame for PWM AC/DC converter under generalized unbalanced operating conditions. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2006. **42**(3): p. 825-835.
17. Etxeberria-Otadui, I., et al., New optimized PWM VSC control structures and strategies under unbalanced voltage transients. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2007. **54**(5): p. 2902-2914.
18. Hu, J.-b., et al., Proportional integral plus multi-frequency resonant current controller for grid-connected voltage source converter under imbalanced and distorted supply voltage conditions. *Journal of Zhejiang University-SCIENCE A*, 2009. **10**(10): p. 1532-1540.
19. Alepuz, S., et al., Control strategies based on symmetrical components for grid-connected converters under voltage dips. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009. **56**(6): p. 2162-2173.
20. Eloy-Garcia, J., S. Arnaltes, and J. Rodriguez-Amenedo, Direct power control of voltage source inverters with unbalanced grid voltages. *IET Power Electronics*, 2007. **1**(3): p. 395-407.
21. Ghennam, T., Supervision d'une ferme éolienne pour son intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apports des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone à double alimentation, 2011, Ecole Centrale de Lille.

22. Riachy, L.a., Contribution à la commande d'un onduleur multiniveaux, destinée aux énergies renouvelables, en vue de réduire le déséquilibre dans les réseaux électriques, 2017, Normandie Université.
23. Laka, A., et al. Passive balancing of the DC bus midpoint for neutral point clamped (NPC) based voltage source converters. in IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. 2013. IEEE.
24. C. Wang, Y.L., Analysis and calculation of zero-sequence voltage considering neutral-point potential balancing in three-level NPC converters. IEEE Transactions on Industrial Electronics. **vol. 57**: p. 2262-2271.
25. Lewicki, A., Z. Krzeminski, and H. Abu-Rub, Space-vector pulsewidth modulation for three-level NPC converter with the neutral point voltage control. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011. **58**(11): p. 5076-5086.
26. Pou, J., et al., A carrier-based PWM strategy with zero-sequence voltage injection for a three-level neutral-point-clamped converter. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010. **27**(2): p. 642-651.
27. Zhan, C., et al., Study on mathematical model and system simulation of the three-level PWM reversible rectifier. PROCEEDINGS-CHINESE SOCIETY OF ELECTRICAL ENGINEERING, 1999. **19**: p. 45-48.

Chapitre 4

Commande prédictive directe de puissance (PDPC) d'un redresseur MLI triphasé à trois niveaux de structure NPC

4.1 Introduction

La commande DPC est une stratégie de contrôle direct des puissances actives et réactives. Elle est basée sur une table de commutation (ST-DPC) selon [1]. Elle comprend deux contrôleurs d'hystérésis qui contrôlent les puissances active et réactive pour atteindre leurs références. Pour cette raison, il n'a pas de fréquence de commutation fixe et nécessite le convertisseur analogique-numérique à haute résolution. Afin de réaliser une fréquence de commutation fixe, certains documents présentent une nouvelle stratégie de contrôle appelée SVM-DPC (Space Vector Modulation-Direct Power Control). Ils utilisent deux contrôleurs PI et une stratégie SVM à la place des contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation [1-3]. Le réglage des contrôleurs PI est difficile dans la dite SVM-DPC.

Le contrôle prédictif de la puissance (P-DPC) proposé dans certains articles pour les convertisseurs de puissance à deux niveaux [4-6] résout les problèmes de stratégies antérieurs. Mais cet algorithme est très sensible aux éléments du système. Par exemple, les inductances d'entrée et leurs résistances en série et les inductances de fuite d'entrée

Toutes ces stratégies peuvent être développées pour les convertisseurs à deux et à plusieurs niveaux. Dans les applications industrielles à forte puissance, les convertisseurs à plusieurs niveaux sont préférés aux convertisseurs à deux niveaux car ils peuvent transmettre une puissance élevée du réseau électrique à la charge par des semi-conducteurs de puissance simples et peu coûteux [6-8].

Dans le présent chapitre nous proposons un modèle de contrôle prédictif direct de puissance basée sur la technique MLI vectorielle pour contrôler le convertisseur triphasé AC/DC NPC à trois niveaux, qui est très précis et robuste face aux tolérances des inductances d'entrée. La stratégie proposée peut résoudre d'autres problèmes liés aux algorithmes basés sur la DPC classique. Elle a de bonnes réponses dynamiques aux variations de charge par rapport au DPC conventionnel. Cette stratégie peut atteindre le facteur de puissance unitaire. Des simulations numériques seront présentées à la fin de ce chapitre pour vérifier la fiabilité de la commande proposée comparant avec la DPC conventionnelle.

4.2 Commande prédictive de puissance

4.2.1 Principes de base du contrôle prédictif

Le contrôle prédictif modèle est une stratégie de contrôle plus performante pour les applications industrielles. Il comprend de nombreuses stratégies. Son nom ne se limite pas à une méthode spécifique. Les principes de son algorithme est basé sur un modèle système pour prédire le

comportement des variables système afin de générer des commandes [5, 8]. Cette stratégie permet de contrôler des systèmes multi variés. L'idée de base de la stratégie de contrôle prédictif du modèle est la suivante :

- Utilisation d'un modèle système pour prédire le comportement des variables de système sur une période du temps.
- Définition d'une fonction de coût pour les variables contrôlées et les références.
- Choix des commandes optimales du problème d'optimisation de la fonction de coût.

En utilisant ces trois approches, un modèle de contrôle prédictif directe de puissance (MP-DPC) pour contrôler le redresseur NPC triphasé à trois niveaux. Le convertisseur côté alternatif est le modèle du système. La tension de bus à courant continu et la puissance réactive sont les variables contrôlées [8].

4.2.2 Principe de la méthode MP-DPC

La Figure 4.1 montre le schéma fonctionnel de la méthode proposée. Au début de chaque intervalle de commutation, les tensions de phase et les courants de ligne du redresseur sont mesurés et transformés dans le plant $\alpha\beta$. Les puissances actives et réactives peuvent être calculées à partir de:

$$P(t) = e_{\alpha}i_{\alpha} + e_{\beta}i_{\beta} \quad (4.1)$$

$$Q(t) = e_{\beta}i_{\alpha} - i_{\beta}e_{\alpha} \quad (4.2)$$

La tension de bus continue de sortie est mesurée et comparée à une valeur de référence prédéfinie et transmise à un contrôleur IP afin de générer une valeur de référence de la puissance active. Pour un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, la valeur de référence de la puissance réactive est fixée sur zéro.

Considérant que le redresseur est un système de premier ordre, en utilisant l'approche de la méthode d'Euler, il est possible de prédire les valeurs des puissances actives et réactives comme suit [8] :

$$\frac{dP(t)}{dt} = \frac{P(k+1) - P(t)}{T_s} \quad (4.3)$$

$$\frac{dQ(t)}{dt} = \frac{Q(k+1) - Q(t)}{T_s} \quad (4.4)$$

Où T_s est la période d'échantillonnage, $t = k$ est l'instant d'échantillonnage actuelle et $(t = k + 1)$ est l'instant d'échantillonnage suivant.

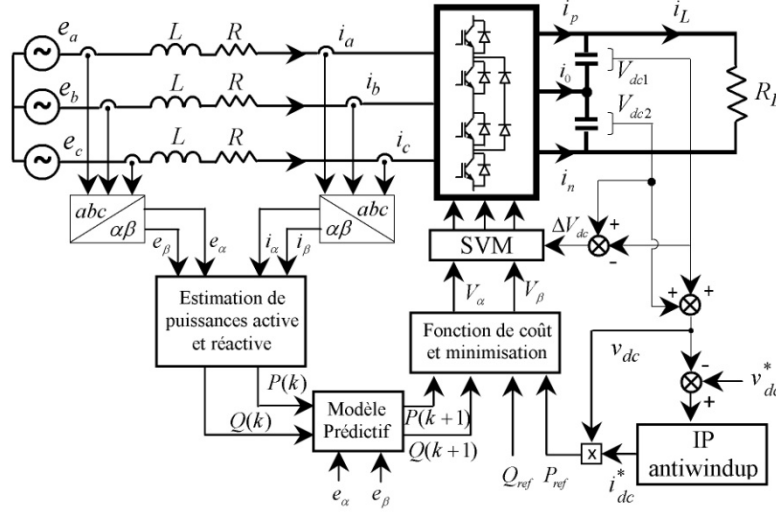


Fig. 4.1 : Schéma bloc de la commande prédictive directe de puissance d'un redresseur MLI à trois niveaux de structure NPC.

En substituant (4.1) et (4.2) à (4.3) et (4.4) :

$$\frac{P(k+1) - P(k)}{T_s} = A \quad (4.5)$$

$$\frac{Q(k+1) - Q(k)}{T_s} = B \quad (4.6)$$

Où :

$$A = \frac{de_\alpha}{dt} i_\alpha + \frac{di_\alpha}{dt} e_\alpha + \frac{de_\beta}{dt} i_\beta + \frac{di_\beta}{dt} e_\beta \quad (4.7)$$

$$B = \frac{de_\alpha}{dt} i_\alpha + \frac{di_\alpha}{dt} e_\beta + \frac{de_\beta}{dt} i_\beta + \frac{di_\beta}{dt} e_\alpha \quad (4.8)$$

Les valeurs des puissances actives et réactives $P(k)$, $Q(k)$ dans l'instant d'échantillonnage actuel sont calculées à partir des équations (4.1) et (4.2). Les équations (4.7) et (4.8) comprennent les dérivations de tensions et de courants. En utilisant le modèle de système, ces dérivations peuvent être remplacées. Le côté alternatif du redresseur est connecté aux inductances et à l'alimentation d'entrée, comme indiqué à la Figure 4.1. En écrivant une équation différentielle pour cette partie, $(\frac{di_\alpha}{dt}, \frac{di_\beta}{dt})$ pourrait être remplacé par les éléments du système comme suit :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{L} \left(\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \right) \quad (4.9)$$

Où V_α, V_β sont les tensions moyennes du côté alternatif de convertisseur dans le plans α, β .

Considérant que le réseau électrique est équilibré et les tensions triphasées des formes sinusoïdales, on a donc [4, 8] :

$$\frac{de_\alpha}{dt} = -\omega e_\beta \quad (4.10)$$

$$\frac{de_\beta}{dt} = -\omega e_\alpha \quad (4.11)$$

En substituant les équations (4.9), (4.10) dans (4.1) à (4.7) et (4.8), on aura alors :

$$A = \frac{1}{L} \left(e_\alpha^2 + e_\beta^2 - \text{Re}_\alpha^2 i_\alpha^2 - \text{Re}_\beta^2 i_\beta^2 - V_\alpha e_\alpha - V_\beta e_\beta \right) + \omega (e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha) \quad (4.12)$$

$$B = \frac{1}{L} \left(V_\beta e_\alpha - \text{Re}_\alpha i_\beta - \text{Re}_\beta i_\alpha - V_\alpha e_\beta \right) + \omega (e_\alpha i_\alpha - e_\beta i_\beta) \quad (4.13)$$

Les puissances actives et réactives à l'instant d'échantillonnage suivant $(k+1)$ peuvent être calculées à l'aide des équations suivantes :

$$P(k+1) = P(k) + A \times T_s \quad (4.14)$$

$$Q(k+1) = Q(k) + B \times T_s \quad (4.15)$$

$P(k+1)$, $Q(k+1)$ sont les valeurs de puissance active et réactive dans la prochaine période d'échantillonnage. Ces deux valeurs doivent être comparées aux références de puissances actives et réactives. Comme le montre la figure 4.1, le bloc de fonction de coût reçoit $P(k+1)$, $Q(k+1)$, P_{ref} et Q_{ref} comme signaux d'entrée et génère deux références pour le convertisseur V_α, V_β , qui sont les vecteurs de tension moyenne du convertisseur. Ils n'ont pas une réponse unique; le contrôleur doit donc choisir celui qui convient le mieux. Pour cette raison, la fonction de coût est définie. La fonction de coût conventionnelle utilisée dans la stratégie de contrôle prédictif est la somme des carrés d'erreur de signaux contrôlés [4], [5]. Donc la fonction de coût est calculée comme suit :

$$J = (P_{ref} - P(k+1))^2 + (Q_{ref} - Q(k+1))^2 \quad (4.16)$$

En remplaçant (14) et (15) dans l'équation récente on obtient :

$$J = (P_{ref} - P(k) - AT_s)^2 + (Q_{ref} - Q(k) - BT_s)^2 \quad (4.17)$$

Où A et B sont calculés dans les équations (4.12) et (4.13). Le problème de minimisation est résolu comme suit pour les vecteurs de tension moyenne du convertisseur V_α, V_β :

$$\frac{\partial J}{\partial V_\alpha} = \frac{2T_s}{L} e_\alpha (P_{ref} - P(k) - AT_s) + \frac{2T_s}{L} e_\beta (Q_{ref} - Q(k) - BT_s) = 0 \quad (4.18)$$

$$\frac{\partial J}{\partial V_\beta} = \frac{2T_s}{L} e_\beta (P_{ref} - P(k) - AT_s) - \frac{2T_s}{L} e_\alpha (Q_{ref} - Q(k) - BT_s) = 0 \quad (4.19)$$

Enfin, en résolvant les équations (4.18) et (4.19), les vecteurs de tension moyens du convertisseur peuvent être écrits comme suit :

$$V_\alpha = -\frac{L}{T_s(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} [e_\alpha \Delta P + e_\beta \Delta Q] + e_\alpha - Ri_\alpha + L\omega i_\beta \quad (4.20)$$

$$V_\beta = -\frac{L}{T_s(e_\alpha^2 + e_\beta^2)}[e_\beta \Delta P - e_\alpha \Delta Q] + e_\beta - Ri_\beta - L\omega i_\alpha \quad (4.21)$$

Où $\Delta P = P_{ref} - P(k)$ et $\Delta Q = Q_{ref} - Q(k)$.

Ces deux signaux de tension sont générés par le convertisseur de puissance avec l'algorithme de la technique MLI (SVM) vectorielle à trois niveaux. Les équations (4.20) et (4.21) remplacent les contrôleurs à hystérésis dans la DPC conventionnelle, résolvant ainsi les problèmes causés par ces contrôleurs.

4.2.3 Principe de la modulation spatiale de vecteurs

La modulation vectorielle est une méthode de commande très utilisée pour les onduleurs et les convertisseurs [9]. Cette méthode proposée pour le convertisseur à deux niveaux mais distribuée pour les convertisseurs multi-niveaux. Gupta et Khambadkone ont développé la modulation vectorielle SVM pour un convertisseur NPC à trois niveaux dans [10], [11].

Le diagramme vectoriel spatial d'un convertisseur N niveaux comprend six secteurs qui peuvent être divisés en $(N-1)^2$ triangles. Il existe des états de commutation N^3 pour le convertisseur N niveaux.

Il y a 27 états de commutation et quatre triangles dans chaque secteur dans le convertisseur NPC à trois niveaux, comme illustré à la Figure 2.5. Cette technique a été détaillée dans le deuxième chapitre.

Supposons que chaque période d'échantillonnage prenne un petit vecteur négatif en tant que vecteur initial, le courant d'équilibre correspondant du petit vecteur initial négatif dans toute région de secteur est i_0 , les tensions de deux condensateurs sont V_{dc1}, V_{dc2} , alors la différence entre ces tensions. Pour maintenir l'équilibre de tension du point neutre, si $\Delta V_{dc} > 0$, la tension aux extrémités du condensateur $C1$ est réduite et la tension aux extrémités du condensateur $C2$ est augmentée. Si $\Delta V_{dc} < 0$, la tension V_{dc1} est augmentée et V_{dc2} est réduite. La relation entre le courant d'équilibre et la tension des deux condensateurs est la suivante [12]:

- ✓ Lorsque $i_0 > 0$, les petits vecteurs négatifs réduiront la tension V_{dc1} , tandis que le petit vecteur positif correspondant réduira la V_{dc2} .
- ✓ Lorsque $i_0 < 0$, les petits vecteurs négatifs augmenteront la tension V_{dc1} , tandis que le petit vecteur positif correspondant augmentera la tension V_{dc2} .

Pour résumer, la relation positive et négative peut obtenir quatre combinaisons énumérées ci-dessous, et le schéma de planification du temps de petit vecteur sous différentes combinaisons est donné comme suit [12]:

1. Lorsque $\Delta V_{dc} > 0$ et $i_0 > 0$, le temps de petit vecteur négatif devrait être réduit et le temps de positive petit vecteur devrait être augmenté.
2. Lorsque $\Delta V_{dc} > 0$ et $i_0 < 0$, le temps de petit vecteur négatif devrait être augmenté et le temps de la positive petit vecteur devrait être réduit.

3. Lorsque $\Delta V_{dc} < 0$ et $i_0 > 0$, le temps de petit vecteur négatif devrait être réduit et le temps de la positive petit vecteur devrait être augmenté.
4. Lorsque $\Delta V_{dc} < 0$ et $i_0 > 0$ le temps de petit vecteur négatif devrait être augmenté et le temps de la positive petit vecteur devrait être réduit.

Définissez le facteur d'ajustement sur et la durée totale des vecteurs positifs et les petits vecteurs négatifs sur. Le temps de fonction des petits vecteurs positifs et négatifs est attribué comme suit.

- La fonction du temps des petits vecteurs négatifs est : $T_n = (T_a / 2)(1 + k)$
- La fonction du temps des petits vecteurs positifs est : $T_p = (T_a / 2)(1 - k)$

1-Le processus de calcul de k . Selon ce qui précède conclusions, le facteur de correction de valeur k est déterminé selon les principes suivants.

- Dans la situation de (1) et (3), $|\Delta U_{dc}| > 2, k = -0.5$.
- Dans la situation de (2) et (4), et $|\Delta U_{dc}| > 2, k = 0.5$. Dans les autres cas, $|\Delta U_{dc}| < 2, k = 0$

Le processus de calcul de T_a . Pour la stratégie de modulation du redresseur, la modulation vectorielle SVPWM est adoptée. En modulation SVPWM, l'état du vecteur est trié selon la méthode des sept sections symétriques centrales. Prenons l'exemple du secteur 1 et la région 1; le diagramme vectoriel espace dans cette zone est illustré à la figure 4.2 et la relation correspondante entre l'ordre des états du vecteur de référence et la durée d'activation de l'état sont illustrées à la Figure 4.3.[12]

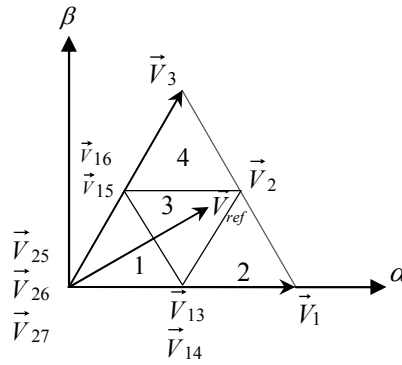


Fig. 4.2 : Diagramme vectoriel

Selon la Figure 4.3, dans la région 1, l'ordre des vecteurs d'espace de référence est :

onn,oon,ooo,poo,ooo,oon,onnn, les vecteurs positif et négatif adoptés sont respectivement *poo* et *onn* et la durée totale d'actionnement est fixée à T_a . Prenez la région 1, par exemple; le temps d'action fondamental du vecteur est calculé comme suit [12]:

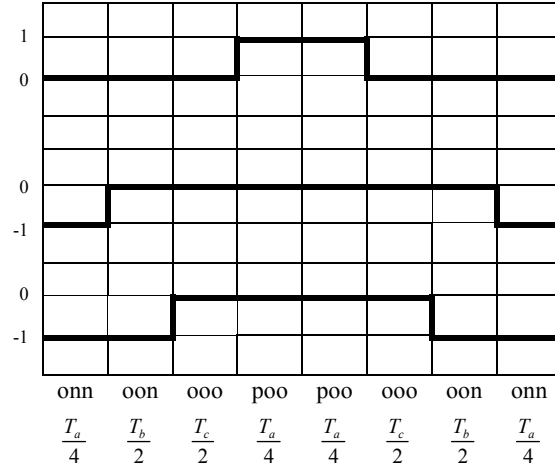


Fig. 4.3 : Forme d'onde SVPWM à sept sections

Prenez la région 1, par exemple; le temps d'action de vecteur fondamental est calculé comme suit :

Réglez : $V_{26} = 0$ l'état du vecteur d'espace correspondant est *ooo*, $V_{13/14} = \frac{1}{3}V_{dc}$ est un petit vecteur,

l'état du vecteur d'espace correspondant est *poo* et *onn*, $V_{16} = \frac{1}{3}V_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$ est le vecteur petit du milieu et l'état du vecteur d'espace correspondant est *oon*.

La deuxième équation d'équilibre est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{26}T_a + V_{13}T_b + V_{16}T_c = V_{ref}T_s e^{j\frac{\pi}{3}} \\ T_a + T_b + T_c = T_s \end{cases} \quad (4.22)$$

Substituer V_{26}, V_{13}, V_{16} dans la formule (4.22), Nous obtenons le :

$$\begin{cases} 0.V_{dc}T_a + \frac{1}{3}V_{dc}T_b + \frac{1}{3}V_{dc}(\cos\frac{\pi}{3} + j\sin\frac{\pi}{3})T_c \\ = V_{ref}T_s(\cos\theta + j\sin\theta) \end{cases} \quad (4.23)$$

Rendez la partie réelle et la partie imaginaire égale des deux côtés de l'équation dans la formule (4.23); la durée d'activation de chaque vecteur est la suivante:

$$\begin{cases} T_a = T_{V_{26}} = T_s[1 - m(\sin\theta - \sqrt{3}\cos\theta)] \\ T_b = T_{V_{13}} = mT_s(\sqrt{3}\cos\theta - \sin\theta) \\ T_c = T_{V_{16}} = 2mT_s\sin\theta \end{cases} \quad (4.24)$$

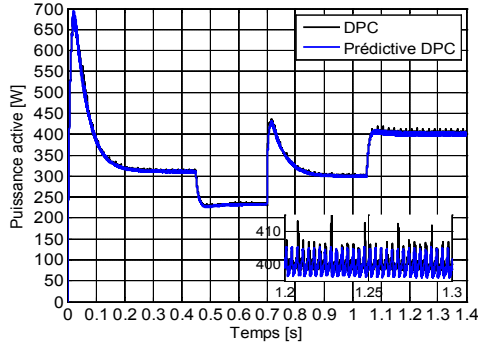
$$m = \frac{\sqrt{3}V_{ref}}{V_{dc}} \quad (4.25)$$

Dans l'équation (4.24), T_a est la durée totale d'activation du vecteur nul V_{26} , T_b est la durée totale d'activation de petits vecteurs positifs et négatifs dans un cycle V_{13} ou V_{14} , T_c est la durée totale d'activation du vecteur de moitié V_{16} [12].

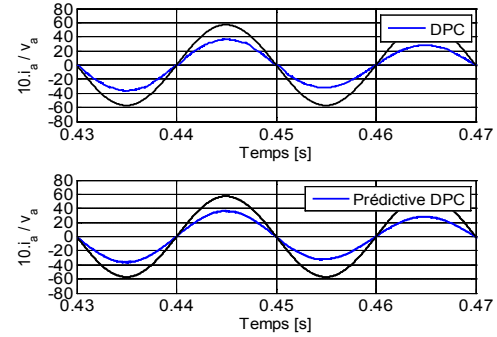
4.3 Résultats et discussion

La nouvelle approche « prédictive DPC », basé sur les relations précédentes, a été implantée sur le logiciel MATLAB/Simulink. La simulation a été exécuté sous les mêmes conditions et en utilisant les mêmes paramètres que pour la commande directe de puissance classique (présentée dans le chapitre précédent). Les résultats de simulation sont donnés dans les Figures 4.4, 4.5 et 4.6.

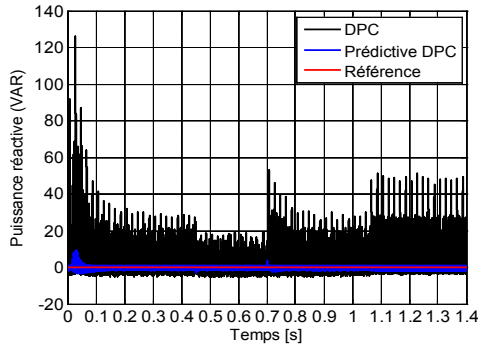
Dans ce travail, on a présenté la commande DPC classique et la commande prédictive DPC d'un redresseur à MLI triphasé à trois niveaux. La différence entre les deux vient de la robustesse, la capacité de garder ces trajectoires idéales malgré les perturbations externes et les variations paramétriques. Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons appliqué une variation de la charge (augmentation et diminution) entre les instants $t = 0,45s$ et $t = 1,05s$ suivi d'un échelon de la tension de référence. On remarque sur la Figure 4.4 une importance atténuation des ondulations des puissances active et réactive. Cela montre que la commande prédictive DPC est plus robuste que celle DPC classique.



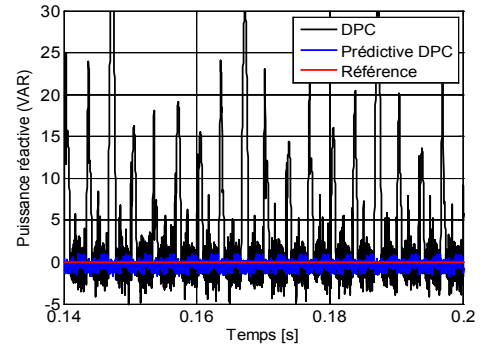
(a) Puissance active



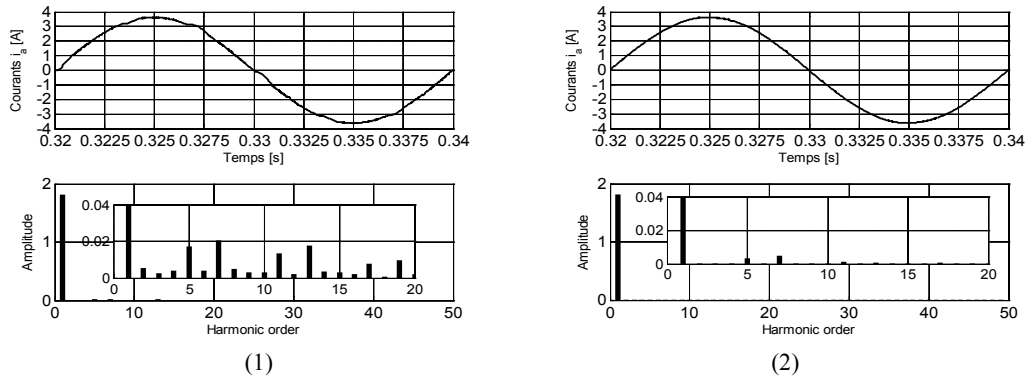
(b) Tension et courant côté AC



(c) Puissance réactive



(d) Zoom sur la puissance réactive



(e) analyse spectrale du courant de ligne : (1) DPC, (2) prédictive-DPC

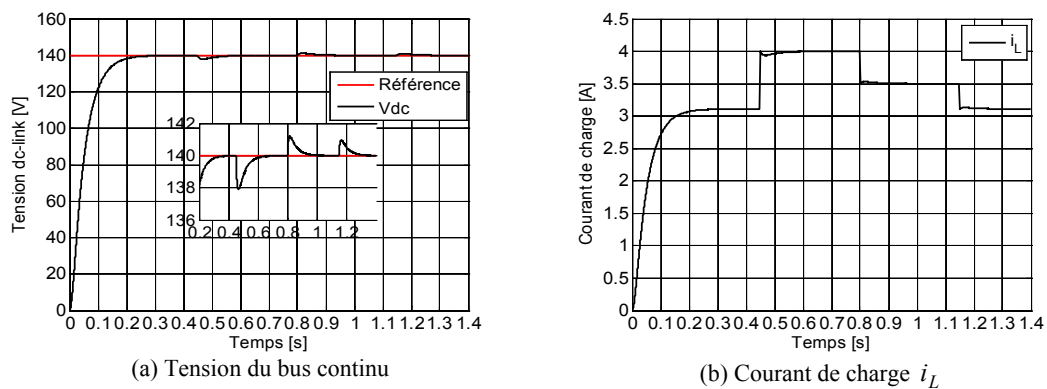
Fig. 4.4 : Réponse en puissance en régime transitoire et permanent

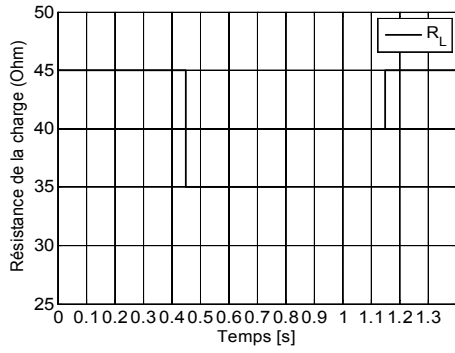
Les résultats de simulation présentés par les Figures 4.5 et 4.6, montrent de meilleures performances que celles obtenues par la commande DPC classique. On remarque une importance atténuation des ondulations des puissances active et réactive et que la réponse en courant présente une forme sinusoïdale et sans aucune ondulation en régime permanent. Ce qui montre que l'approche analytique proposée est assez rigoureuse.

La commande prédictive DPC ajuste bien la puissance active dans tous les secteurs lorsque la puissance de charge diminue. On voit clairement sur les figures 4.5(m) et 4.6(m), que la puissance réactive est maintenue à zéro afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire. On peut voir clairement que la commande prédictive DPC réalise un contrôle découplé de la puissance active et réactive.

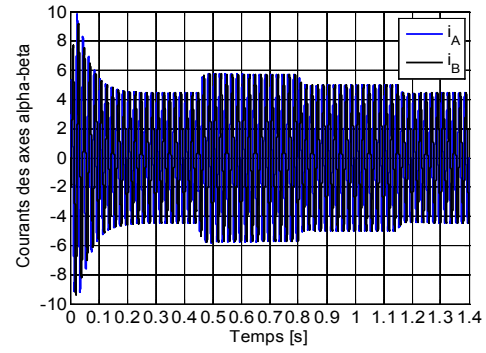
On conclut que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et présente de bonnes performances en régimes permanent et transitoire pour le réglage appréciable des puissances instantanées active et réactive et de la tension du bus continu et surtout un facteur de puissance unitaire. La figure 4.5 (r) montre que les harmoniques basses sont atténuées cela donne une moins taux de distorsion harmonique de facteur (THD = 0.40%).

4.3.1. 1^{er} essai : Réponse à un échelon de tension suivi d'une variation la charge

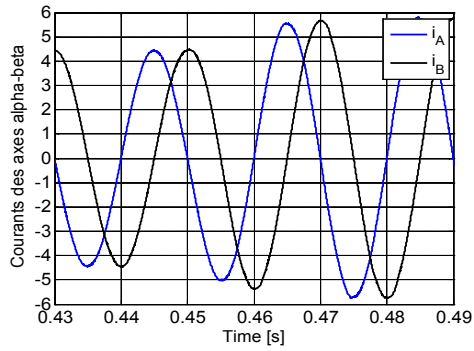




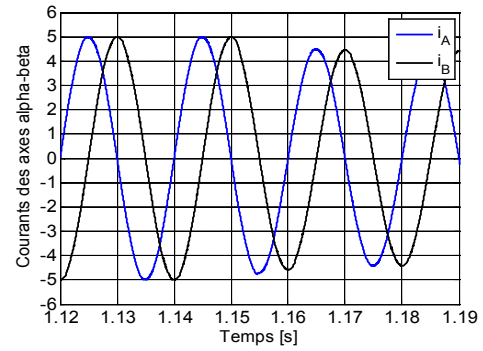
(c) Variation de la charge R_L



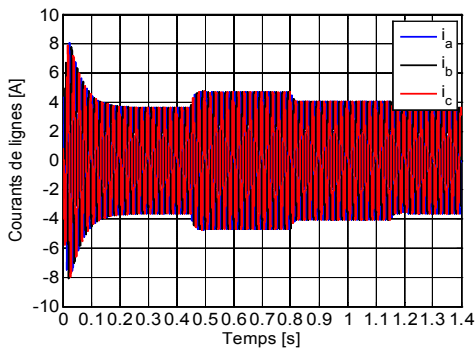
(d) Courants i_α, i_β



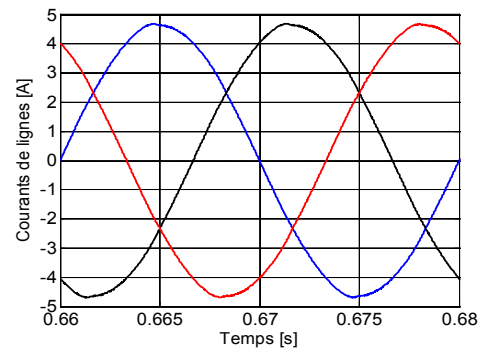
(e) zoom des Courants i_α, i_β



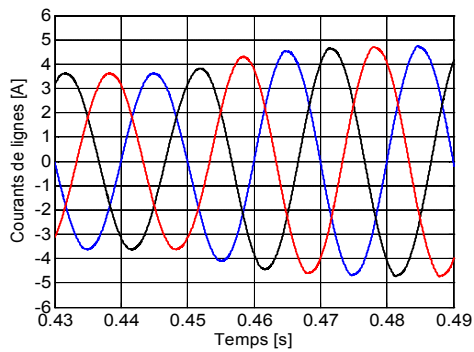
(f) zoom des Courants i_α, i_β



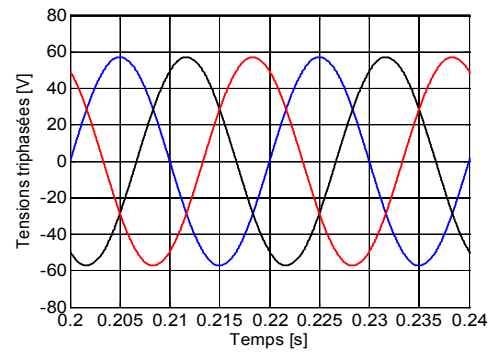
(g) Les courants de ligne i_a, i_b, i_c



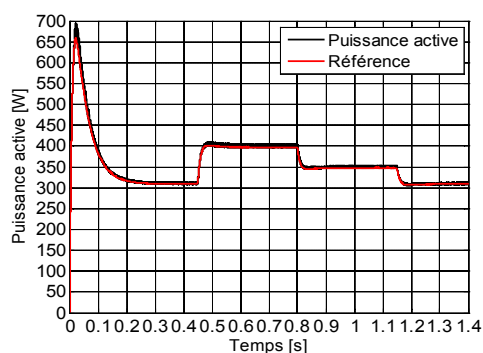
(h) zoom des courants de ligne



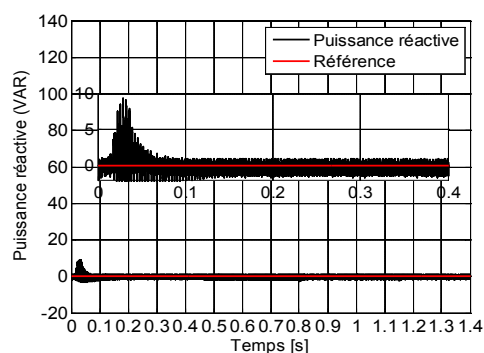
(i) zoom des courants i_a, i_b, i_c



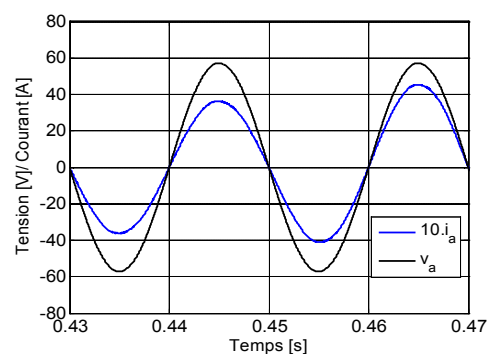
(j) Les tensions triphasées



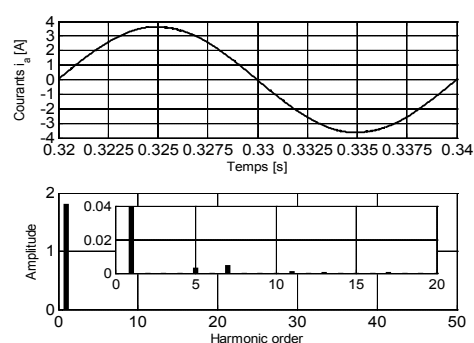
(k) Variation des Puissance active et réactive



(m) Variation des Puissance active et réactive



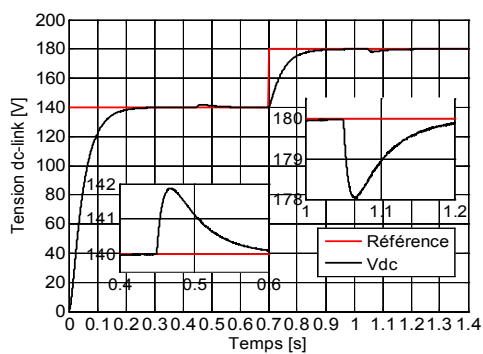
(n) Variation de la tension et courant de phase a



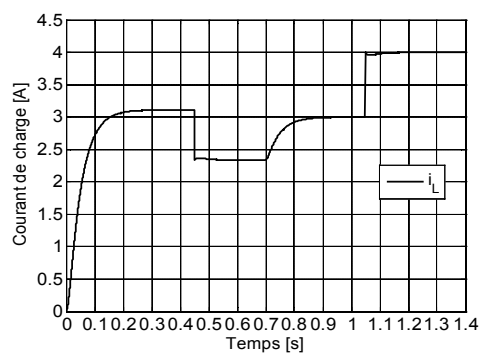
(r) l'analyse FFT du courant de phase

Fig. 4.5 : Résultats de simulation pour le premier essai.

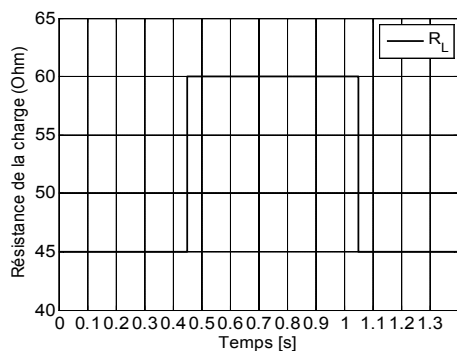
4.3.2. 2^{ème} essai : Application d'un échelon de tension suivi d'une variation de charge



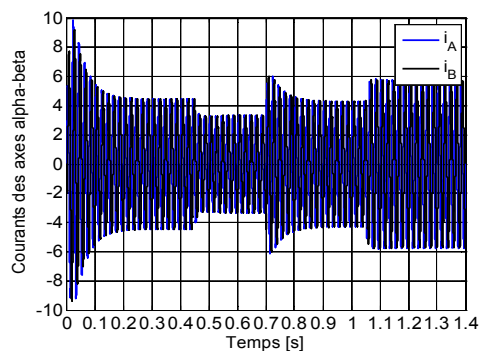
(a) Tension du bus continue



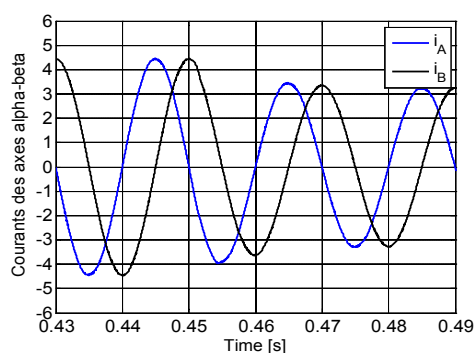
(b) Courant de charge i_L



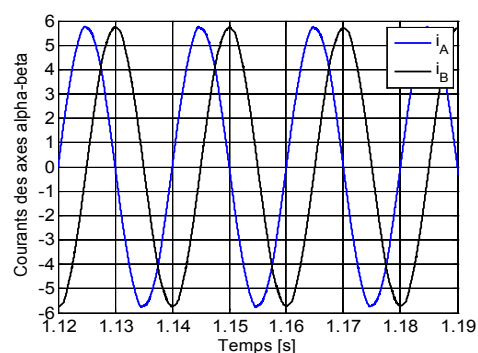
(c) Variation de la charge R_L



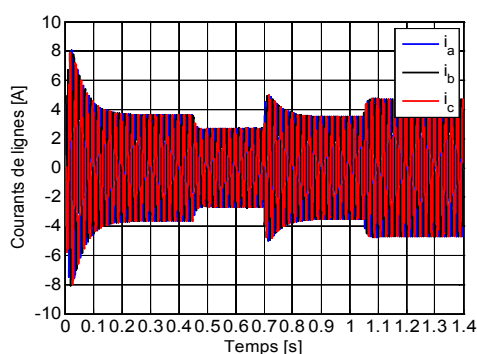
(d) Courants i_α, i_β



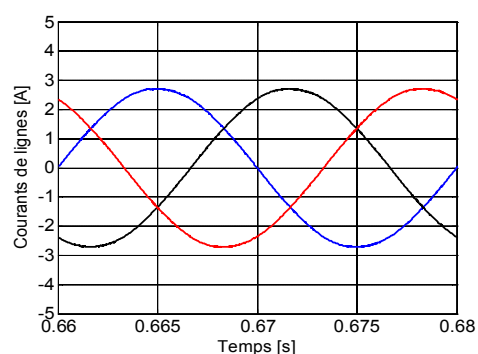
(e) zoom des Courants i_α, i_β



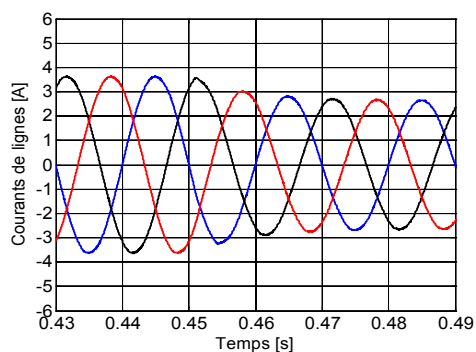
(f) zoom des Courants i_α, i_β



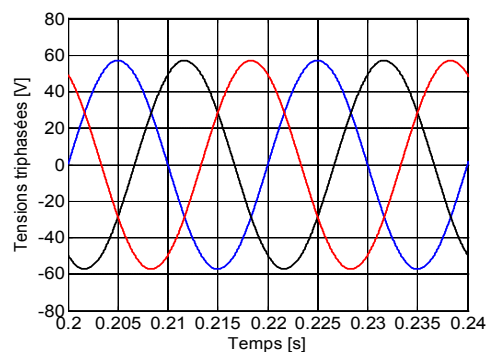
(g) Les courants de ligne i_a, i_b, i_c



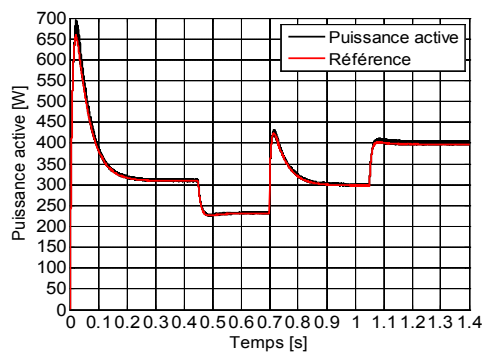
(h) zoom des courants de ligne



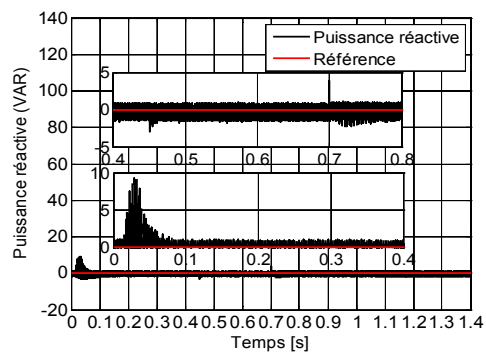
(i) zoom des courants i_a, i_b, i_c



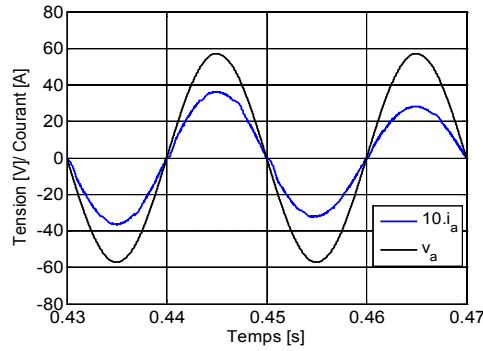
(j) Les tensions triphasées



(k) Variation des Puissance active



(m) Variation des Puissance réactive



(n) Variation de la tension et du courant de phase a

Fig. 4.6 : Résultats de simulation pour le deuxième essai.

4.4 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la stratégie de contrôle direct de la puissance prédictive pour les redresseurs NPC à trois niveaux de structure NPC.

L'algorithme de la commande prédictive DPC ne possède pas de contrôleurs à bandes d'hystérésis permettant de la production de tension de référence du redresseur, il peut donc être mis en œuvre sans complexité supplémentaire en utilisant des processeurs de signaux numériques issus de la technique de modulation vectorielle.

La commande prédictive sera appliquée pour contrôler le convertisseur NPC dans le but de compenser simultanément le déséquilibre du bus continu et le déséquilibre du réseau tout en améliorant le facteur de puissance dans ce dernier. La stratégie de commande prédictive est basée sur le modèle discret du système, constitué par, le convertisseur. A chaque instant d'échantillonnage, elle permet de prédire le comportement du système pour différentes actions de contrôle, et de choisir le plus optimale vecteur pour l'appliquée au système à l'instant suivant.

Le modèle prédictif de contrôle direct de la puissance a une réponse dynamique la plus élevée à la variation de charge, qui est plus rapide que la DPC classique. Comparé au DPC conventionnel, il a une fréquence de commutation fixe et à un taux de distorsion harmonique de courant (THD) inférieur à DPC. Cette stratégie est également robuste et présente une bonne régulation et stabilité de la tension du bus continu. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire pour le réglage appréciable des puissances instantanées active et réactive et de la tension du bus continu. Ainsi, les courants absorbés possèdent une forme quasi-sinusoïdale et les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la DPC classique.

Bibliographie

1. Hu, J., J. Zhu, and D.G. Dorrell, *In-depth study of direct power control strategies for power converters*. IET Power Electronics, 2014. 7(7): p. 1810-1820.
2. Malinowski, M., M. Jasinski, and M.P. Kazmierkowski, *Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004. 51(2): p. 447-454.
3. Xiao, L., et al. *A novel SVM-DPC control method for grid connected AC-DC converters under asymmetrical fault*. in *2011 International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*. 2011. IEEE.
4. Antoniewicz, P., *redictive Control of Three Phase ACIDC Converters*, in *Electrical Engineering*,. 2009, Warsaw University of Technology: Warsaw.
5. Rodriguez, J. and P. Cortes, *Predictive control of power converters and electrical drives*. Vol. 40. 2012: John Wiley & Sons.
6. Bouafia, A., J.-P. Gaubert, and F. Krim, *Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)*. IEEE transactions on power electronics, 2009. 25(1): p. 228-236.
7. Rodriguez, J., et al., *Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications*. Proceedings of the IEEE, 2009. 97(11): p. 1786-1817.
8. Eshkevari, A.L. and M. Arasteh. *Model-predictive Direct Power Control of three-phase three-level NPC PWM rectifier*. in *2017 8th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC)*. 2017. IEEE.
9. Wu, B., *High-power converters and ac drives*, A John Wiley & Sons. Inc., Hoboken, New Jersey, 2006: p. 3-13.
10. Gupta, A.K., A.M. Khambadkone, and K.M. Tan. *A two-level inverter based SVPWM algorithm for a multilevel inverter*. in *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. 2004. IEEE.
11. Gupta, A.K. and A.M. Khambadkone, *A space vector PWM scheme for multilevel inverters based on two-level space vector PWM*. IEEE Transactions on industrial electronics, 2006. 53(5): p. 1631-1639.
12. Xiaojuan, L., W. Xinju, and D. Haiying, *Model Predictive Direct Power Control of DC Micro Grid Rectifier Based on Neutral Point Potential Balance*. Mathematical Problems in Engineering, 2017. 2017.