

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

Université Abderrahmane MIRA Bejaia



Faculté de Technologie

Département de Génie Electrique



Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique

Option : Machines Electriques

Thème

Amélioration des performances de la commande directe en puissance appliquée à un redresseur MLI triphasé

Présenté par :

BELHAMDI Karim

BOUZEBRA Ouali

Encadré par :

M^r BOUDRIES Zoubir

Année Universitaire 2019/2020

Remerciements

Tout d'abord, louange à "ALLAH", le tout puissant, pour la volonté, la force, la patience et la santé dont nous profitons jusqu'à aujourd'hui pour achever ce modeste travail.

On remercie profondément notre promoteur **Mr BOUDRIES** pour nous avoir honorés de son encadrement et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien ce travail.

On remercie également les membres de jury qui nous font honneur de leur présence et par l'intérêt qu'ils portent à notre thème ainsi que pour toutes les remarques et conseils qu'ils nous auront apportés.

Sans oublier de remercier tous nos camarades avec lesquelles nous avons passé d'agréables moments et appris beaucoup de choses.

Nous ne pouvons achever ce mémoire sans exprimer notre gratitude à tous les enseignants du département de génie électrique pour leurs dévouements et leur assistance tout au long de nos études.

DEDICACES

Je dédie ce travail à :

Tout d'abord à mes chers parents, qui m'ont toujours apporté leurs soutiens et leurs forces.

A mes frères Dodine, Aziz, Mourad et ma chère sœur Ryma.

A tous mes amis qui m'ont épaulé tout au long de ces années, spécialement à Sami, Nessrine, Walid.

A mon cher binôme Bouzebra Ouali.

Karim

Je dédie ce travail à :

Mes chers parents aucun hommage ne pourrait être à la hauteur de l'amour dont ils ne cessent de me combler que dieux leur procure bonne center et long vie

A toi mon grand-père ceci et ma profonde gratitude pour ton profond amour et a toutes ma famille

A mon cher binôme Belhamdi Karim

A tous mes meilleurs (houde, celia, midou) amis ainsi que toutes personnes ayant contribué à accomplir ce travail

Au groupe Bejaia vélo et loisir

Ouali

Table des Matières

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
Chapitre I Qualité de l'énergie électrique et problématique des harmoniques	3
I.1 Introduction	3
I.2 Qualité de l'énergie électrique	3
I.3 Les harmoniques	6
I.1.1 Origine des harmoniques.....	6
a) Sources harmoniques identifiables	7
b) Sources harmoniques non identifiable	8
I.1.2 Impacte des harmoniques	8
a) La résonance	8
b) Effets de harmonique sur les machines tournantes.....	8
c) L'effet des harmoniques sur la centrale statique	9
d) Effets des harmoniques sur le matériel d'électronique de puissance	9
I.4 Caractérisation des harmoniques.....	9
I.4.1 La distorsion harmonique totale (THD).....	9
I.4.2 Le facteur de distorsion.....	9
I.4.3 Rang de l'harmonique	10
I.4.4 Puissance active	10
I.4.5 Puissance réactive	10
1.4.6 Puissance déformante	11
I.4.7 Facteur de puissance	11

I.5 Solution de filtrage des harmoniques	11
I.5.1 Les solutions traditionnelles (Le filtrage passif)	11
I.5.2 Les solutions moderne (filtre actif)	12
I.5.3 Redresseurs à absorption sinusoïdale.....	13
I.6 Conclusion.....	16
Chapitre II : Généralités sur les redresseurs MLI.....	17
II.1 introduction	17
II.2 Définition d'un redresseur	17
II.3 Redresseur à MLI.....	18
II.3.1 Structure de courant	18
II.3.2 Structure de tension	18
II.4 Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI	19
II.5 Les principaux avantages des redresseurs à MLI	20
II.6 Description mathématique du redresseur MLI	20
II.6.1 Description des tensions et courant de ligne.....	20
II.6.2 Description de la tension d'entré dans le redresseur à MLI	21
II.7 Modélisation du redresseur à MLI.....	22
II.7.1 Modèle du redresseur à MLI en coordonnées (α - β).....	24
II.7.2 Model du redresseur à MLI en coordonnées de rotation synchrone (d-q).....	25
II.8 Techniques de commande d'un redresseur MLI.....	26
II.9 Conclusion	27
Chapitre III : Présentation de la commande DPC d'un redresseur à MLI.....	28
III.1 Introduction	28
III.2 Principe de la commande direct en puissance (DPC).....	28
III.3 Présentation de la DPC classique	29

III.4 Estimation de la puissance instantanée basée sur la tension de ligne.....	30
III.5 Compérateurs à hystérésis	31
III.6 Détermination du secteur.....	32
III.7 Table de commutation	33
III.8 Régulation de la tension continue.....	35
III.9 Résultats de simulation.....	36
III.10 Interprétation des résultats.....	38
III.11 Conclusion	39
Chapitre IV Amélioration des performances de la DPC	40
IV.1 Introduction	40
IV.2 Présentation des tables.....	40
IV.3 Résultats de simulation.....	44
IV.4 interprétation des résultats.....	48
IV.5 conclusion.....	48
CONCLUSION GENERALE	49

Référence bibliographique

Annexes

Liste des Figures et des Tableaux

LISTE DES FIGURES

Chapitre I

Figure I.1 : Onde de tension déformée.....	4
Figure I.2 : Onde de tension déséquilibrée	4
Figure I.3 : Creux de tension.....	5
Figure I.4 : Comparaison des différentes perturbations par rapport à une tension instantanée	5
Figure I.5 : Décomposition d'un signal déformé par des harmoniques	6
Figure I.6 : Inter- harmonique et infra-harmoniques	7
Figure I.7 : a) filtre passe bande, b) passe haut 1 ^{er} ordre, c) passe haut 2 ^{eme} ordre	12
Figure I.8 Redresseur triphasé a injection de courant	14
Figure I.9 Redresseur monophasé à absorption sinusoïdale par correction du facteur de puissance	15
Figure I.10 Schéma d'un redresseur à MLI	15

Chapitre II

Figure II.1. Topologie de base d'un redresseur MLI de courant.....	18
Figure II.2. Topologie de base d'un redresseur MLI de tension.....	19
Figure II.3. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans un repère triphasé a, b, c.....	23
Figure II.4 Schéma fonctionnel du redresseur dans le repère α - β	24
Figure II.5 Schéma fonctionnel du redresseur dans le repère d-q.....	25

Chapitre III

Figure III.1 : Schéma global de la DPC	29
Figure III.2 : Estimateur des puissances instantanées basées sur la tension de ligne.....	31

Figure III.3 : Caractéristique des comparateurs à hystérésis a deux niveaux.....	32
Figure III.4 : Plan de tension α - β divisé en douze secteurs	32
Figure III.5 : Régulation de la tension continue	35
Figure III.6 : Allure de la tension V_{dc} par rapport à la valeur de référence.....	36
Figure III.7.A : Allure de la puissance active.....	37
Figure.III.7. B Allure de la puissance réactive.....	37
Figure.III.8 : Allures des courants de ligne i_{abc}	37
Figure III.9 Allures de la tension et du courant d'une seule phase.....	38
Figure III.10 Spectre harmoniques du courant de ligne.....	38

Chapitre IV

Figure IV.1 : Variations des puissances instantanées active et réactive.....	41
Figure IV.2 : Variation de la puissance active pour différents vecteurs tension du redresseur.....	42
Figure IV.3 : Variation de la puissance réactive pour différents vecteurs tension du redresseur.....	42
Figure IV.4 : Spectre harmonique des courants obtenus avec les différentes tables, (a) table1, (b) table2, (c) table3, (d) table4, (e) table5, (f) table6, (g) table7, (h) table8.....	46
Figure IV.5 Allures de la Tension V_{dc} pour la table 8.....	46
Figure IV.6 : Allure de la puissance active pour la table 8.....	46
Figure IV.7 : Allure de la puissance réactive pour la table 8.....	47
Figure IV.8 : Allures des courants de ligne i_{abc} pour la table 8.....	47
Figure IV.9 : Forme d'ondes du courant et de la tension de la phase (a) pour la table 8.....	47

LISTE DES TABLEAUX

Tableau I.1 : Les différentes topologies des filtres actifs	13
Tableau II.1 : Tensions en fonction des ordres de commande	22
Tableau III.1 : Table de commutation classique	35
Tableau III.2 : Paramètres de simulation	36
Tableau IV.1 Variation des puissances instantanées active et réactive pour l'application de vecteur de tension.....	41
Tableau IV.2 Sélection du vecteur dans le K_{th} secteur.....	42
Tableau IV.3. Signes de pente de la puissance active et réactive pour tous les secteurs.....	43
Tableau IV.4 : Configuration possible des tables a 6 secteurs.....	43
Tableau IV.5 : Nouvelle table de commutation (table 7).....	44
Tableau IV.6. Nouvelle table de commutation (table 8).....	44
Tableau IV.7. THD relevé pour les différentes tables.....	44

Liste des symboles

ω	Pulsation
φ	Angle de phase du courant
f	Fréquence du réseau
S	Puissance apparente
q	Puissance réactive
p	Puissance active
p_{ref}	Puissance active de référence
q_{ref}	Puissance réactive de référence
I_n	Le courant harmonique de rang n
F_d	Le facteur de distorsion
F_p	Facteur de puissance
Re	Partie réelle
Im	Partie imaginaire
V_{eff}	Tension efficace
D	Puissance déformante
E_m	L'amplitude de la tension de phase
e_a, e_b, e_c	Tensions de phases a, b, c.
V_a, V_b, V_c	Tension du convertisseur
I_{ch}	Courant de charge
I_n	Le courant harmonique de rang n
S_α, S_β	État de commutation du redresseur à MLI dans le repaire α-β
S_d, S_q	État de commutation du redresseur à MLI dans le repaire d-q
V_α, V_β	Composantes des tensions de lignes dans le repère α-β
V_d, V_q	Composantes des tensions de lignes dans le repère d, q
I_α, I_β	Composantes des courants de lignes dans le repère α, β
I_d, I_q	Composantes courant de la ligne dans le repère d, q
V_{ab}	Tensions composées du convertisseur entre la phase a et b
V_{bc}	Tensions composées du convertisseur entre la phase b et c
V_{ca}	Tensions composées du convertisseur entre la phase c et a
S_a, S_b, S_c	État de commutation du convertisseur

V_{dc}	Tension du bus continue
V_{dc-ref}	Tension du bus continue de référence
S_p, S_q	Erreurs numérisées
H_p, H_q	Largeur de la bande d'hystérésis pour les puissances active et réactive
θ_n	Numéro du secteur
θ	La position angulaire

Abréviations

DPC	Contrôle directe de puissance
SVM	Space Vector Modulation
VOC	Commande à tension orientée
PI	Régulateur proportionnel intégral
GTO	Thyristor à extinction par la gâchette
IGBT	Transistor bipolaire de puissance
THD	Taux de distorsion harmonique
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
MOSFET	Transistor à effet de champ semi-conducteur à oxyde métallique
AC/DC	Alternative/continue

Introduction

Générale

INTRODUCTION GENERALE

L'essor et le développement des semi-conducteurs a permis la prolifération des systèmes à base d'électronique de puissance, qui ont donnés une nouvelle perspective pour un contrôle plus souple, efficace et économe de l'énergie électrique. Ces systèmes sont des convertisseurs statiques qui permettent d'adapter de manière réversible ou non la forme alternative ou continue de l'énergie électrique suivant le besoin et le contexte d'utilisation entre le réseau et la charge alimentée. Cependant, la présence de ces éléments engendre des perturbations et une pollution sur le réseau et les installations.

Différentes solutions peuvent être utilisées pour remédier à ces problèmes, on peut citer les filtres passifs, les filtres actifs et les dispositifs à absorption sinusoïdale de courant dont fait partie le redresseur à MLI. Ce dernier s'est imposé, ces dernières années, comme l'une des meilleures solutions de dépollution ce qui a suscité l'intérêt grandissant des chercheurs. Les recherches effectuées dans ce domaine ont englobé plusieurs aspects, leurs topologies, les interrupteurs de puissance utilisés dans les différentes structures et les techniques de commande de ces convertisseurs.

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur MLI ont été proposées dans la littérature. Elles sont toutes basées sur le contrôle des puissances échangées entre les deux côtés du convertisseur. On peut les classer en deux familles :

- Méthodes à contrôle direct : Ce sont les DPC (Direct Power Control) et les VF-DPC (Virtual flux based direct power control)
- Méthodes utilisant des boucles internes de courant pour un contrôle indirect de ces puissances : Ce sont les VOC (Voltage Oriented Control) et le VFOC (Virtual Flux Oriented Control)

Ces stratégies de contrôle visent à atteindre le même but global à savoir un facteur de puissance unitaire et un courant de forme pratiquement sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent. [1]

Au fil des années, les chercheurs montrent un intérêt grandissant pour la commande directe en puissance. Cette technique qui est basée sur le contrôle des puissances instantanées actives et réactives garantit d'excellentes performances statiques et dynamiques. Dans le

INTRODUCTION GENERALE

cadre de cette problématique, l'objectif de ce mémoire est l'amélioration des performances de cette technique de commande. Le mémoire est décomposé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, des notions sur la qualité de l'énergie électrique et les perturbations qui la dégradent seront citées suivies d'une étude portant sur les harmoniques, leurs origines et leurs effets mais aussi les solutions envisagées afin de les minimiser.

Le deuxième chapitre sera consacré à une étude sur le redresseur à MLI triphasé, les différentes topologies de celui-ci y seront présentées ainsi que son principe de fonctionnement accompagné de la modélisation du redresseur présentée sous forme d'équations mathématiques et de schémas blocs.

Dans le troisième chapitre, on présentera la commande directe de puissance classique associé à un redresseur MLI triphasé. On débutera par la présentation du principe de la DPC puis on enchainera sur la détermination du secteur et le fonctionnement de la table de commutation. Une table de commutation dite classique sera présentée et simulée pour mettre en évidence le comportement de notre système.

Le quatrième chapitre, sera voué à l'amélioration des performances de la commande DPC. Plusieurs tables de commutation seront simulées et leurs performances analysées et comparées, les deux critères pris en compte sont la précision du suivi de la tension du bus continu et le taux de distorsion harmonique (THD) engendré dans les courants de ligne. Les résultats obtenus permettront de choisir la table présentant les meilleures performances.

Finalement, une conclusion générale résumant les travaux réalisés dans ce mémoire suivie de quelques perspectives pour la continuité des futurs travaux de recherche seront présentée.

Chapitre I : Qualité de l'énergie électrique et problématique des harmoniques

I.1 Introduction

Le distributeur de l'énergie électrique a pour but de fournir à ses clients une bonne qualité d'électricité, c'est à dire, un signal tension de forme sinusoïdale, d'amplitude et de fréquence constantes.

Le transport et l'utilisation de cette énergie provoquent la perturbation de la sinusoïde. Cette déformation ou distorsion de l'onde est appelée perturbation harmonique. Les perturbations harmoniques sont dues, pour une large part, au développement de nouveaux usages qui se répandent tant dans l'industrie que dans les ménages.

La distorsion harmonique sur le réseau dépend donc de l'importance de la puissance totale des charges non linéaires qui y sont raccordées, donc de la consommation des courants non sinusoïdaux par cette dernière. Ceci provoque des perturbations qui causent un dysfonctionnement d'appareils sensibles, dégradation du facteur de puissance, échauffement excessif des moteurs et des transformateurs. Dans ce chapitre, nous allons aborder la notion de la qualité de l'énergie électrique, l'impact des harmoniques sur cette dernière et les solutions possibles pour minimiser leurs effets.

I.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie électrique est une notion très large qui regroupe aussi bien la qualité de la fourniture électrique, mais aussi la qualité de l'onde de tension et du courant. Pour la tension, les phénomènes les plus récurrents qui peuvent l'affecter sont, d'une part les variations lentes : creux de tension, surtensions, coupures, déséquilibre et d'autre part les variations rapides : surtensions transitoires ainsi que les harmoniques. La qualité du courant, par contre, décrit la capacité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système. Ce qui fait que certains considèrent que la qualité de l'énergie électrique se confond avec la qualité de la tension et du courant [2].

Qualité de l'énergie électrique et problématique des harmoniques

La qualité de l'alimentation électrique est définie par des caractéristiques propres, telles que la fréquence et la forme d'onde du signal électrique. Ainsi, tout phénomène affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme une perturbation, parmi ces perturbations on peut distinguer [3] :

- ❖ Les déformations de l'onde de tension : générées par les récepteurs non-linéaires raccordés au réseau qui créent des harmoniques dans les courants absorbés, ce qui crée une déformation du profil sinusoïdal de la tension.

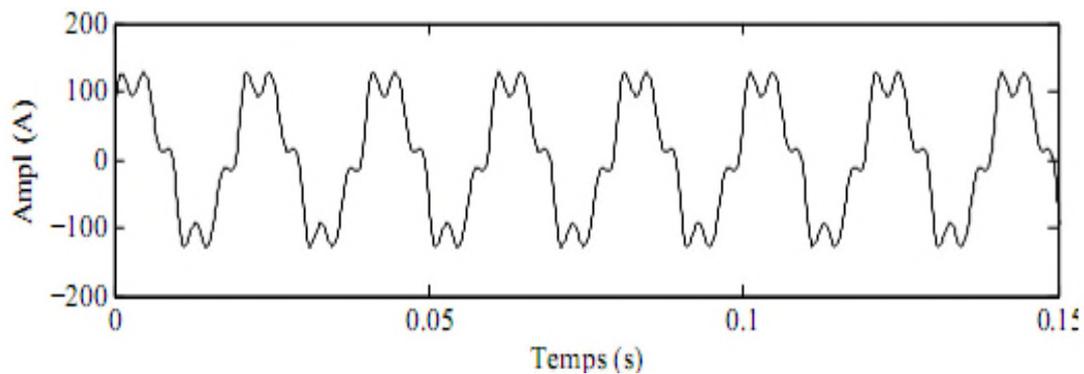


Figure I.1 Onde de tension déformée.

- ❖ Déséquilibre de tension : il se caractérise par une différence d'amplitude entre les signaux de tensions des trois phases qui est liée à l'inégalité des puissances appelées sur chaque phase.

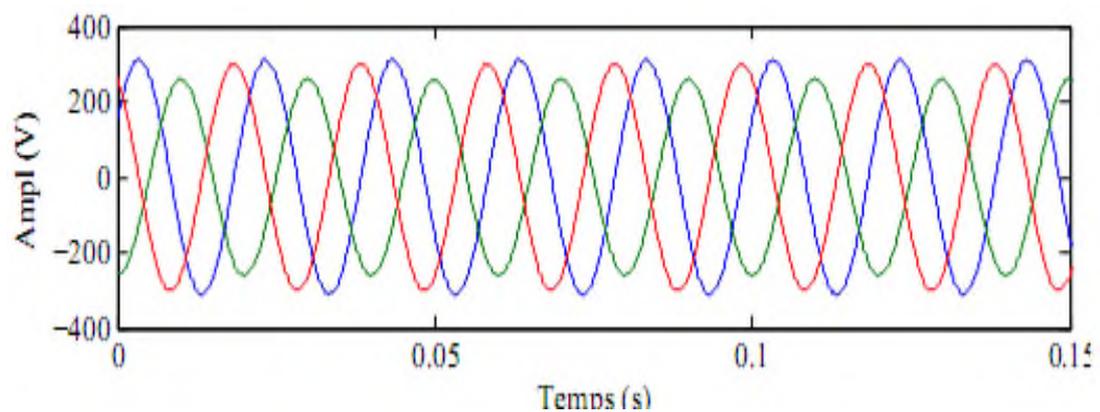


Figure I.2 Onde de tension déséquilibrée.

Qualité de l'énergie électrique et problématique des harmoniques

- ❖ Les creux de tension : qui est un effondrement bref de la valeur efficace de la tension qui dure généralement de quelques millisecondes à quelques secondes.

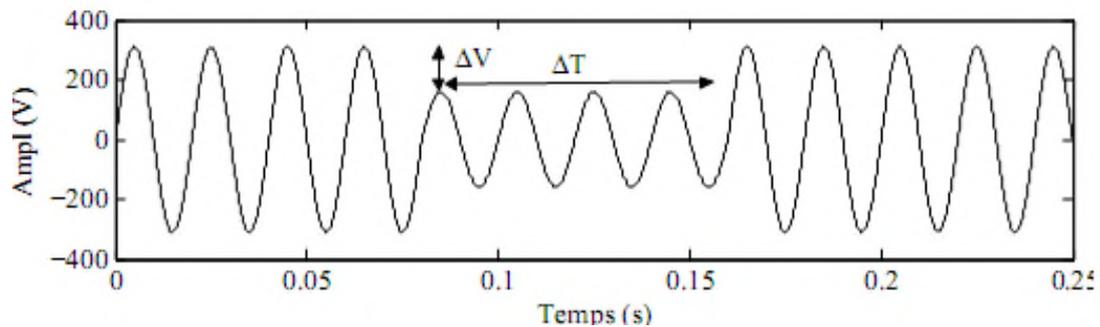


Figure I.3 Creux de tension.

- ❖ La surtension transitoire : c'est un pic bref de la valeur efficace de la tension ou de sa valeur instantanée.

Pour mettre en évidence la différence entre les différentes perturbations nous les avons représentés sur un même axe dans la figure I.4.

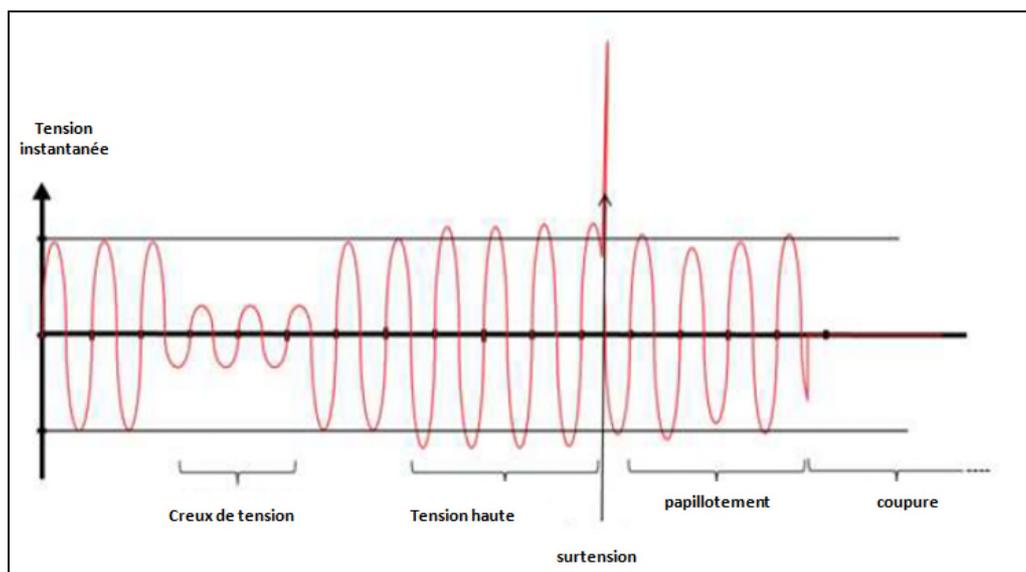


Figure I.4 Comparaison des différentes perturbations par rapport à une tension instantanée.

Dans la suite de notre étude, nous allons nous concentrer sur les déformations de la tension et du courant dues aux harmoniques.

I.3 Les harmoniques

Aussi appelé pollution harmonique, cette problématique s'est répandue de plus en plus du fait de l'augmentation significative des charges non-linéaires qui se connectent au réseau électrique. Ces charges non-linéaires provoquent des distorsions des courants et donc des tensions ce qui dégrade fortement le bon fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau d'où la nécessité de les éliminer ou de les minimiser le plus possible [1].

On considère une charge (un récepteur) comme perturbatrice du moment où elle absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou si elle consomme de la puissance réactive. Une fois injectés par des charges non linéaires, les courants harmoniques se propagent à travers le réseau électrique en dégradant la forme d'onde des tensions dans le réseau [2].

I.3.1 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont décrites comme des sources polluantes du profil de tension du réseau électrique, elles sont le résultat de la superposition sur l'onde fondamentale d'autres ondes sinusoïdales mais de fréquence multiples et décalées de celle du fondamental. Les harmoniques impaires sont les seuls à considérer, les harmoniques pairs sont négligeables dans un milieu industriel car elles s'annulent en raison de la symétrie du signal. La figure I.5 représente une onde de tension déformée résultante de la superposition du fondamental à 50Hz et de quatre harmoniques impaires respectivement les harmoniques 3, 5, 7 et 11 [1-4].

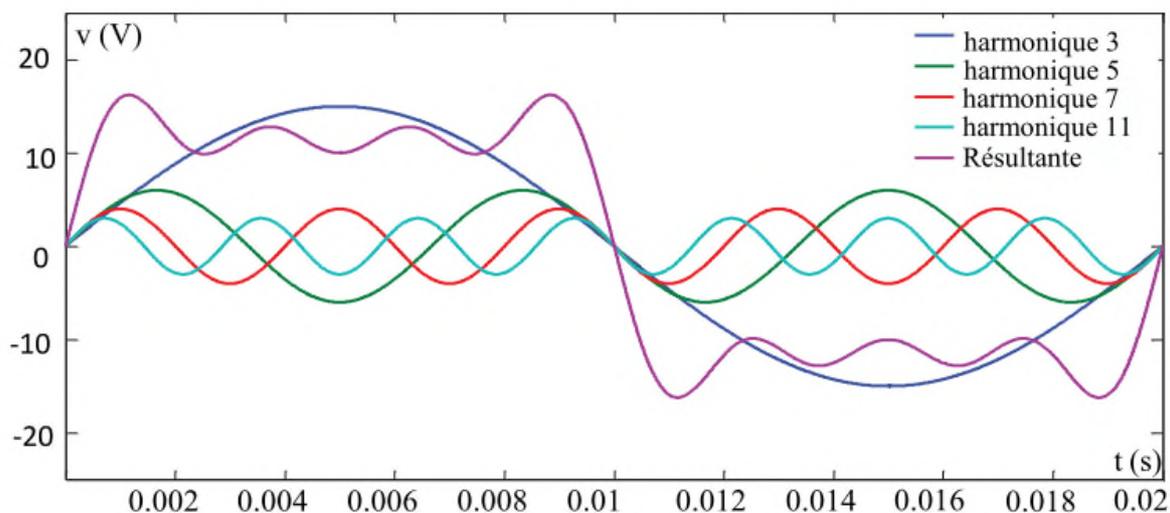


Figure I.5 Décomposition d'un signal déformé par des harmoniques.

Qualité de l'énergie électrique et problématique des harmoniques

Il existe aussi ce que l'on appelle des inter-harmoniques qui sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas à des fréquences multiples de celle du fondamental : 130 Hz, 170 Hz. Mais aussi des infra-harmoniques qui sont aussi des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental : 10 Hz, 20 Hz [5].

Une synthèse des infra-harmoniques et des inter-harmoniques est présentée dans la figure I.6.

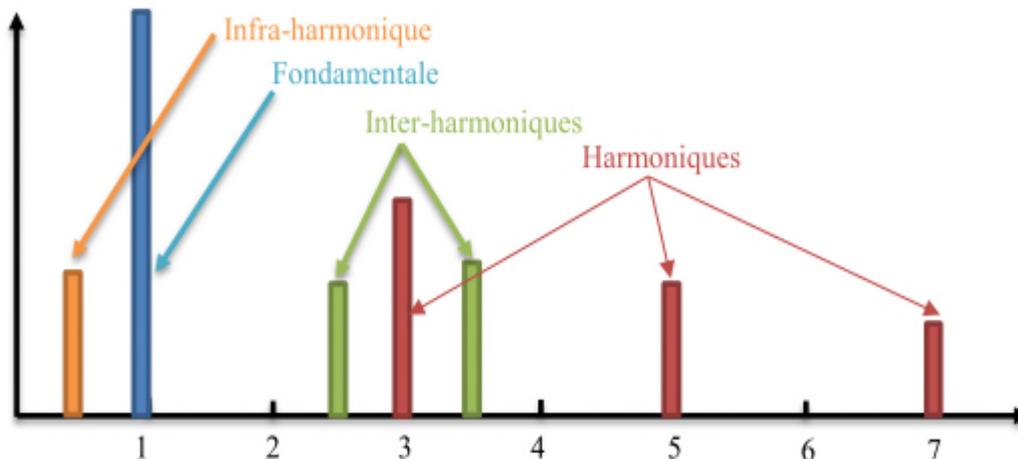


Figure I.6 Inter- harmoniques et infra-harmoniques.

Comme évoqué plus tôt, les harmoniques sont causés par l'injection de courants non sinusoïdaux dans le réseau par des charges non-linéaires. Il est question, alors, de sources génératrices de courant harmoniques qui se distinguent en deux types :

a) Sources d'harmoniques identifiables

Ça regroupe tous les équipements avec des dispositifs d'électronique de puissance relié au réseau électrique de moyenne et haute tension tels que les redresseurs et les convertisseurs de puissances importantes, qui sont des sources d'harmoniques identifiables par le distributeur de l'énergie électrique. Il détecte, alors, le point d'injection et quantifie la perturbation engendrée mais il revient à l'utilisateur de se munir de moyens adaptés pour réduire cette perturbation et de la maintenir au-dessous du seuil exigé par le distributeur sous peine de se faire pénaliser.

b) Sources d'harmoniques non identifiables

Ces dernières sont générées principalement par tous les appareils électroniques à usage domestique comme les appareils électroménagers mais aussi tertiaires tels que les micro-ordinateurs ou bien les téléviseurs. Ces divers appareils du quotidien sont souvent dotés de redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage qui prélève des courants harmoniques certes très faible mai non négligeable vue-là très grande présence de ces appareils dans tous les lieux soit de travail ou domestique. Cela fait que la somme totale des harmoniques générées est très importante, alors s'est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation de ces perturbations harmoniques sur le réseau.

I.3.2 Impact des harmoniques

Une fois que les sources des harmoniques sont bien définies, elles doivent être interprétées par rapport à leurs effets sur les installations électriques. Pour les effets quasi-instantanés, l'appareillage le plus susceptible d'être touché concerne l'électronique de puissance, les relais et les systèmes de contrôle et de régulation. Pour les effets à terme, ce sont beaucoup plus, les machines tournantes, les transformateurs et les condensateurs qui sont les plus touchés. Pour avoir une idée sur les effets qui en découlent, voici quelques exemples [3-6] :

- a) **La résonance :** la présence des condensateurs, comme ceux utilisés pour la compensation du facteur de puissance peut avoir comme effets le phénomène de résonance qui va créer, en conséquence, des courants excessifs et probablement endommager ces condensateurs.

- b) **Effets des harmoniques sur les machines tournantes :** les tensions non sinusoïdales appliquées aux machines électriques peuvent causer des vibrations dans les machines mais aussi un sur-échauffement de ces dernières. Les tensions et courants harmoniques provoquent des pertes additionnelles dans les enroulements statoriques et rotoriques et donc, les pertes dans les conducteurs du stator et du rotor sont plus grandes que celles liées à l'effet joule en raison des courants de Foucault et de l'effet de peau.

c) **L'effet des harmoniques sur la centrale statique :** l'écoulement des courants harmoniques dans les réseaux de transmission produit deux effets notables :

- ✓ Les pertes de puissance additionnelles provoquées par l'accroissement de la valeur efficace du courant $\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2 R_n$, où I_n est le courant harmonique de rang n et R_n la résistance du système à cette fréquence.
- ✓ Dans le cas de la transmission par câble, les tensions harmoniques augmentent l'effort diélectrique proportionnellement à leurs amplitudes ce qui entraîne la diminution de la vie du câble et augmente le nombre de défauts potentiels.

d) **Effets des harmoniques sur le matériel d'électronique de puissance :**

Les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation des systèmes électriques. Elles peuvent influencer les conditions de commutation des interrupteurs tels que les thyristors ou les IGBT lorsqu'elles déplacent ou multiplient les passages par zéro de la tension.

I.4 Caractérisation des harmoniques

I.4.1 La distorsion harmonique totale (THD)

L'influence harmonique est caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD). C'est l'indice utilisé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal déformé, il mesure le degré de déformation du signal apporté par une harmonique par rapport à une onde sinusoïdale. Le THD est défini comme la valeur efficace des harmoniques au-dessus du fondamental divisée par la valeur efficace de cette dernière. Le THD est défini pour les signaux de tension et ou de courant respectivement comme suit [7-8] :

$$\text{THD}_{V\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} v_h^2}}{V_1} 100 \quad (\text{I.1})$$

$$\text{THD}_{I\%} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} 100 \quad (\text{I.2})$$

I.4.2 Le facteur de distorsion

Le facteur de distorsion F_d est défini comme étant le rapport entre le fondamental et le signal en valeurs efficaces. Il est donné par l'expression suivante :

$$F_d = \frac{I_1}{I_{\text{eff}}} \quad (\text{I.3})$$

Il est égal à l'unité lorsque le courant est purement sinusoïdal et diminue lorsque la distorsion apparaît.

I.4.3 Rang de l'harmonique

C'est le rapport de la fréquence du fondamental (fréquence industrielle: 50Hz ou 60 Hz) à celle de l'harmonique (f_n).

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad (\text{I.4})$$

f_1 est le fondamental (rang 1).

I.4.4 Puissance active

La puissance active est la moyenne sur une période de la puissance instantanée. Elle est donnée par :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) dt \quad (\text{I.5})$$

On montre que :

$$P = V_0 I_0 + V_1 I_1 + \sum_{n \geq 2} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (\text{I.6})$$

φ_n : Déphasage entre la tension et le courant de l'harmonique de rang n.

Pour une tension alternative sinusoïdale ou légèrement déformée, on a :

$$V_0 = 0.$$

$$V_n = 0 ; \text{ pour } n \geq 2.$$

La relation de la puissance active se simplifie comme suit :

$$P = V I_1 \cos \varphi_1 \quad (\text{I.7})$$

I.4.5 Puissance réactive

La puissance réactive est donnée par :

$$Q = V_1 I_1 \sin \varphi_1 + \sum_{n \geq 2} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (\text{I.8})$$

Pour une tension alternative sinusoïdale, cette relation devient :

$$Q = V I_1 \sin \varphi_1 \quad (\text{I.9})$$

1.4.6 Puissance déformante

La puissance déformante est due aux harmoniques. Elle a pour unité le volt ampère déformant (VAD). Elle est définie par :

$$D^2 = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (1.10)$$

Avec la puissance apparente donnée par :

$$S = VI \quad (I.11)$$

1.4.7 Facteur de puissance

Le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente.

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{p}{\sqrt{P^2+Q^2+D}} \quad (I.12)$$

I.5 Solution pour le filtrage des harmoniques

Pour assurer une bonne qualité de l'énergie électrique, il faut agir pour la réduction des harmoniques, pour cela il est possible d'agir à deux niveaux :

- a) Du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et de distribution.
- b) Du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions sont possibles pour réduire la propagation des harmoniques, elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes [1].

I.5.1 Les solutions traditionnelles : filtres passifs

Ils sont utilisés pour filtrer un ordre particulier d'harmoniques. Ces filtres sont constitués d'éléments passifs tels que des condensateurs, des inductances et des résistances. Ils sont très répandus en raison de leurs faibles coûts. Différents types de filtres passifs dédiés à la compensation des courants harmoniques sont présentés dans la figure I.7 [2-6].

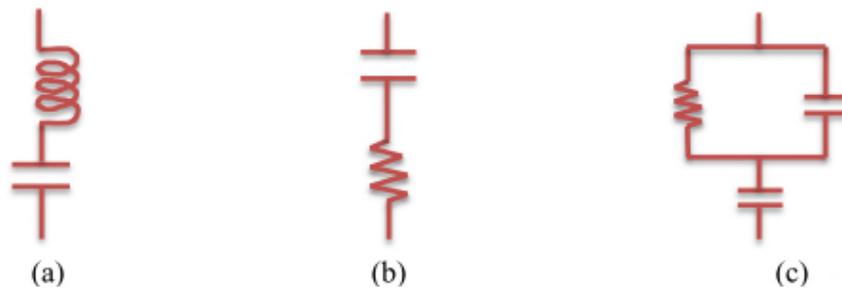


Figure I.7 : a) filtre passe bande, b) passe haut 1^{er} ordre, c) passe haut 2^{eme} ordre.

Avantages

Malgré leurs plages de filtrages restreintes, ils sont surtout utilisés pour :

- ❖ Leurs simplicités de configuration et de construction.
- ❖ Leurs faibles coûts initiaux et de maintenance.

Inconvénients

Quelques inconvénients majeurs des filtres passifs sont cités ci-dessous :

- ❖ L'état de résonance des filtres peut créer un problème avec les charges et réseaux entraînant des fluctuations de tension.
- ❖ Ils sont fondamentalement, capables d'enlever certaines composantes harmoniques particulières par le raccordement chaque fois que l'ampleur de cette composante harmonique est constante et le facteur de puissance du système faible.
- ❖ Manque de souplesse pour s'adapter à la variation du réseau et de la charge.

I.5.2 Les solutions modernes : filtres actifs

Pour surmonter les inconvénients des filtres passifs (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance) et grâce à l'apparition de nouveaux composants à commutation forcés comme les transistors bipolaires, les thyristors GTO et transistors IGBT, de nouveaux moyens et structures ont vu le jour dans le but d'améliorer le filtrage des harmoniques et garantir de meilleures performances des équipements et des installations. Le but de ces filtres est de générer soit des courants, soit des tensions harmoniques de manière à compenser les perturbations ciblées [5-9].

Qualité de l'énergie électrique et problématique des harmoniques

Ces filtres dits actifs sont représentés par différentes topologies qui sont présentées dans le tableau I.1.

Type	Avantages	Inconvénients
Actif parallèle	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Elimination des courants harmoniques. ❖ Compensation de l'énergie réactive. ❖ Correction du facteur de puissance. ❖ Rééquilibrage des courants de la charge non-linéaire. 	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Coût et pertes élevés ❖ Limité aux charges de faible et moyenne puissance. ❖ Risque d'écoulement des courants de compensation dans les filtres passifs raccordés au même réseau.
Actif série	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Isolation et absorption des tensions harmoniques. ❖ Rééquilibrage et régulation des tensions alimentant des charges non-linéaires. 	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Coût et pertes élevés. ❖ Difficulté à protéger le filtre actif contre les surintensités. ❖ Incapacité à contrôler l'énergie réactive.
Actif série et passif parallèle	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Taux plus réduit du filtre actif destiné seulement à améliorer les caractéristiques de compensation du filtre passif. ❖ Aucun risque de circulation d'harmoniques dans le filtre actif 	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Difficulté à protéger le filtre des surintensités. ❖ Incapacité à contrôler l'énergie réactive.
Combinaison actif parallèle et actif série	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Isolation d'harmoniques entre la charge sensible placée en aval et la charge non-linéaire placée en amont. ❖ Régulation de la tension continue commune aux deux filtres actifs, correction des distorsions de la tension d'entrée. 	<ul style="list-style-type: none"> ❖ Incapacité de rééquilibrage des courants de charge et de compensation du courant du neutre.

Tableau I.1 : Les différentes topologies des filtres actifs.

I.5.3 Redresseurs à absorption sinusoïdale

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsion, utilisant des composants à commutation forcée comme les IGBT ou les thyristors GTO. Ce dispositif est nommé circuit de modulation en raison du fait qu'il impose aux courants une forme oscillante à haute fréquence autour d'une consigne désirée. La fréquence de modulation est déterminée

par la fréquence de commutation des interrupteurs, elle-même imposée par le circuit de commande associé. Largement utilisé dans les applications de faible, moyenne et forte puissance, la présence d'éléments de filtrage permet la réduction des perturbations harmoniques mais aussi le contrôle des puissances actives et réactive [6-9].

Dans ce contexte, plusieurs approches peuvent être utilisées, on cite :

- **Redresseurs à injection de courant**

A la sortie du redresseur triphasé à diodes (Figure I.8), on insère un circuit de modulation, qui via un circuit de distribution, injecte des courants au réseau d'alimentation. Ces courants permettent la compensation des courants harmoniques.

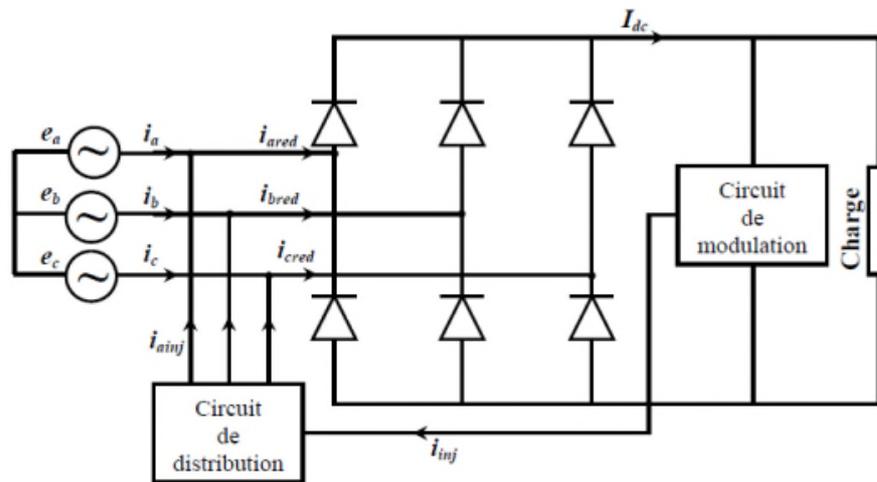


Figure I.8 Redresseur triphasé à injection de courant [10-11]

- **Redresseur utilisant un hacheur BOOST**

Cette structure utilise un hacheur élévateur de type BOOST en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme PFC (Power Factor Correction). La structure de base du convertisseur AC/DC avec correction du facteur de puissance est illustrée sur la figure 1.9. Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes connecté au réseau et doté d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage de correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance double commande et une diode de puissance. Le principe de prélèvement sinusoïdal consiste à forcer le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée, en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur.

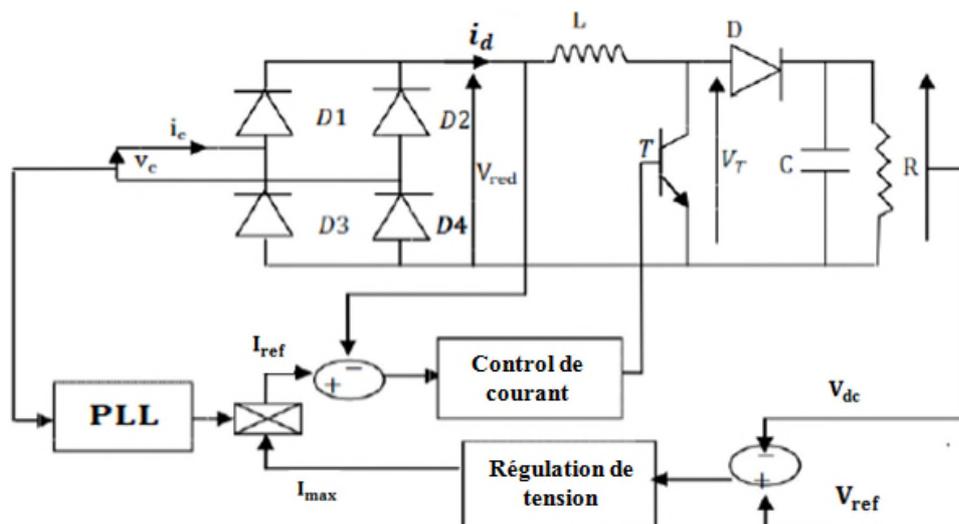


Figure I.9 Redresseur monophasé à absorption sinusoïdale par correction du facteur de puissance [11].

• **Redresseurs à MLI**

C'est un convertisseur à modulation de largeurs d'impulsions, il est réversible grâce aux structure des interrupteurs. Le passage des puissances peut se faire, ainsi, de la source vers la charge et inversement.

A l'aide des commandes dédiées, ce redresseur permet de réduire efficacement les harmoniques et par conséquent, d'avoir des courants de ligne quasi sinusoïdaux.

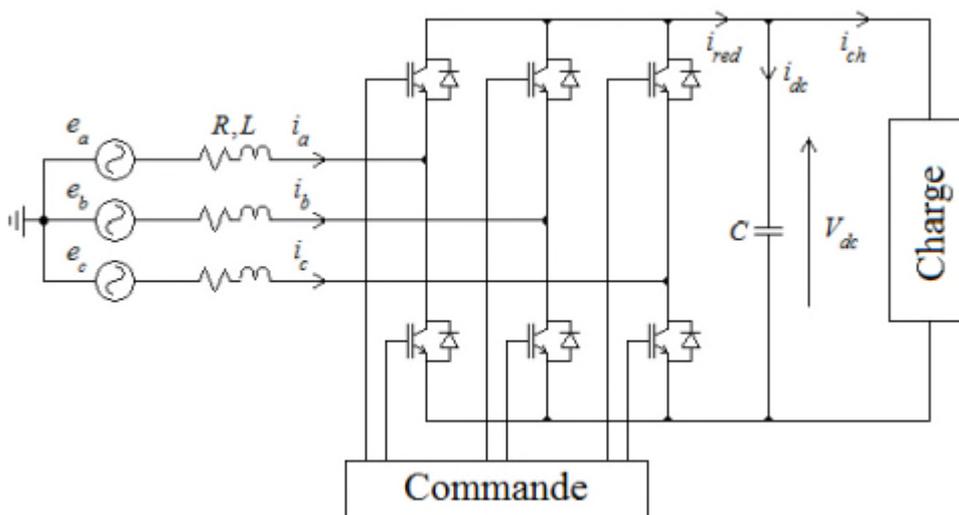


Figure I.10 Schéma d'un redresseur à MLI.

I.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié une notion très importante qui est la qualité de l'énergie électrique ainsi que les harmoniques qui sont l'une des causes de la dégradation de cette dernière. Après avoir étudié les origines et les effets des harmoniques, nous avons abordé les solutions de filtrage possibles pour minimiser leurs effets, nous avons discuté trois aspects différents qui sont les solutions traditionnelles, les solutions modernes et les dispositifs d'électronique de puissance via des prélèvements sinusoïdaux. Le redresseur à MLI s'est avéré être une solution de dépollution harmoniques très efficace.

Dans le chapitre II nous allons aborder l'étude et la modélisation du redresseur à MLI.

Chapitre II : Généralités sur les redresseurs MLI

II.1 Introduction

Les redresseurs ont vu, au fil des années, s'opérer une évolution marquée de leurs structures mais aussi de leurs systèmes de commande afin de minimiser leurs injections d'harmoniques de courant dans le réseau. En effet, l'utilisation des différentes topologies des convertisseurs statiques, notamment dans les systèmes de conversion d'énergie électrique mais aussi dans le domaine domestique ou tertiaire via les systèmes à base d'électronique de puissance, cause une détérioration de la qualité du courant et de la tension des réseaux de distribution. Ces systèmes consomment, en effet, des courants non sinusoïdaux ce qui détériore fortement la qualité de l'énergie électrique.

Une des solutions proposées pour ce problème c'est l'utilisation de convertisseurs dits à absorption sinusoïdale tel que le redresseur à MLI (non polluant). Dans ce chapitre nous aborderons des notions générales sur le redresseur à MLI triphasé et nous donnerons une modélisation de ce dernier.

II.2 Définition d'un redresseur :

Un redresseur est un convertisseur alternatif/continu qui a pour but d'alimenter une charge par une tension ou un courant continu à partir d'une source alternative, souvent l'alimentation est un générateur de tension. Les redresseurs non commandés sont utilisés lorsque la tension de sortie n'est pas variable et sont essentiellement réalisés à partir de diodes. Les redresseurs commandés dont la tension de sortie est variable, si besoin, contiennent des thyristors ou des ensembles de diodes et de thyristors. Vu leurs importantes puissances massiques, ces derniers sont toujours utilisés pour la forte puissance et lorsque la régulation ou la variation des grandeurs électriques en sortie est nécessaire [12].

Enfin il existe des redresseurs à absorption sinusoïdale construits à partir de diodes, de transistors MOSFET ou IGBT qui sont utilisés pour l'amélioration de la forme d'onde du courant alternatif consommé coté réseau.

II.3 Redresseur à MLI

Vu que les redresseurs à diodes sont des redresseurs polluant notamment dans les harmoniques faibles qui sont très difficile à filtrer, et vue la nécessité d'assurer une commande des systèmes électriques efficace, et sans causé de perturbations harmoniques il est apparu qu'en utilisant un onduleur de tension qui est un convertisseur réversible grâce à la structure des interrupteurs, et en le faisant fonctionner en inverse, on peut exploiter cette propriété de réversibilité pour le faire fonctionner en redresseur, et grâce à une commande associée, il est possible de réduire les harmoniques dans les courants de lignes d'une manière beaucoup plus efficaces que les redresseurs à diodes.

En se basant sur les onduleurs, on peut distinguer deux structures de redresseur à MLI.

II.3.1 Structure de courant :

La topologie du redresseur à MLI de courant et illustrée sur la figure II.1. Il assure la conversion d'énergie entre une source de courants sinusoïdaux et un récepteur de tension continue. Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant mais unidirectionnels en tension, pour assurer ces conditions on associe en parallèle un IGBT ou un GTO avec une diode en anti parallèle [13]. Cette structure est très répondue notamment pour les possibilités de réglages qu'elle offre.

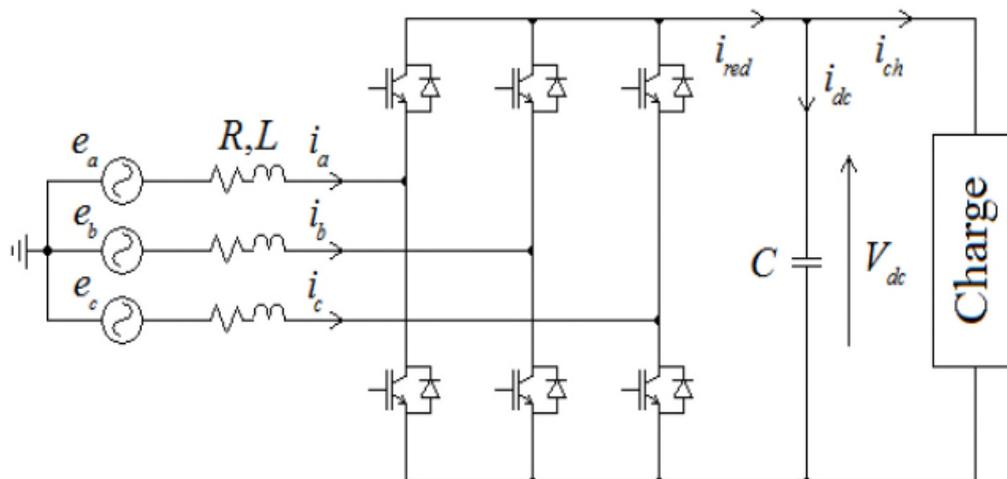


Figure II.1. Topologie de base d'un redresseur MLI de courant.

II.3.2 Structure de tension

Le redresseur à MLI de tension basée sur une structure d'onduleur de courant est représenté sur la figure II.2. Il alimente un récepteur de courant continu à partir d'une source de tension sinusoïdale. Les interrupteurs sont bidirectionnels en tension et unidirectionnel en courant,

Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT ou d'un GTO, en série avec une diode pour garantir le blocage de la tension négative, avec un filtre capacitif du côté alternatif [8].

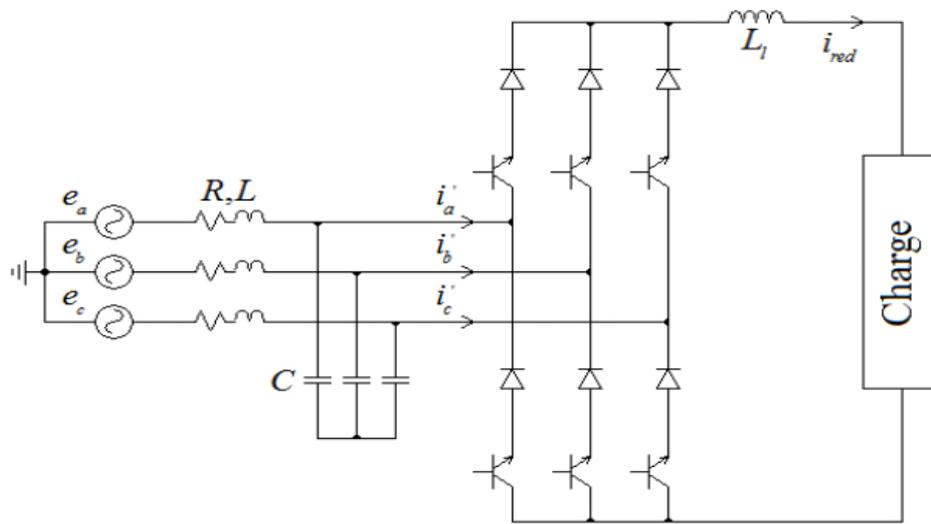


Figure II.2. Topologie de base d'un redresseur MLI de tension.

II.4 Principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI

Le redresseur MLI est constitué d'un ensemble d'interrupteurs qui, selon leurs états donnent en sortie, un courant continu. Les interrupteurs du redresseur peuvent prendre deux états soit ouvert soit fermé, et les deux interrupteurs d'un même bras sont toujours complémentaires.

Lorsque le courant I_{ch} est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande d'avantage de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en délivrant un signal MLI approprié pour chacun des interrupteurs. De cette façon, l'écoulement du courant augmente du côté continu et la tension du condensateur est récupérée. Inversement, lorsque I_{ch} est négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, le signal d'erreur ordonne au bloc de commande d'ajuster le signal des interrupteurs pour décharger le condensateur et la puissance est restituée à la source alternative [14].

La commande MLI contrôle la puissance active et réactive, ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance, mais aussi les formes d'ondes des courants de la source

peuvent être maintenues presque comme sinusoïdales ce qui réduit la distorsion de la source et les harmoniques [12].

II.5 Les principaux avantages des redresseurs à MLI

Le redresseur à MLI est une solution intéressante de plus en plus utilisée dans les applications industrielles, et présente les avantages suivants :

- Le flux de puissance est bidirectionnel (réversible).
- Faible distorsion harmonique du courant du réseau.
- Facteur de puissance presque unitaire.
- Contrôle de la tension du bus continu.
- Réduction des dimensions du condensateur du bus continu.

II.6 Description mathématique du redresseur MLI

II.6.1 Description des tensions et courants de ligne :

On donne le courant et la tension de ligne triphasée comme suit :

$$e_a = E_m \cos(\omega t) \quad (\text{II.1a})$$

$$e_b = E_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.1b})$$

$$e_c = E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (\text{II.1c})$$

$$i_a = I_m \cos(\omega t + \theta) \quad (\text{II.2a})$$

$$i_b = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \theta\right) \quad (\text{II.2b})$$

$$i_c = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \theta\right) \quad (\text{II.2c})$$

Avec E_m (I_m) et ω respectivement l'amplitude de la tension de phase (courant) et pulsation angulaire. Avec l'hypothèse d'un système triphasé équilibré, on a :

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (\text{II.3})$$

On peut transformer les équations (II.1) en système $\alpha - \beta$ comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

Les composantes de la tension d'entrée dans le repère $\alpha\beta$ sont données par :

$$E_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} E_m \cos \omega t \quad (\text{II.5})$$

$$E_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} E_m \sin \omega t \quad (\text{II.6})$$

Dans le système de coordonnées synchrone d-q, ces tensions sont données par :

$$\begin{bmatrix} E_d \\ E_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} E_m \sqrt{\frac{3}{2}} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{E_\alpha^2 + E_\beta^2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

II.6.2 Description de la tension d'entrée du redresseur à MLI

Les tensions composées entre phases sont données par les équations suivantes :

$$v_{ab} = (S_a - S_b) V_{dc} \quad (\text{II.8a})$$

$$v_{bc} = (S_b - S_c) V_{dc} \quad (\text{II.8b})$$

$$v_{ca} = (S_c - S_a) V_{dc} \quad (\text{II.8c})$$

Et les tensions de phase sont données par :

$$v_a = f_a V_{dc} \quad (\text{II.9a})$$

$$v_b = f_b V_{dc} \quad (\text{II.9b})$$

$$v_c = f_c V_{dc} \quad (\text{II.9c})$$

Avec :

$$f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3} \quad (\text{II.10a})$$

$$f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3} \quad (\text{II.10b})$$

$$f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3} \quad (\text{II.10c})$$

f_a, f_b, f_c ont une valeur de 0, $\pm 1/3$ et $\pm 2/3$.

II.7 Modélisation du redresseur à MLI

Pour un pont à IGBT, on donne dans le tableau II.1 toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande (S_a, S_b, S_c) ainsi que les tensions simples à l'entrée du redresseur (v_a, v_b, v_c) pour une tension constante du bus continu V_{dc} . A noter que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commandes complémentaires [15].

	S_a	S_b	S_c	v_a	v_b	v_c
V_0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$
V_2	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$
V_3	0	1	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$
V_4	0	1	1	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_5	0	0	1	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$
V_6	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_7	1	1	1	0	0	0

Tableau II.1 Tensions en fonction des ordres de commande.

Dans ce tableau, les tensions s'expriment en fonctions des ordres de commande par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Pour un modèle de redresseur triphasé, les équations de tension pour un système sans connexion au neutre peuvent s'écrire comme suit :

$$\underline{E} = \underline{V}_l + \underline{V} \quad (II.12)$$

$$\underline{E} = R\underline{I} + \frac{d\underline{I}}{dt}L + \underline{V} \quad (II.13)$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

Et pour les courants :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (II.15)$$

La combinaison des équations II.9, II.10, II.14 et II.15 permet de donner une représentation du redresseur par un schéma fonctionnel (Figure II.3).

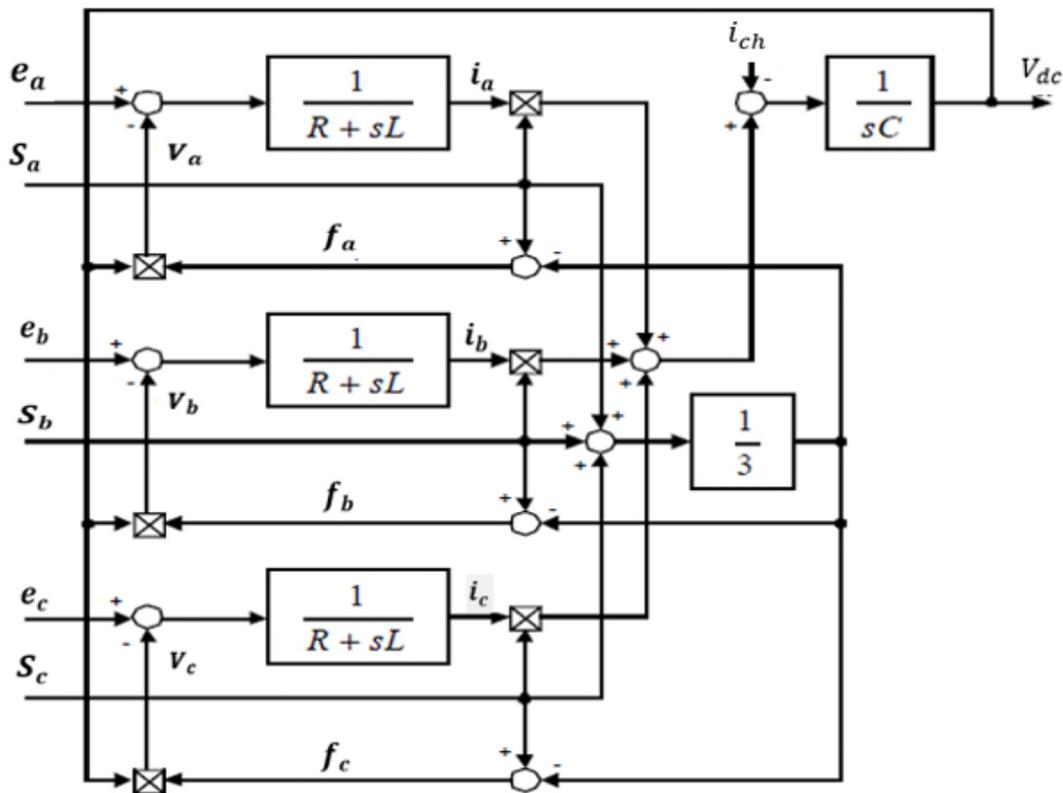


Figure II.3. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans un repère triphasé a, b, c.

II.7.1 Modèle du redresseur à MLI en coordonnées (α - β)

Les équations en tensions du redresseur en coordonnées (α - β) sont obtenues en appliquant (II.4) à (II.14) et (II.15). On obtient les expressions suivantes :

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Et :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = (i_\alpha S_\alpha + i_\beta S_\beta) - i_{ch} \quad (\text{II.17})$$

Avec :

$$S_\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \quad (\text{II.18a})$$

$$S_\beta = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_b - S_c) \quad (\text{II.18b})$$

Le schéma fonctionnel en coordonnées α - β est donné dans la figure II.4.

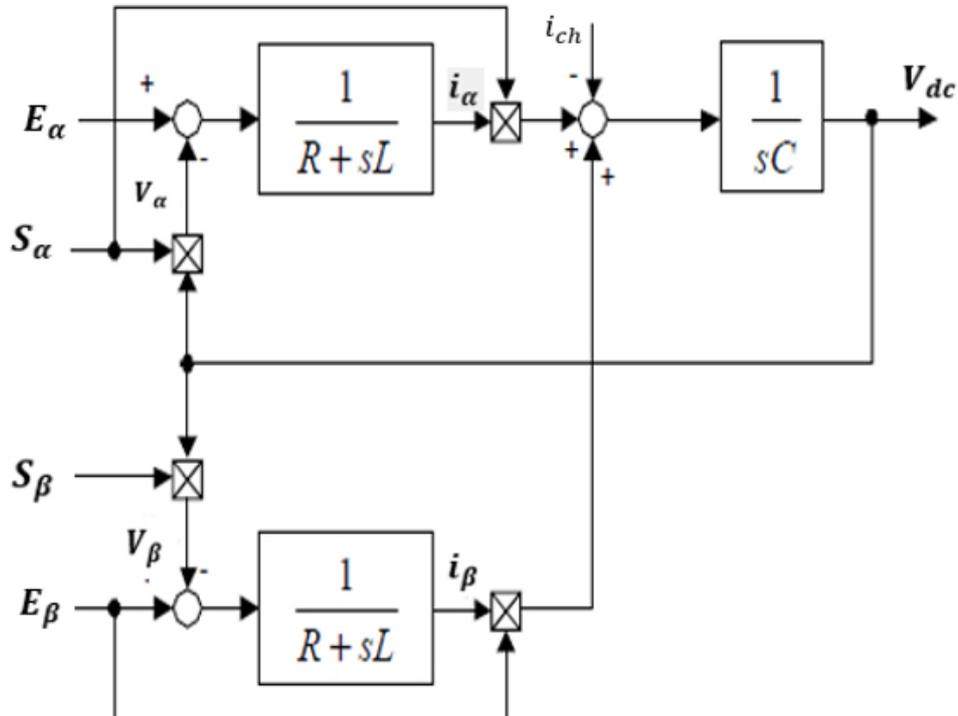


Figure II.4 Schéma fonctionnel du redresseur dans le repère α - β .

II.7.2 Model du redresseur à MLI dans le repère synchrone (d-q)

Les équations dans le système de coordonnées synchrones d-q sont obtenues à l'aide de la transformation suivante :

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\gamma_e & \sin\gamma_e \\ -\sin\gamma_e & \cos\gamma_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$$E_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + V_q \quad (\text{II.20a})$$

$$E_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + V_d \quad (\text{II.20b})$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (i_d S_d + i_q S_q) - I_{ch} \quad (\text{II.20c})$$

Avec :

$$S_d = S_\alpha \cos(\omega t) + S_\beta \sin(\omega t) \quad (\text{II.21a})$$

$$S_q = S_\beta \cos(\omega t) - S_\alpha \sin(\omega t) \quad (\text{II.21b})$$

Le schéma fonctionnel du modèle obtenu dans le référentiel d-q est représenté dans la figure II.5.

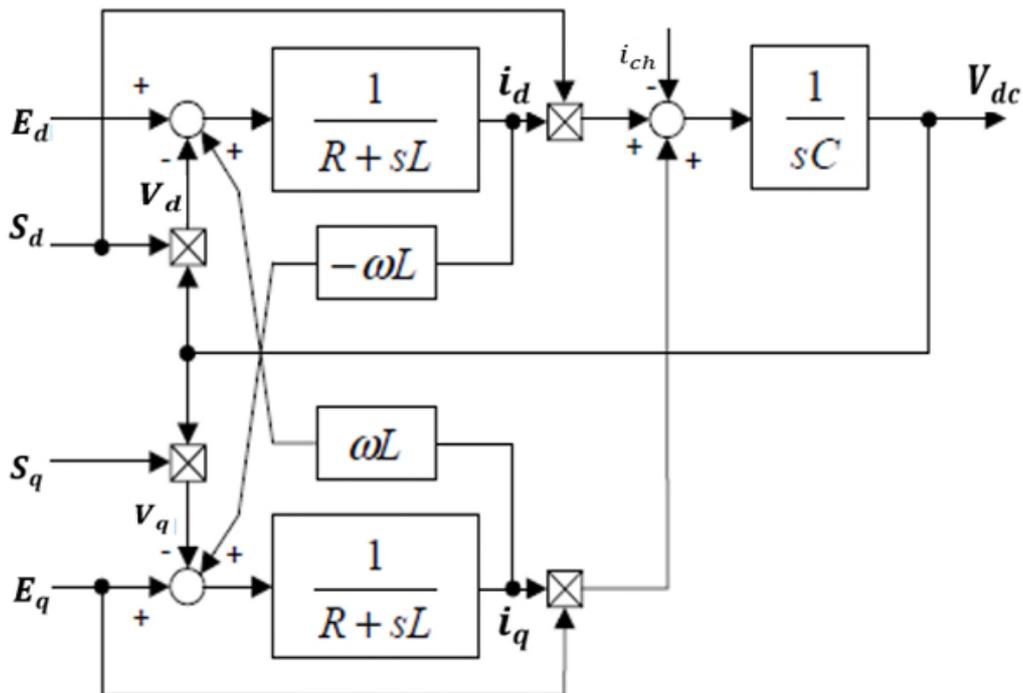


Figure II.5 Schéma fonctionnel du redresseur dans le repère d-q.

R peut être négligé car la chute de tension pour la résistance est beaucoup inférieure par rapport à la chute de tension dans l'inductance, ce qui donne les équations simplifiées suivantes (II.13, II.14, II.16, II.20).

$$e = L \frac{di}{dt} + v \quad (\text{II.22})$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.23})$$

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

$$E_d = L \frac{di_d}{dt} - \omega L i_q + V_d \quad (\text{II.25})$$

$$E_q = L \frac{di_q}{dt} + \omega L i_d + V_q \quad (\text{II.26})$$

Les puissances active et réactive fournies par la source sont données comme suit :

$$P = \text{Re}\{\underline{E} \underline{I}\} = E_\alpha i_\alpha + E_\beta i_\beta = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (\text{II.27})$$

$$Q = \text{Im}\{\underline{E} \underline{I}\} = E_\beta i_\alpha - E_\alpha i_\beta = \sqrt{\frac{1}{3}}(e_{bc} i_a + e_{ca} i_b + e_{ab} i_c) \quad (\text{II.28})$$

Dans les coordonnées d-q ça devient :

$$P = (E_q i_q + E_d i_d) = \frac{3}{2} E_m i_m \quad (\text{II.29})$$

$$Q = (E_q i_d - E_d i_q) \quad (\text{II.30})$$

II.8 Techniques de commande d'un redresseur MLI

Le développement de la recherche sur le redresseur à MLI a vu l'apparition de plusieurs techniques de commande ces dernières années [16]. Ces techniques ont toutes le même objectif, à savoir un facteur de puissance unitaire ainsi qu'un taux de distorsion harmonique de courant le plus faible possible (courants de source sinusoïdaux) [17], [18], [19].

Plusieurs stratégies de contrôle du redresseur MLI ont été proposées dans la littérature. On peut distinguer deux familles :

- ✓ Méthodes contrôlant directement les puissances échangées entre les deux côtés du convertisseur : Ce sont les DPC (Direct Power Control) et les VF-DPC (Virtual flux based direct power control).
- ✓ Méthodes utilisant des boucles internes de courant pour un contrôle indirect de ces puissances : Ce sont les VOC (Voltage Oriented Control) et les VFOC (Virtual Flux Oriented Control).

II.9 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons en premier lieu, défini et présenté le redresseur à MLI. Ainsi, nous avons expliqué son mode de fonctionnement et ses différentes structures ainsi les avantages qu'offre ce convertisseur. Dans un second temps, nous avons donné une description et une modélisation de ce dernier dans les différents repères abc, α - β et d-q. En dernier lieu nous présentés les techniques de commandes de ce convertisseur.

Dans le chapitre suivant, nous allons aborder la commande associée au redresseur à MLI qui est la commande directe en puissance (DPC).

Chapitre III : Présentation de la commande DPC d'un redresseur à MLI

III.1 Introduction

De nombreux travaux de recherche ont été menés durant ces dernières années sur les stratégies de contrôle des convertisseurs à MLI triphasés. On distingue deux familles, l'une utilise la tension du réseau et regroupe le control orienté de tension (VOC) et le contrôle de puissance direct (DPC) et l'autre basée sur le flux virtuel, le control à flux orienté (VFOC) et le control direct de puissance basé sur le flux virtuel (VF-DPC). Les commandes VOC et VFOC effectuent un contrôle indirect des puissances actives et réactive en agissant sur le courant d'entrée du convertisseur. La commande DPC est une autre stratégie de contrôle des convertisseurs à MLI basée sur la théorie des puissances instantanées actives et réactives [20, 21]. L'idée principale de cette commande est de choisir le meilleur état de commutation avec des comparateurs à hystérésis pour maintenir un courant purement sinusoïdal et atteindre un facteur de puissance unitaire. Malgré que la DPC soit considérée comme une commande efficace et robuste pour les convertisseurs à MLI, on relève deux inconvénients majeurs qui sont les ondulations de puissance élevées et la fréquence de commutation variable dans le cas de la DPC classique [22].

Dans ce chapitre nous présenterons une étude sur la commande DPC classique à base d'une table de commutation prédéfinie appliquée à un redresseur à MLI triphasé alimentant d'une charge purement résistive. En premier lieu, nous allons aborder le principe de la DPC puis, nous allons présenter et commenter les résultats de simulation obtenus.

III.2 Principe de la commande direct en puissance (DPC)

Le principe de la commande directe en puissance consiste à choisir une séquence des ordres de commutation S_a, S_b, S_c des semi-conducteurs composant le redresseur MLI, à partir d'une table de commutation. Le choix s'effectue sur la base des erreurs numérisées Δ_p et Δ_q entre la référence de puissance active (p), acquise par régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que la référence de puissance réactive est mise à zéro pour assurer un facteur de puissance unitaire ($FP=1$), et les valeurs réelles (S_p et S_q) sont données par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux. Pour la position angulaire du vecteur des tensions du réseau, le plan α - β est partagé en douze secteurs égaux de 30° (Figure III.2).

Présentation de la commande DPC d'un redresseur à MLI

Chacune des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur [23].

La figure III.1 montre le schéma global de la commande directe en puissance pour un redresseur à MLI triphasé.

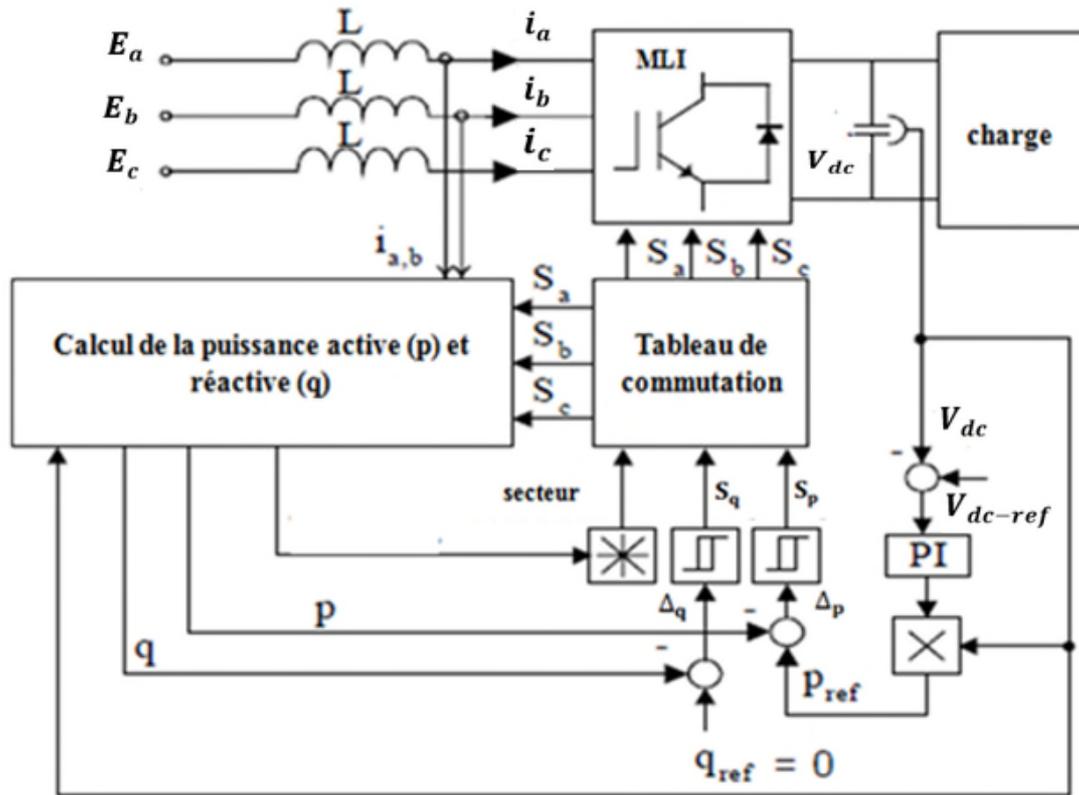


Figure III.1 Schéma global de la DPC.

III.3 Présentation de la DPC classique

Le vecteur tension \vec{V} , à l'entrée du redresseur, dépend des états de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs, selon les diverses combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur : deux vecteurs nuls nommés (\vec{V}_0 et \vec{V}_7) et six vecteurs non nuls ($\vec{V}_1, \vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_4, \vec{V}_5, \vec{V}_6$). Ces vecteurs sont montrés dans le repère fixe α - β divisé en douze secteurs. Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'avoir deux sorties S_p et S_q [24].

III.4 Estimation de la puissance instantanée basée sur la tension de ligne

Les puissances instantanées active et réactive sont définies par le produit des trois tensions et courants de phases (II.27, II.28). Les valeurs instantanées de la puissance active (p) et réactive (q) dans un système sans capteur de tension alternative est estimé par les équations (III.1) et (III.2).

$$p = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \quad (\text{III.1})$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \right\} \quad (\text{III.2})$$

La puissance active p est le produit scalaire du courant et de la tension, alors que la puissance réactive q est calculée comme un produit vectoriel de ceux-ci, la première partie des deux équations représente la puissance dans l'inductance et la deuxième partie représente la puissance dans le redresseur [25].

Comme on peut le voir à partir de (III.1) et (III.2), la forme des équations doit être modifiée en fonction de l'état de commutation des interrupteurs du convertisseur et les deux équations nécessitent la connaissance de l'inductance de ligne L . La tension d'alimentation est généralement constante, donc les puissances p et q sont proportionnelles au courants i_d et i_q . Les composants E_α et E_β de la tension de ligne peuvent être calculées comme suit [25] :

$$\begin{bmatrix} E_\alpha \\ E_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (\text{III.3})$$

Les estimateurs des valeurs instantanées de la tension et des puissances instantanées active p et réactive q sont représentés sur la figure III.2.

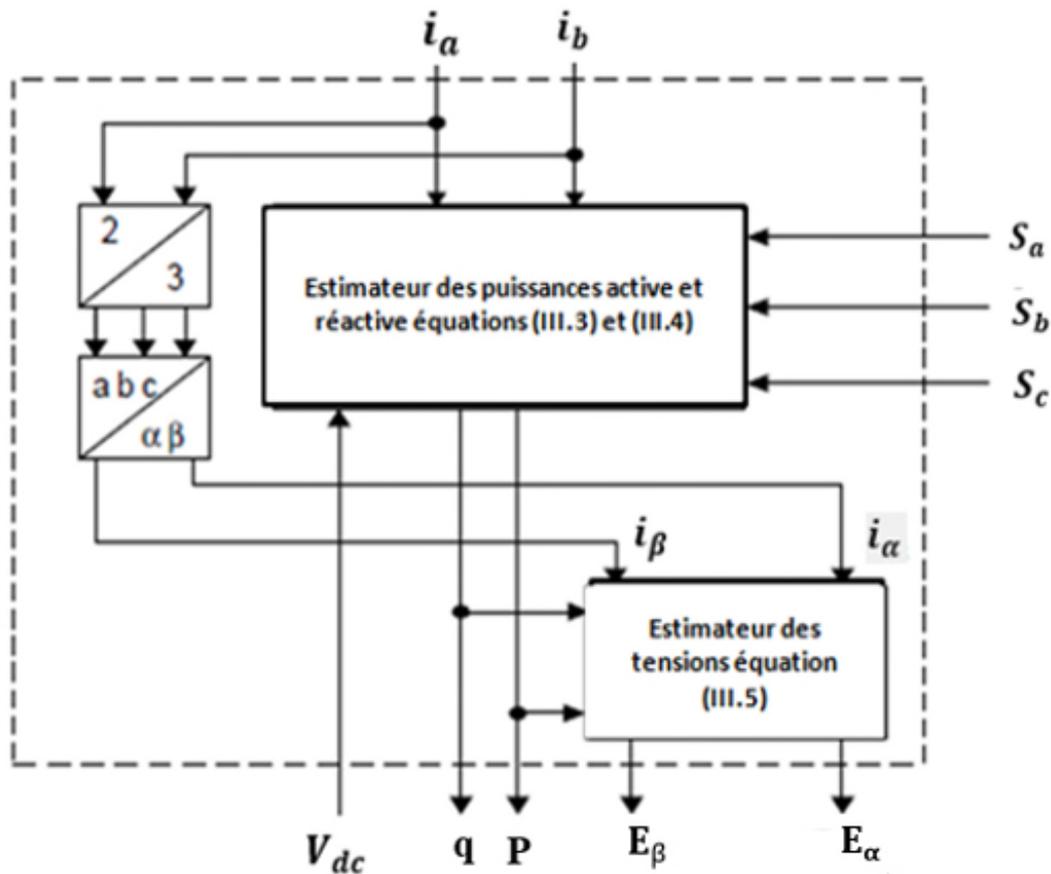


Figure III.2 Estimateurs des puissances instantanées basées sur la tension de ligne.

III.5 Comparateurs à hystérésis

Les largeurs de la bande d'hystérésis ont une influence sur les performances du redresseur, en particulier, sur la distorsion du courant harmonique et sur la fréquence moyenne de commutation.

Le schéma de principe de la figure III.3 donne deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux. Les sorties des régulateurs à hystérésis fournissent les variables S_p et S_q qui indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances actives et réactives [27] :

$$S_p \begin{cases} 1 \text{ pour } p_{\text{réf}} - p > H_p \\ 0 \text{ pour } p_{\text{réf}} - p < -H_p \end{cases} \quad \text{Et} \quad S_q \begin{cases} 1 \text{ pour } q_{\text{réf}} - q > H_q \\ 0 \text{ pour } q_{\text{réf}} - q < -H_q \end{cases}$$

H_p et H_q Sont les écarts des comparateurs à hystérésis à deux niveaux.

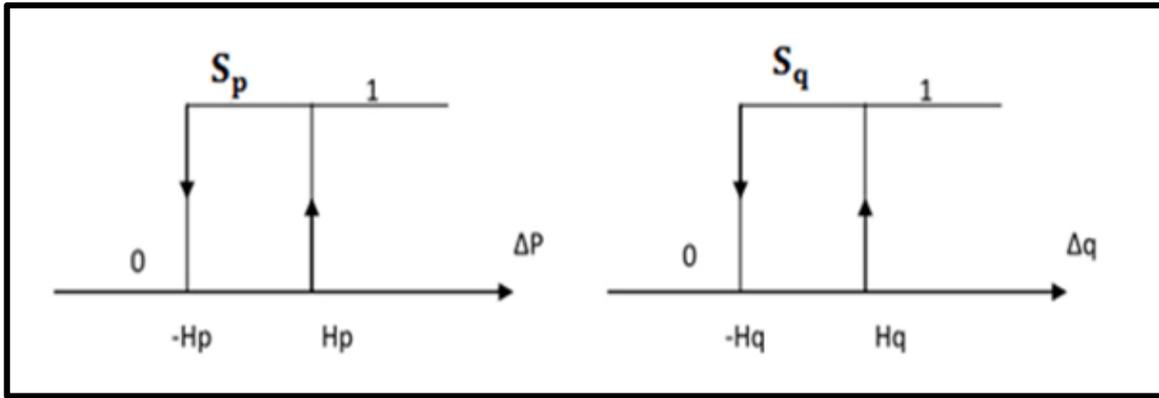


Figure III.3 Caractéristiques des comparateurs à hystérésis à deux niveaux.

III.6 Détermination du secteur

Le numéro du secteur où se trouve le vecteur tension est donné par l'expression suivante :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n < (n-1)\frac{\pi}{6} \quad \text{pour } n = 1, 2, \dots, 12. \quad (\text{III.4})$$

Le calcul de la position angulaire du vecteur tension du réseau dans le plan fixe α - β , requiert la connaissance des composantes e_α et e_β qui peuvent être calculées grâce aux mesures des tensions du réseau ou être estimées à partir de l'estimation des puissances instantanées et des courant absorbés. La position θ est alors définie par la relation suivante [23-25] :

$$\theta = \arctan\left(\frac{e_\beta}{e_\alpha}\right) \quad (\text{III.5})$$

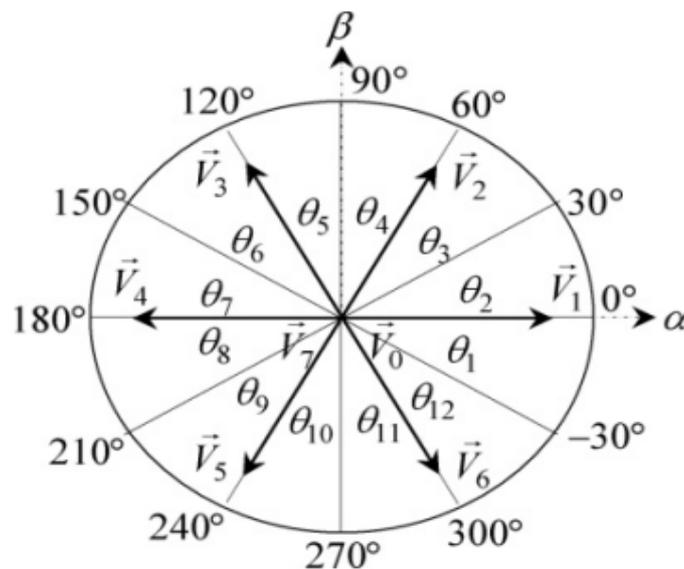


Figure III.4 : Plan de tension α - β divisé en douze secteurs.

III.7 Table de commutation

Les entrées de la table de commutation sont les signaux d'erreurs numérisés S_p et S_q et le secteur de travail. Les états de commutation S_a, S_b, S_c du redresseur à MLI sont mémorisés dans la table sous forme d'un programme.

En utilisant la table, l'état optimum de commutation du redresseur à MLI peut être choisi à chaque étape de commutation selon la combinaison des signaux numériques S_p et S_q et le numéro du secteur. C'est-à-dire que le choix de l'état optimum de commutation est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur $2H_p$ et même chose pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur de $2H_q$ [24-26].

On a:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} (e_\alpha - Ri_\alpha - V_\alpha) \quad (\text{III.6})$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} (e_\beta - Ri_\beta - V_\beta) \quad (\text{III.7})$$

Sur une période de commutation T_s , l'effet de la résistance peut être négligé les équations (III.6) et (III.7) deviennent :

$$\Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L} (e_\alpha(k) - V_\alpha(k)) \quad (\text{III.8})$$

$$\Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L} (e_\beta(k) - V_\beta(k)) \quad (\text{III.9})$$

En considérant que la période de commutation T_s est très petite devant la période de la tension du réseaux T, on écrit :

$$e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k) \quad (\text{III.10})$$

Alors les variations des puissances active et réactive deviennent :

$$\Delta p = e_\alpha(k)\Delta i_\alpha + e_\beta(k)\Delta i_\beta \quad (\text{III.11})$$

$$\Delta q = e_\beta(k)\Delta i_\alpha - e_\alpha(k)\Delta i_\beta \quad (\text{III.12})$$

En remplaçant (III.8) et (III.9) dans (III.11) et (III.12), on obtient :

$$\Delta p = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k^2) + e_\beta(k^2)] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)V_\alpha(k) + e_\beta(k)V_\beta(k)] \quad (\text{III.13})$$

$$\Delta q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)V_\beta(k) - e_\beta(k)V_\alpha(k)] \quad (\text{III.14})$$

Présentation de la commande DPC d'un redresseur à MLI

A partir des équations (III.13) et (III.14), la variation des puissances active et réactive dépend de la tension du réseau et des vecteurs de commande Pour $n= (0, 1,,7)$ les équations (III.13) et (III.14) deviennent :

$$\Delta p_n = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k^2) + e_\beta(k^2)] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)V_{\alpha n}(k) + e_\beta(k)V_{\beta n}(k)] \quad (III.15)$$

$$\Delta q_n = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)V_{\beta n}(k) - e_\beta(k)V_{\alpha n}(k)] \quad (III.16)$$

Dans le repère α - β , les tensions du réseau sont données par :

$$e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cos \theta$$

$$e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \sin \theta$$

$$\text{Tel que : } \|e_{\alpha\beta}\| = E$$

E : tension composée du réseau.

θ : Position angulaire du vecteur des tensions du réseau défini par : $-\pi/6 \leq \theta \leq 11\pi/6$

Les équations (III.15), (III.16) deviennent :

$$\Delta p_n = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| [\cos \theta \cdot V_{\alpha n} + \sin \theta \cdot V_{\beta n}] \quad (III.17)$$

$$\Delta q_n = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| [\cos \theta \cdot V_{\beta n} - \sin \theta \cdot V_{\alpha n}] \quad (III.18)$$

Les variations normalisées des puissances active et réactive sont données par :

$$\overline{\Delta p_n} = \frac{\Delta p_n}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|V_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|V_{\alpha\beta}\|} [\cos \theta \cdot \overline{V_{\alpha n}} + \sin \theta \cdot \overline{V_{\beta n}}] \quad (III.19)$$

$$\overline{\Delta q_n} = \frac{\Delta q_n}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|V_{\alpha\beta}\|} = \cos \theta \cdot \overline{V_{\beta n}} + \sin \theta \cdot \overline{V_{\alpha n}} \quad (III.20)$$

Tel que :

$$\overline{V_{\alpha n}} = \frac{V_{\alpha n}}{\|V_{\alpha\beta}\|} = \cos \left[(n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right] \quad (III.21)$$

$$\overline{V_{\beta n}} = \frac{V_{\beta n}}{\|V_{\alpha\beta}\|} = \sin \left[(n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right] \quad (III.22)$$

Avec $n=1, \dots, 6$ et $\overline{V_{\alpha 0.7}} = 0, \overline{V_{\beta 0.7}} = 0$

$$\text{Avec : } \|V_{\alpha\beta}\| = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$$

Présentation de la commande DPC d'un redresseur à MLI

En remplaçant les équations (III.21), (III.22) dans (III.19) et (III.20) on aura :

$$\overline{\Delta p_n} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|V_{\alpha\beta}\|} - \cos \left\{ \theta - (n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right\} \quad (III.23)$$

$$\overline{\Delta q_n} = -\sin \left\{ \theta - (n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right\} \quad (III.24)$$

$$n = (1, 2, \dots, 6), \overline{\Delta p_{0,7}} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|V_{\alpha\beta}\|}, \overline{\Delta q_{0,7}} = 0$$

Alors :

$$\overline{\Delta p_n} = \frac{E}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} - \cos \left\{ \theta - (n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right\} \quad (III.25)$$

$$\overline{\Delta q_n} = -\sin \left\{ \theta - (n-1) \cdot \frac{\pi}{3} \right\} \quad (III.26)$$

La table de commutation classique est donnée dans le tableau III.1 :

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄	V ₇	V ₅	V ₀
	1	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀
0	0	V ₆	V ₁	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆
	1	V ₁	V ₂	V ₂	V ₃	V ₃	V ₄	V ₄	V ₅	V ₅	V ₆	V ₆	V ₁

Tableau III.1 Table de commutation classique.

III.8 Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur PI, ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue (V_{dc}) donne la puissance active de référence ($p_{réf}$) [10].

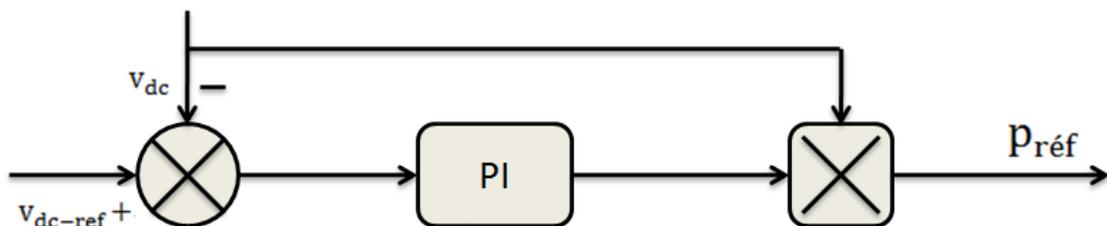


Figure III.5 Régulation de la tension continue.

III.9 Résultats de simulation

Le contrôle direct en puissance du redresseur à MLI triphasé avec une table de commutation classique, a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/simulink. Les paramètres de simulation des différents éléments du circuit électrique sont donnés dans le tableau suivant :

Tensions d'alimentation	230 V
Fréquence	50 HZ
Inductance de la ligne L	0.01 H
Résistance de la ligne R	0.1 Ω
Résistance de la charge R_{ch}	100 Ω
Capacité du bus continu	0.001 μ F
Référence de tension continue de sortie V_{dc}	A t=0 (600 V), A t=0.5 (700V)

Tableau III.2 Paramètres de simulation.

Les figures III.6, III.7.A, III.7.B, III.8, III.9, III.10, donnent les allures des différentes grandeurs.

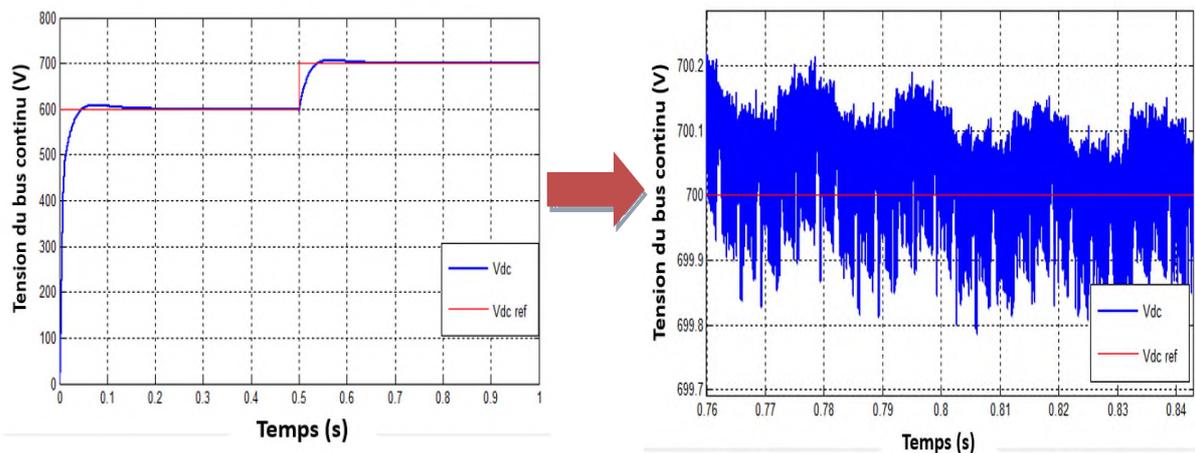


Figure.III.6 Allures de la tension V_{dc} par rapport à la valeur de référence.

Présentation de la commande DPC d'un redresseur à MLI

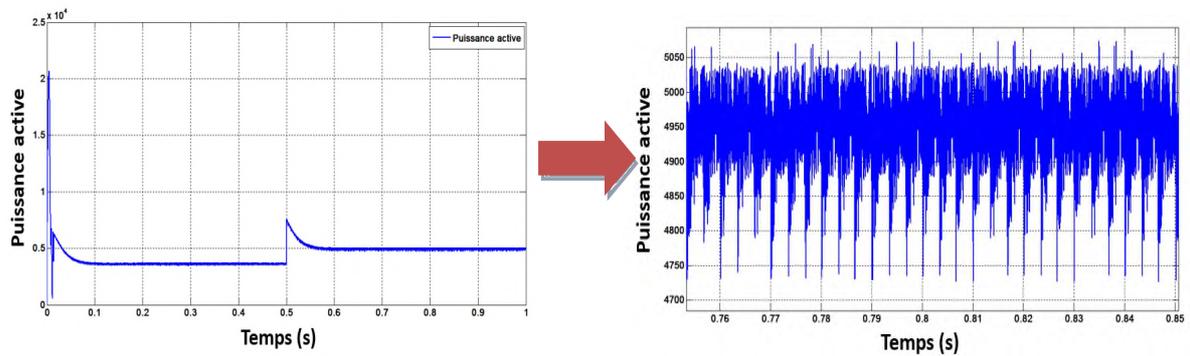


Figure.III.7. A Allure de la puissance active.

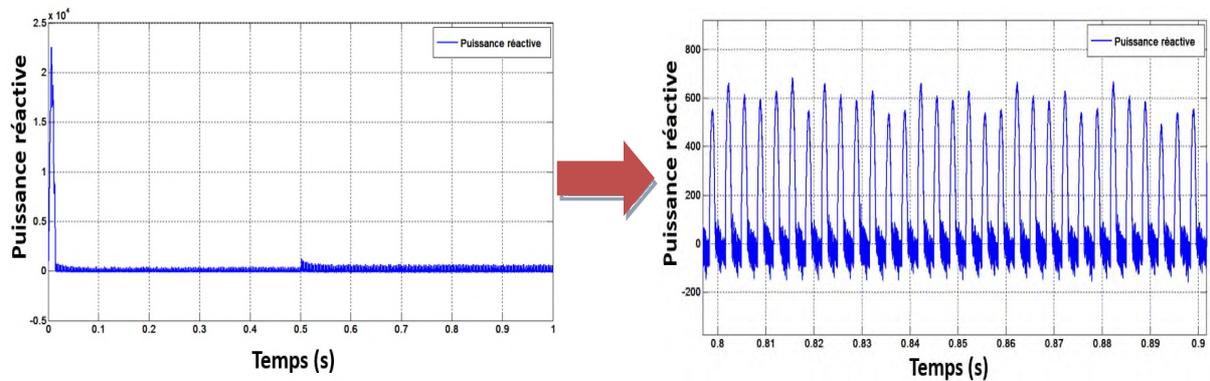


Figure.III.7. B Allure de la puissance réactive.

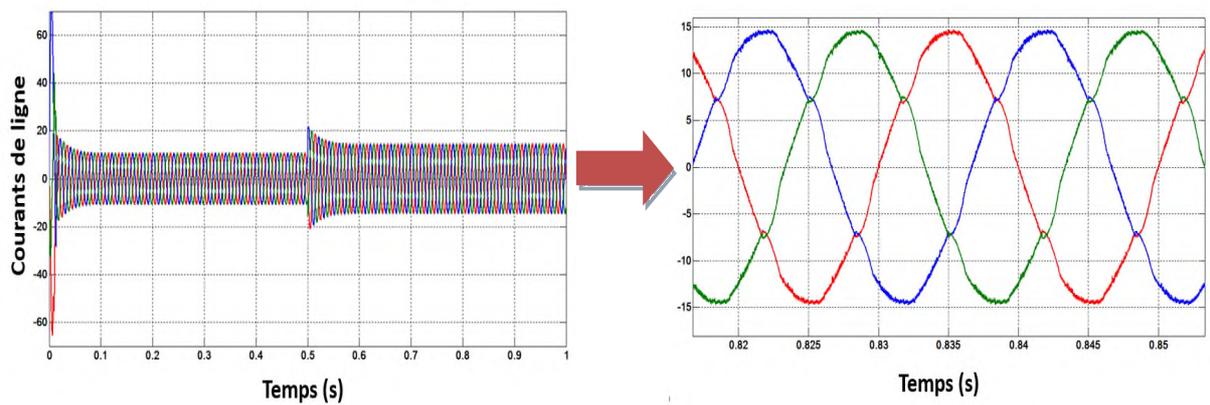


Figure.III.8 Allures des courants de ligne i_{abc} .

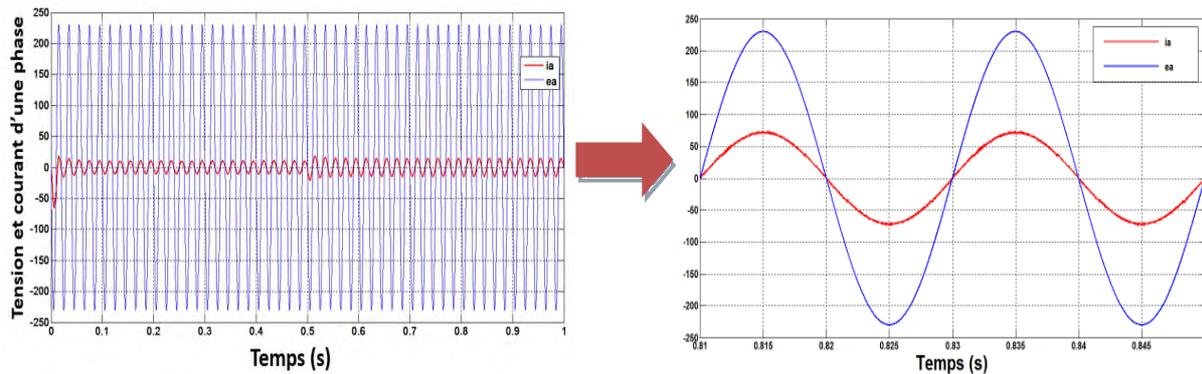


Figure III.9 Allures de la tension et du courant d'une seule phase.

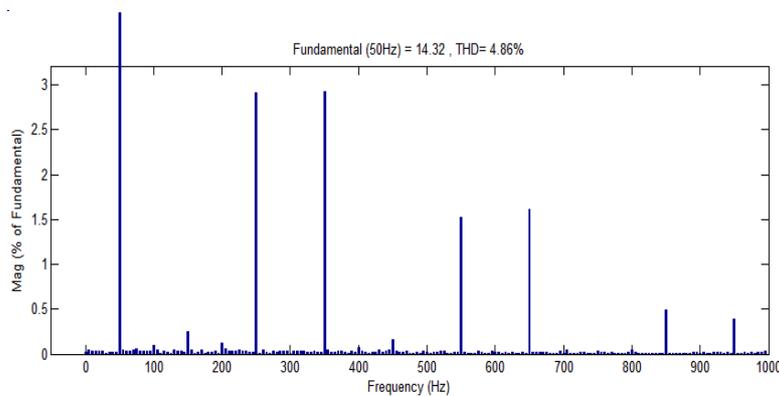


Figure. III.10 Spectre harmoniques du courant de ligne.

III.10 Interprétation des résultats

A partir de la figure III.6 donnant l'allure de la tension du bus continu V_{dc} , on remarque que la réponse suit la référence. En régime permanent l'erreur statique est nulle.

Pour les courants de ligne illustrés sur la figure III.8, on constate qu'après un régime transitoire très court (0.05s), leur valeur se stabilise à un niveau qui correspond à la puissance appelée par la charge. Leur forme devient quasi-sinusoïdale.

La figure III.9 montre que la tension et le courant pour la même phase sont alignés, et la figure III.7.B que la puissance réactive est nulle, ce qui garantit un facteur de puissance unitaire. Pour la puissance active représentée sur la figure III.7.A, sa valeur est comprise entre 3600 W à 3650 W pour une tension du bus continu de 600 V. La puissance active augmente à une valeur avoisinant les 5000 W pour une tension du bus continu de 700V.

Présentation de la commande DPC d'un redresseur à MLI

Ces valeurs sont conformes à la relation $p = V_{dc}^2/R$ donnant la puissance appelée par la charge branchée du côté continu.

La figure III.10 nous indique une valeur de 4.86% pour le taux de distorsion harmonique (THD) des courants de ligne. Ce résultat est acceptable mais pas optimal.

III.11 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord, expliqué le principe de la DPC afin de mieux comprendre son fonctionnement. En deuxième lieu, une table de commutation classique a été présentée et les notions relatives au fonctionnement de la table ont été abordées telles que la détermination du secteur et l'estimation des puissances instantanées active et réactive. Enfin, nous avons procédé à la simulation de la commande DPC sur un redresseur à MLI triphasé moyennant une table de commutation classique. A partir des résultats de simulation obtenus, on remarque que la forme des courants de ligne est légèrement déformée par rapport à la sinusoïde avec un THD d'une valeur de 4.86%. Néanmoins, on note un très bon suivi de la tension du bus continu pour la variation de la tension de référence appliquée.

Chapitre IV : Amélioration des performances de la DPC

IV.1 Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté une table de commutation classique dédiée à la commande directe en puissance d'un redresseur à MLI triphasé. Les résultats de simulation révèlent de bonnes performances statiques et dynamiques. Néanmoins, la qualité des ondes de courants soutirées au réseau gagnerait à être améliorée, leur taux de distorsion harmonique (THD) étant de 4.86%. Dans cette optique, nous allons présenter, dans ce chapitre, différentes tables en vue d'une étude visant à obtenir de meilleures performances surtout en ce qui concerne la qualité spectrale des courants appelés au réseau.

IV.2 Présentation des tables

L'élaboration des tables de commutation discutées ici est basée sur le taux de changement des puissances instantanées active et réactive suite à l'application de différents vecteurs tension du redresseur. Les différentes tables possibles sont élaborées en analysant la variation des pentes des puissances active et réactive et les vecteurs de commande appropriés sont, alors, sélectionnés pour augmenter ou diminuer les valeurs de ces puissances.

La figure VI.1 montre que la variation des puissances instantanées active et réactive, dépend de la position du vecteur tension du convertisseur, différentes possibilités peuvent être données selon sa position.

- a) $p_{ref} < p, q_{ref} > q \rightarrow S_p = 0$ et $S_q = 1$.
- b) $p_{ref} > p, q_{ref} > q \rightarrow S_p = 1$ et $S_q = 1$.
- c) $p_{ref} > p, q_{ref} < q \rightarrow S_p = 1$ et $S_q = 0$.
- d) $p_{ref} < p, q_{ref} < q \rightarrow S_p = 0$ et $S_q = 0$.

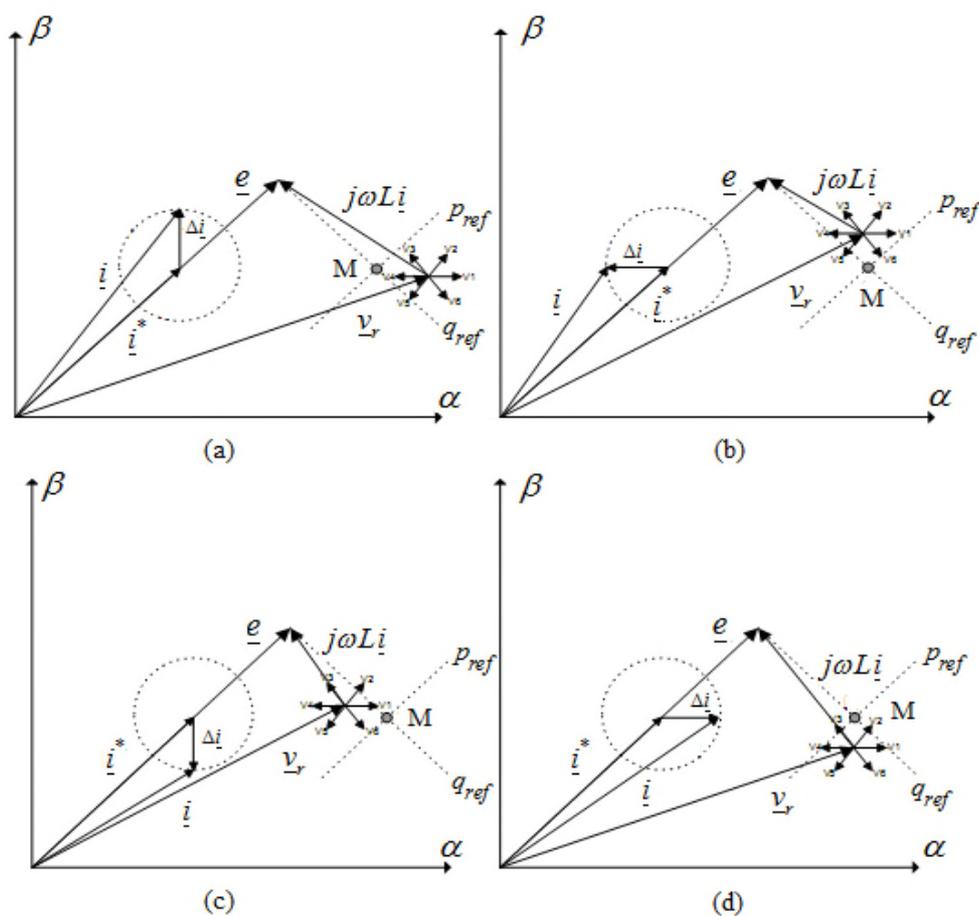


Figure IV.1. Variations des puissances instantanées active et réactive.

Le tableau IV.1 résume les variations des puissances active et réactive selon les vecteurs de commande appliqués pour un vecteur tension réseau qui se positionne dans le secteur k ($k=1, \dots, 6$) dans le repère α - β .

	V_{k-2}	V_{k-1}	V_k	V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k+3}	V_0, V_7
q	-	-	-	+	+	+	+
p	+	+	-	-	+	+	+

Tableau IV.1 Variation des puissances instantanées active et réactive pour l'application des différents vecteurs de commande.

- La puissance réactive augmente pour l'application des vecteurs $V_{k+1}, V_{k+2}, V_{k+3}, V_0, V_7$.
- La puissance réactive diminue pour l'application des vecteurs V_{k-2}, V_{k-1}, V_k .
- La puissance active augmente pour l'application des vecteurs $V_{k-2}, V_{k-1}, V_{k+2}, V_{k+3}, V_0, V_7$.
- La puissance active diminue pour l'application des vecteurs V_{k+1}, V_k .

En regroupant les vecteurs communs entre S_p et S_q , qui assurent l'augmentation ou la diminution des puissances active et réactive, on obtient le tableau IV.2.

S_p	S_q	Vecteur sélectionné
1	1	$V_0, V_7, V_{K+2}, V_{K+3}$
1	0	V_{K-1}, V_{K-2}
0	1	V_{K+1}
0	0	V_K

Tableau IV.2 Sélection du vecteur dans le K_{th} secteur.

A partir des équations (III.25) et (III.26) on obtient la forme d'onde des puissances active et réactive pour les différents vecteurs tension V_n , elles sont données par les figures (IV.2) et (IV.3).

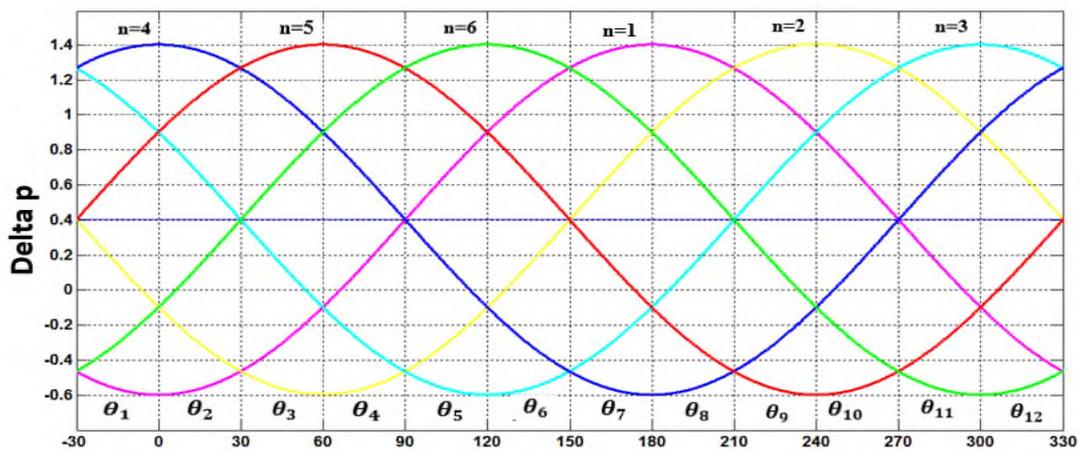


Figure IV.2 Variations de la puissance active pour différents vecteurs tension du redresseur.

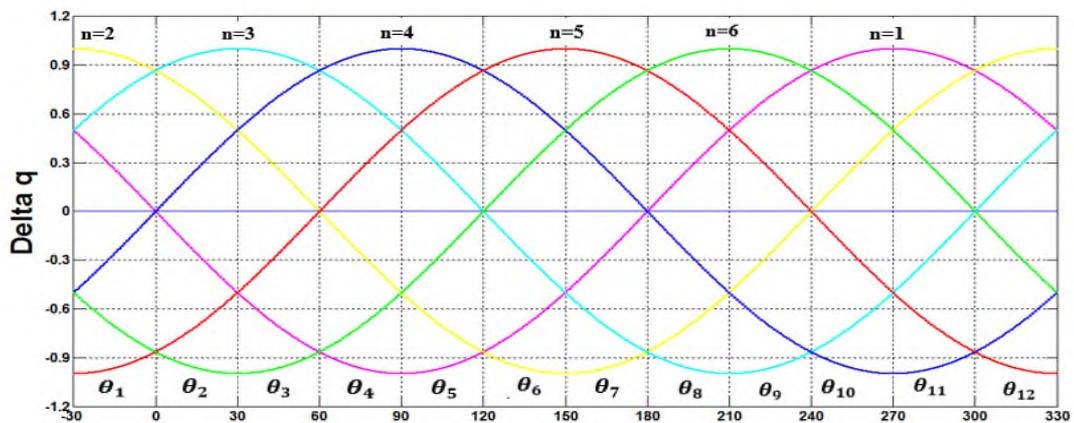


Figure IV.3 Variations de la puissance réactive pour différents vecteurs tension du redresseur.

A partir des courbes représentées dans les figures IV.2 et IV.3, on obtient le tableau IV.3.

Secteurs	dp/dt		dp/dt	
	>0 ($s_p = 1$)	<0 ($s_p = 0$)	>0 ($s_q = 1$)	<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

Tableau IV.3. Signes de pente de la puissance active et réactive pour tous les secteurs [28].

En étudiant le tableau IV.2, on peut à partir des combinaisons des vecteurs, formuler six tables de commutation qui sont données dans le tableau IV.4.

S_p	S_q	Table1	Table2	Table3	Table4	Table5	Table6
1	1	V_0, V_7	V_{K+3}	V_{K+2}	V_{K+2}	V_{K+3}	V_0, V_7
1	0	V_{K-1}	V_{K-1}	V_{K-2}	V_{K-1}	V_{K-2}	V_{K-2}
0	1	V_{K+1}	V_{K+1}	V_{K+1}	V_{K+1}	V_{K+1}	V_{K+1}
0	0	V_K	V_K	V_K	V_K	V_K	V_K

Tableau IV.4 : Configurations possibles des tables à 6 secteurs [26].

A partir du tableau IV.3 qui représente les signes de pente de la puissance active et réactive pour les douze secteurs, on donne une nouvelle table de commutation.

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

Tableau IV.5 : Nouvelle table de commutation (table 7).

La table 8 (Tableau IV.6) est semblable à la table 7 (Tableau IV.5), la différence est seulement pour les états ($S_p=1, S_q=0$) et ($S_p=1, S_q=1$) ou la succession des vecteurs est la même sauf qu'il y'a un décalage de $\pm 30^\circ$ pour le chaque secteur.

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_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4
	1	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

Tableau IV.6. Nouvelle table de commutation (table 8).

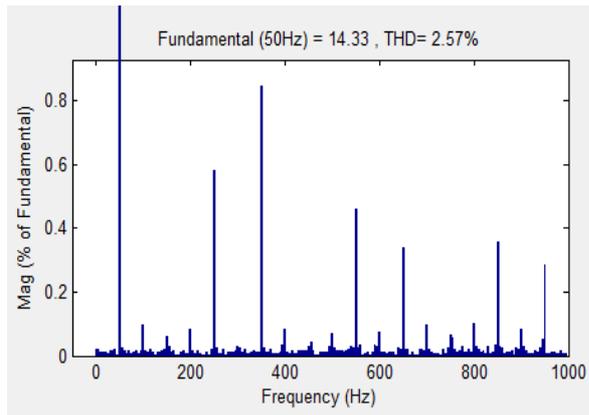
IV.3 Résultats de simulation

Le tableau IV.7 contient les valeurs de THD pour les différentes tables proposées. Les différentes simulations ont été réalisées pour les mêmes paramètres de simulation. Le spectre harmonique pour chaque table est représenté sur les figures IV.4.a, b, c, d, e, f, g et h.

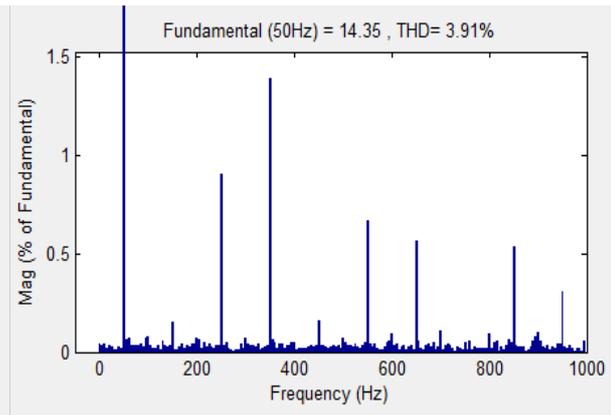
Tables	Table1	Table2	Table3	Table4	Table5	Table6	Table7	Table8
THD (%)	2.57%	3.91%	2.53%	2.34%	2.66%	2.57%	1.40%	1.39%

Tableau IV.7. THD relevé pour les différentes tables.

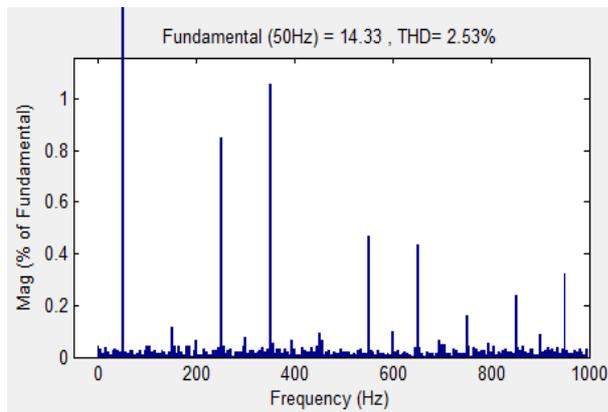
Amélioration des performances de la DPC



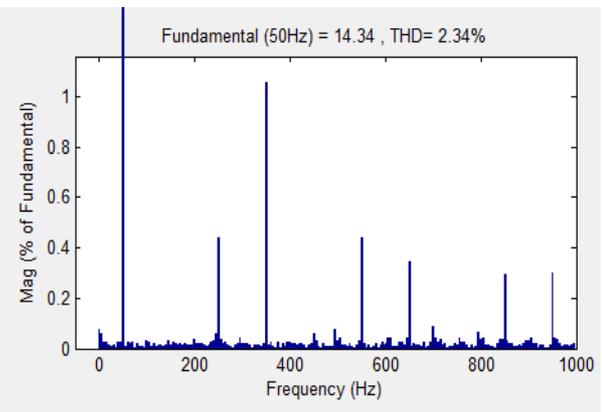
a)



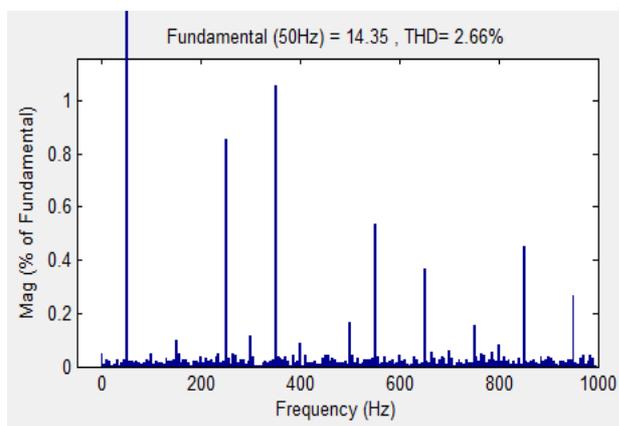
b)



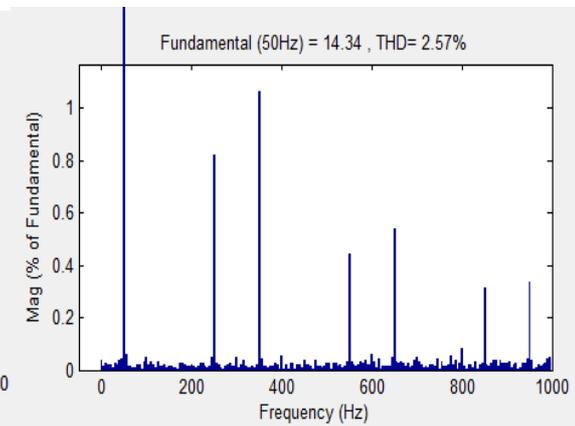
c)



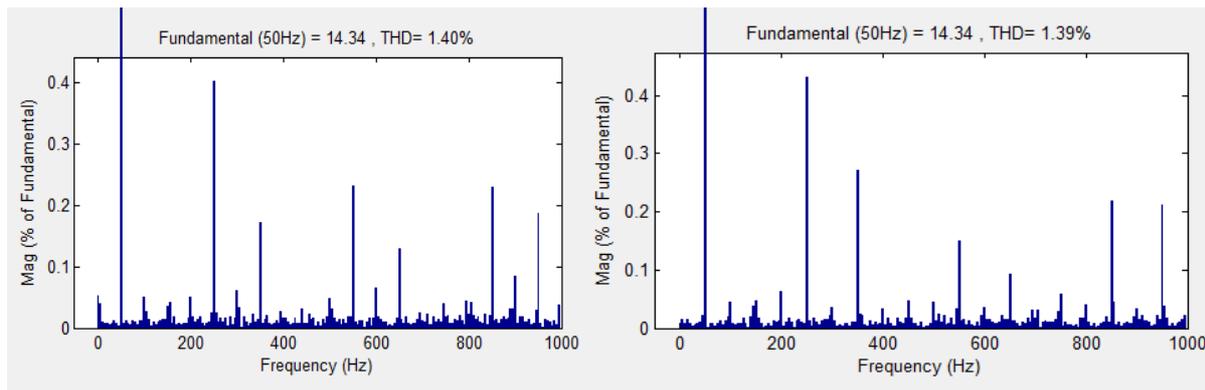
d)



e)



f)



g)

h)

Figure IV.4 : Spectre harmonique des courants obtenus avec les différentes tables, (a) table1, (b) table2, (c) table3, (d) table4, (e) table5, (f) table6, (g) table7, (h) table8.

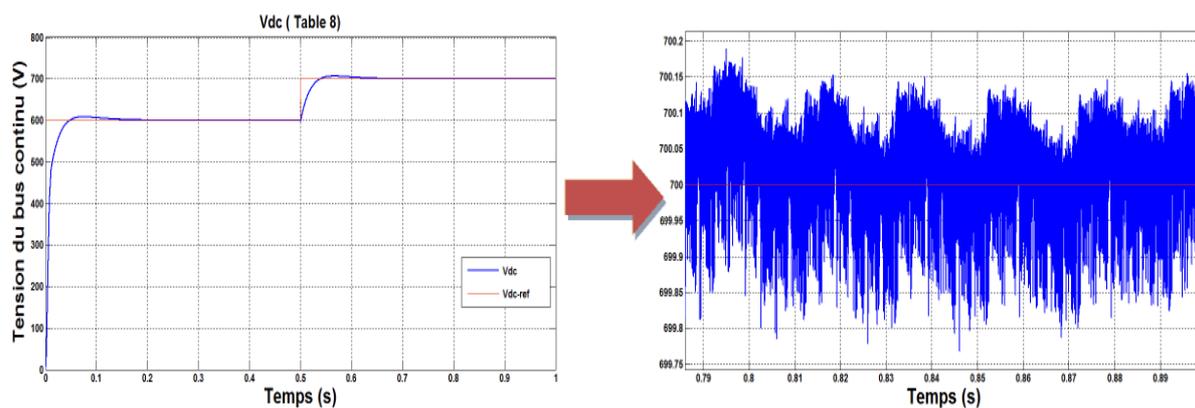


Figure IV.5 Allures de la Tension V_{dc} pour la table 8.

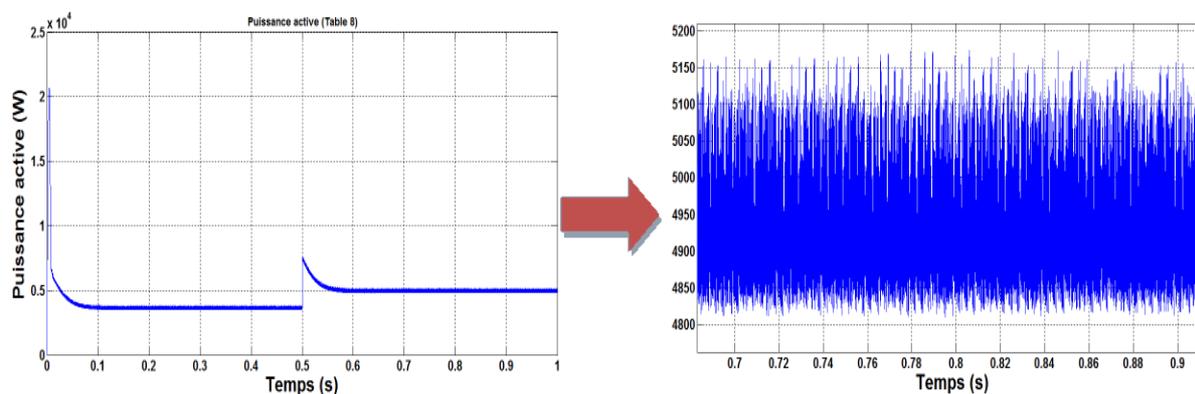


Figure IV.6: Allure de la puissance active pour la table 8.

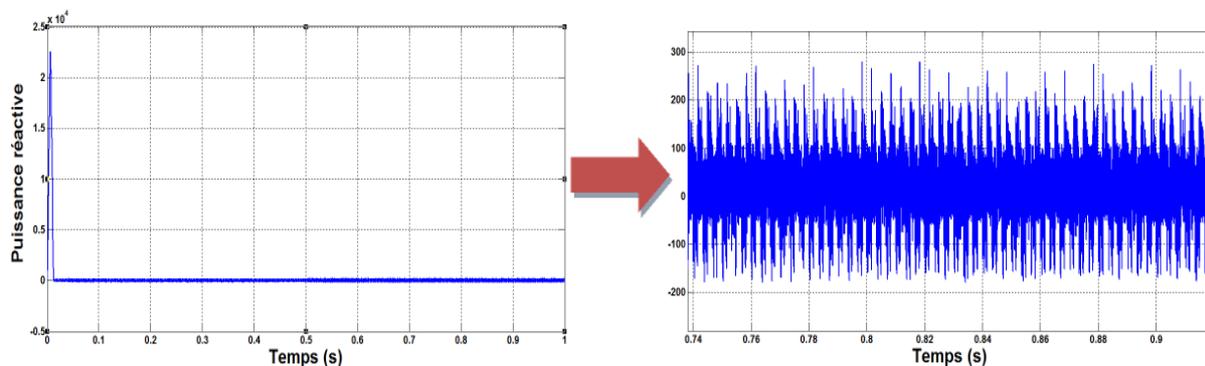


Figure IV.7 : Allure de la puissance réactive pour la table 8.

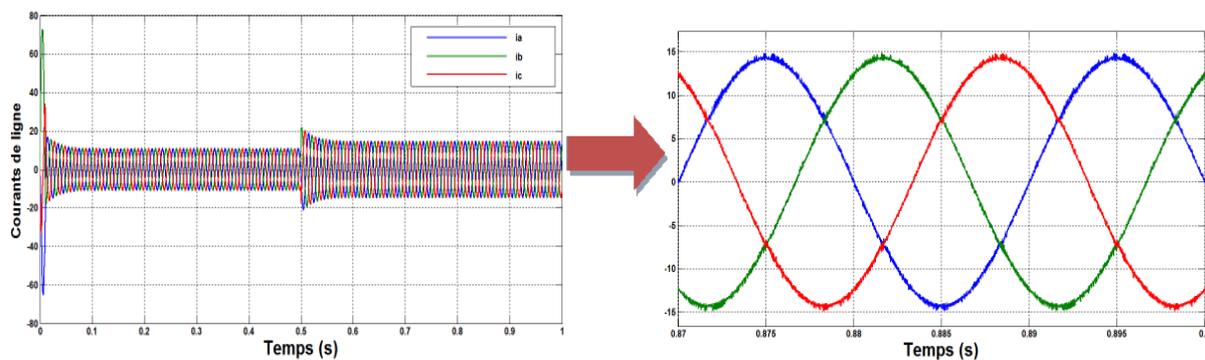


Figure IV.8 : Allures des courants de ligne i_{abc} pour la table 8.

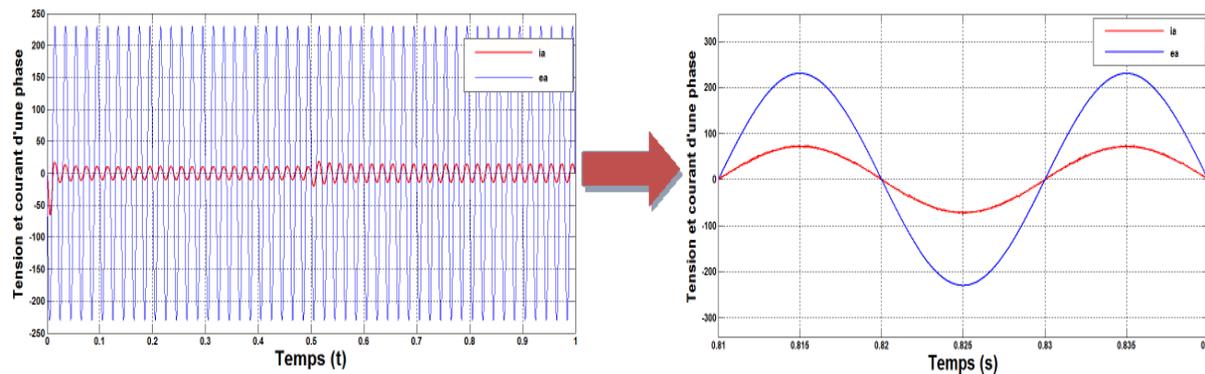


Figure IV.9 : Forme d'ondes du courant et de la tension de la phase (a) pour la table 8.

IV.4 Interprétation des résultats

A partir des figures A.1.1, 1.2, 1.3, 1.4, 1.5, 1.6 et IV.5, qui donnent les allures des tensions du bus continu V_{dc} pour chacune des tables en régime permanent l'erreur statique est nulle.

Les figures IV.4.a, b, c, d, e, f, g et h, qui illustrent les taux de distorsions harmoniques des courants de ligne, le THD des six premières tables varie entre 2.34% et 3.91% et pour la table 7 et la table 8, il est respectivement de 1.40% et 1.39%. La table 8 est donc celle qui présente la meilleure réponse en terme de distorsion harmonique.

La figure IV.6 représente la puissance active, sa valeur est d'environ 3650 W pour une tension du bus continu de 600 V puis elle augmente à une valeur qui est autour de 5000 W pour une tension du bus continu de 700 V.

La figure IV.8 donne les courants de ligne. Après un très court régime transitoire, leur valeur dépend de la puissance appelé par la charge, en régime permanent la forme d'onde des courants de ligne est quasi sinusoïdale.

La figure IV.9 montre que pour une même phase, la tension et le courant sont alignés, et la figure IV.7 montre que la puissance réactive est nulle, ce qui donne alors un facteur de puissance unitaire.

IV.5 Conclusion

L'objectif de ce chapitre a été d'étudier différentes tables de commutation dédiées à la commande directe en puissance d'un redresseur à MLI en vue d'assurer les meilleures performances possibles. A partir de l'étude des variations des puissances active et réactive, huit tables ont été proposées et simulées, les résultats obtenus montrent que la table 8 est la meilleure avec un très bon suivi de la tension du bus continu pour la variation de la tension de référence appliquée et une bonne qualité spectrale des courants appelés au réseau. En effet, nous avons relevé une valeur de THD de 1.39%, ce qui garantit des courants absorbés quasi sinusoïdaux.

Conclusion

Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire a pour but l'amélioration des performances de la commande directe en puissance appliquée à un redresseur MLI triphasé. Il s'agissait, en particulier, d'améliorer la qualité spectrale du courant soutiré au réseau matérialisé par la valeur de son THD.

Dans le premier chapitre, nous avons présenté des notions générales sur la qualité de l'énergie électrique, ce qui nous a amené à poser la problématique des harmoniques et développer ses principales caractéristiques, ses origines, son impact et enfin les solutions possibles afin de limiter leurs effets.

Le deuxième chapitre a été dédié à une présentation du redresseur à MLI. Nous y avons expliqué son principe de fonctionnement et présenté sa modélisation mathématique dans différents repères (abc , α - β , d - q). Ce convertisseur est l'un des dispositifs à absorption sinusoïdale qui, associé à la commande directe en puissance paraît être une solution très prometteuse à même d'assurer une fiabilité et un contrôle efficace des systèmes électriques tout en minimisant les courants harmoniques dans le réseau.

Le troisième chapitre est consacré à une présentation de la commande DPC qui consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation. Cette dernière est basée sur les erreurs numérisées des puissances instantanées actives et réactive fournies par les régulateurs à hystérésis mais aussi sur la position angulaire du vecteur tension du réseau. Dans ce chapitre, une table de commutation classique a été présentée et discutée et les résultats de simulation ont montré un taux de distorsion harmonique de 4.86% et un suivi relativement correct de la tension du bus continu.

Dans l'optique d'améliorer les performances de la commande directe en puissance, le chapitre IV est consacré à l'étude de plusieurs tables de commutation afin de déterminer celle qui offre la meilleure réponse en termes de la précision du contrôle de la tension du bus continu et du taux de distorsion harmonique des courants appelés au réseau. Ainsi, huit tables de commutation différentes ont été considérées et simulées. L'étude menée a montré la supériorité de la table 8 qui assure un taux de distorsion harmonique de 1.39% et une excellente qualité de régulation de la tension du bus continu.

En termes de perspectives en vue d'améliorer ce travail, on propose l'utilisation des techniques avancées telles que l'intelligence artificielle et les méthodes prédictives.

Références

Bibliographiques

- [1] T. Gouraud, « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique », Thèse de doctorat, Ecole Doctorale Sciences pour l'Ingénieur de Nantes, Janvier 1997.
- [2] A.Lahmar, « Filtrage et qualité d'énergie », mémoire d'ingénieur, Université Badji Mokhetar Annaba, Algérie, 2017.
- [3] S.Chalah « Analyse stochastique de la résultante de l'injection de courants harmoniques dans un réseau électrique », mémoire d'ingénieur d'état, Université Mouloud Mammri Tizi-ouzou, Algérie, 2012.
- [4] M. Alouache, " Réduction des courants harmoniques générés par les charges non linéaires par filtre actif parallèle", mémoire d'ingénieur d'état, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2011.
- [5] M. Shafiee Koor : "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques", Thèse de doctorat de l'école Polytechnique de l'université de Nantes, Nantes, 2006.
- [6] A. Lopez De Heredia Bermeo : "Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la puissance basse tension à la montée en tension", Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1996.
- [7] L. Benchaita, « Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle commande », Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy1.1998.
- [8] M.fekik arezki, « Commande direct en puissance d'un redresseur MLI par DSP », thèse de doctorat, Université de Mouloud Mammeri tizi-ouzou, Algérie, 2018.
- [9] A. Boulehia, « Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique » mémoire de magister, Université de Constantine, 2009.
- [10] N. Belhaouchet, "Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : amélioration de la qualité de l'énergie", thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2011.
- [11] J. Fadat, Y. Dorali : "Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux : commande dans le repère triphasé", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.

- [12] M.lemaini, "Contrôle de puissance d'un redresseur MLI", mémoire de master, Université Mohamed Khider Biskra, Algérie, 2018.
- [13] P. Ladoux, M. Metz : "Utilisation de l'onduleur de tension MLI pour la correction du facteur de puissance", Les convertisseurs propres, 3EI, no. 28, pp. 5-15, Mars 2002.
- [14] A. Kessal, " Correction du facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC", thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2012.
- [15] A.Belaoura, I.Boussaid, "Control direct de puissance avec Modulateur vectorielle (DPC-SVM) d'un redresseur PWM triphasé", Mémoire de Master, Université d'Adrar, 2017.
- [16] A. Rahoui, « Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI », Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie, 2017.
- [17] S. Ouchen, "Contribution à la Commande Directe de Puissance Dédiée au Filtrage Actif, Associé à une Source Photovoltaïque", thèse de doctorat, université de Biskra.
- [18] S. Lechat Sanjuan, «Voltage Oriented Control of Three Phase Boost PWM Converters Design, Simulation and Implimentation of a 3 Phase Boost Battery Charger», Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, Departement of Energy and Environment, Divison of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2010, 114 pages.
- [19] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, & G. Marques, «Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers», Industry Applications Conference, IEEE, 2000.
- [20] T. Ohnishi, "Three phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control," Ind. Electron. Control Instrumentation, 1991. Proceedings, IECON, 91. 1991 Int. Conf., pp. 819–824, 1991.
- [21] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," Ind. Appl. IEEE Trans., vol. 34, no. 3, pp. 473–479, 1998.

[22] A. Bouafia, F. Krim, and J.-P. Gaubert, "Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1984–1992, 2009.

[23] Tarik Mohammed chikouche, Kada Hartani, "Direct Power Control of Three-Phase Pwm Rectifier Based On New Switching Table", *Journal of Engineering Science and Technology* Vol. 13, No. 6 (2018) 1751 – 1763 © School of Engineering, Taylor's University.

[24] T. Chikouche, K. Hartani, "Direct Power Control of Three-Phase Pwm Rectifier Based On New Switching Table", *Journal of Engineering Science and Technology* Vol. 13, No. 6 (2018) 1751 – 1763 © School of Engineering, Taylor's University.

[25] M. Malinowski, "Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers," Ph.D. Thesis, Warsaw University of Technology Engineering, 2001.

[26] A. Kumar, Gopalakrishna Srungavarapu, "Performance Analysis of Table based Direct Power Control for Active Front-end Rectifiers", National Institute of Technology, Rourkela, Odisha India, and *International Journal of Numerical Modelling: Electronic Networks, Devices and Fields*, 2015.

[27] M. Malinowski and Marian P. Kazmierkowski, "Control of Three-Phase PWM Rectifier – A Comparative Review", Warsaw University of Technology Institute of Control and Industrial Electronics 00-662 Warszawa, Poland, *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, ISSN 0746-1240 VOL. 51, NO. 1 2004.

[28] Hadji Khadidja, Smail Somia, "Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux", *Mémoire de master*, Université Dr Tahar Moulay de Saida, 2019.

Annexes

Annexe A1 : Allures de la tension V_{dc} à la sortie du redresseur à MLI pour chaque table

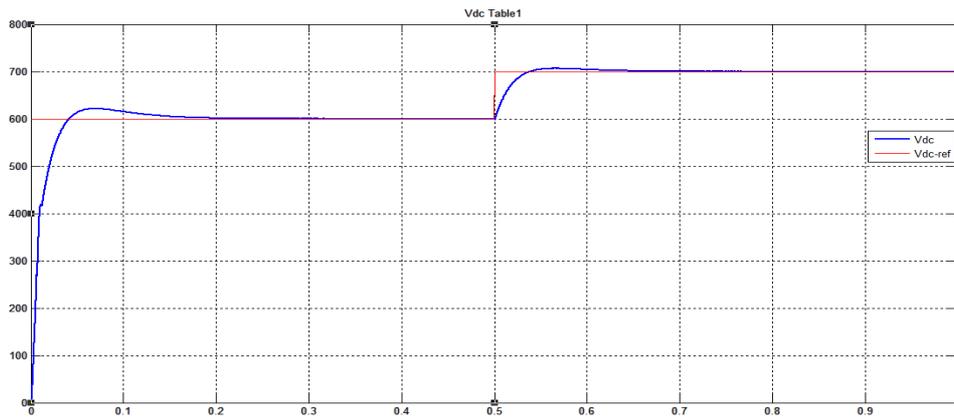


Figure A.1.1 : Allure de V_{dc} pour la table 1

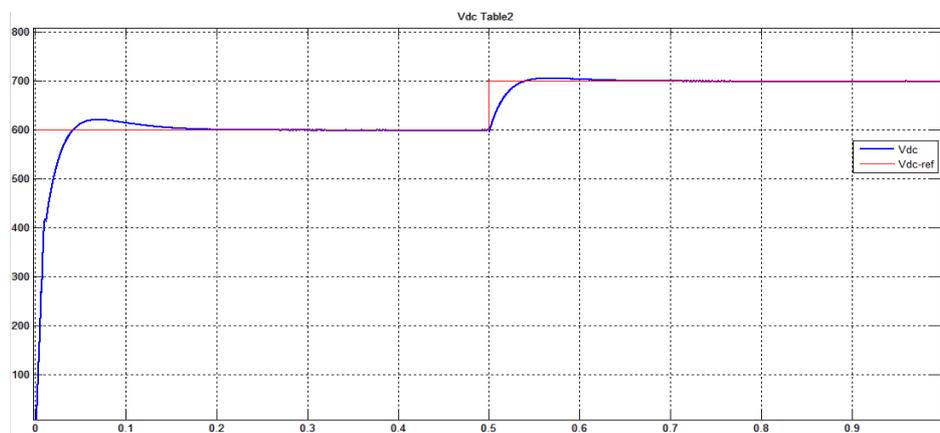


Figure A.1.2: Allure de V_{dc} pour la table 2

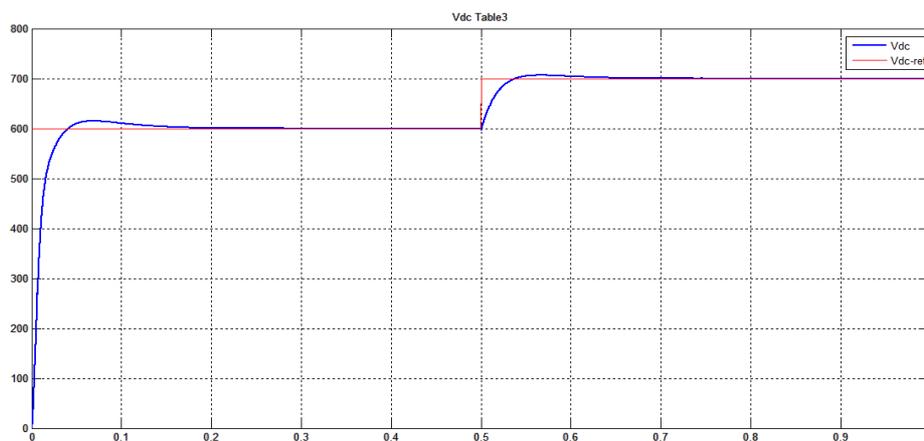


Figure A.1.3: Allure de V_{dc} pour la table 3

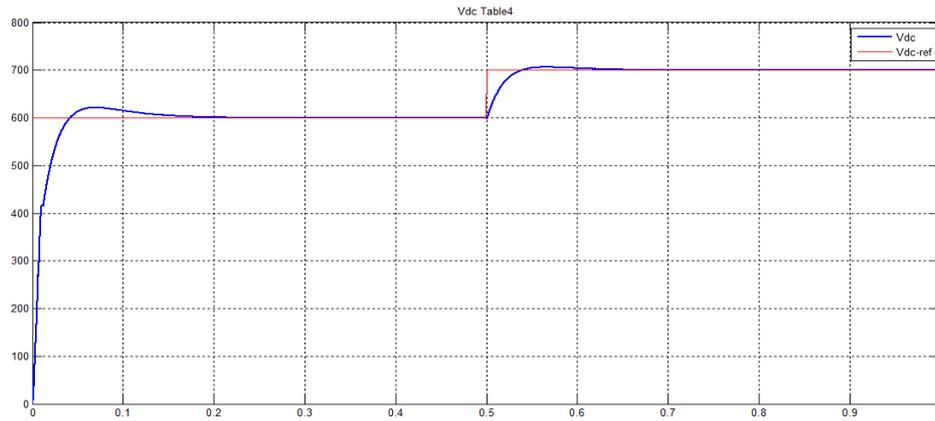


Figure A.1.4: Allure de V_{dc} pour la table 4

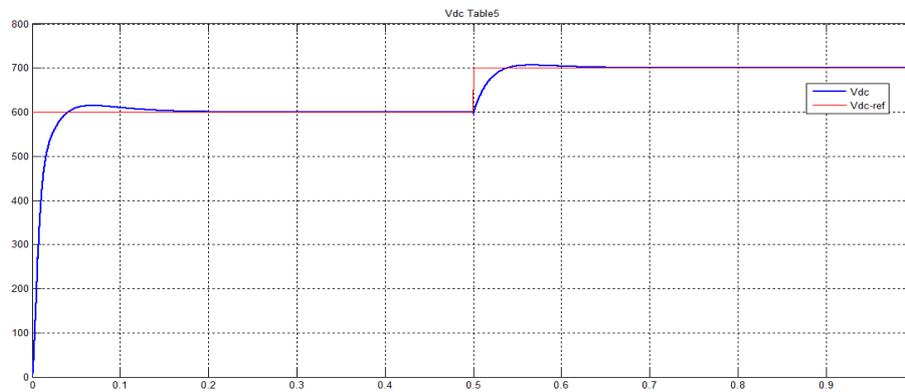


Figure A.1.5 : Allure de V_{dc} pour la table 5

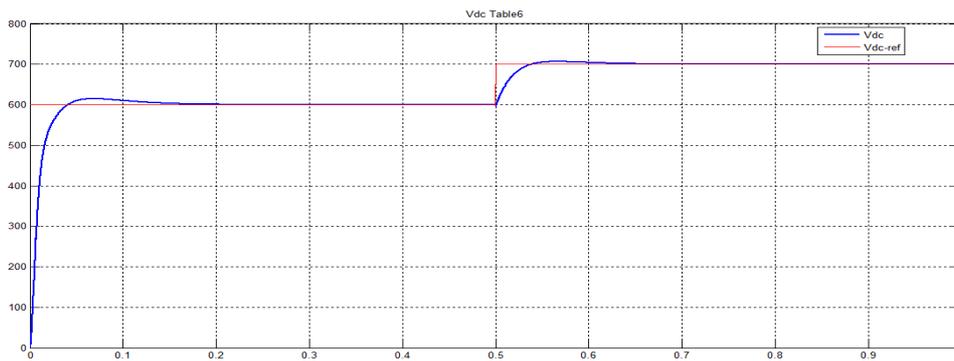


Figure A.1.6 : Allure de V_{dc} pour la table 6

Annexe A2 :

A.2.1 Transformations des coordonnées

Le passage du système triphasé a,b,c au système biphasé α,β est réalisé par les matrices suivantes :

$$\begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix}$$

Avec x : tension ou courant.

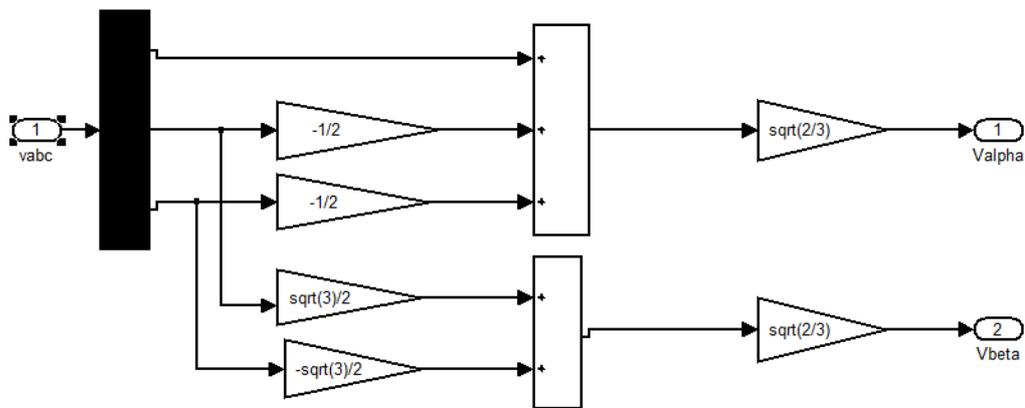


Figure A.2.1 Modèle de la transformation des tensions du repère abc vers le repère $\alpha\text{-}\beta$

A.2.1 : Expressions des puissances active et réactive dans le repère $\alpha\text{-}\beta$

Les puissances active et réactive dans les coordonnées $\alpha\text{-}\beta$ sont données par les équations suivantes :

$$P = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (1)$$

$$q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \quad (2)$$