

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي سعيدة-

Université Saida Dr Tahar Moulay – Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : MAHMOUDI Djihan Kalthoum et BOUMAZA Fatima

Sujet

Synthèse des stratégies de contrôle direct de puissance (DPC) d'un convertisseur AC/DC à absorption sinusoïdal de courant

Soutenue publiquement en **29/06/2022** devant le jury composé de :

Dr. M. RACHEDI

Univ. Saida

Président

Dr. T. MOHAMMED CHIKOUCHE

Univ. Saida

Rapporteur

Pr. K. HARTANI

Univ. Saida

Examinateur

Année universitaire 2021/2022

Remerciement

Nous tenons tout d'abord à remercier DIEU le Tout Puissant et Miséricordieux, qui nous a Donné la force et la Patience d'accomplir ce modeste travail.

*Nous tenons à remercier **Docteur Mohammed Chikouche Tarik**, Maître de conférences à l'Université de SAIDA qui a accepté de nous encadrer, et nous lui exprimons particulièrement tout notre reconnaissance pour nous avoir fait bénéficier de ses compétences scientifiques, ses qualités humaines, ses conseils et sa constante disponibilité.*

Nous tenons à exprimer notre profonde reconnaissance à tous les membres de jury :

***Docteur Rachedi et Professeur Hartani Kadda**, pour avoir accepté d'examiner ce travail.*

Nous exprimons nos sincères remerciements à tous nos enseignants pendant toute notre formation universitaire.

A tout qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce travail.

Dédicaces

Je dédie ce travail à ...

Ma mère « M.AICHA » et mon père « ABDELKEDER » qui m'ont donné naissance et l'amour ; ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur soutien moral et physique le long de mes années d'études.

Mes très chères sœurs « Bouchra, Hanane et CAIDIE Fatima, NEGHRACHE Sareh ».

Mes très chers frères. « Belehouele,Abdelouehed, Merzoug, Redouen »

Toute ma famille.

À mon binôme « MAHMOUDI DJIHAN »

À mon fiancé « H .Moussaoui »

FATIMA BOUMAZA

Dédicaces

Je dédie ce travail à...

Ma mère «M. Fadila » et mon père « Maamar » qui m'ont donné naissance et l'amour ; ce qui je ne pourrais jamais exprimer leurs sacrifices, leur soutien moral et physique le long de mes années d'études.

Mes très chères sœurs « Imane, Nour, Hanane amel malki .adel chahinez».

Mes très chers frères. « Abdelmoumen ,Ibrahim»

Toute ma famille.

À mon binôme « BOUMAZA Fatima »

À Walid .boudali

MAHMOUDI DJIHAN KALTHOUME

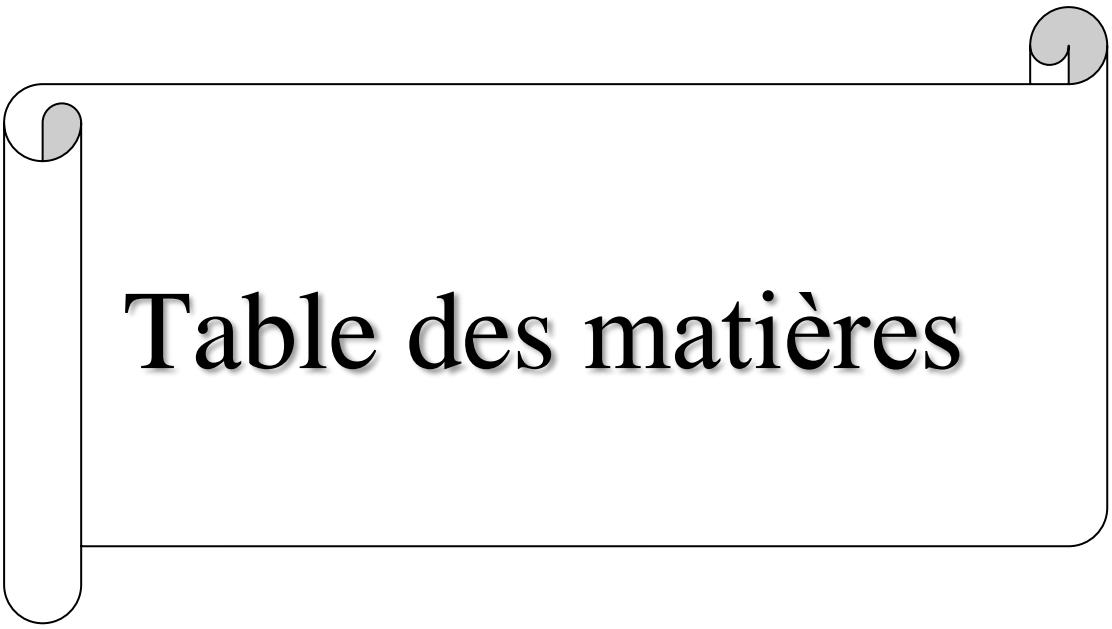


Table des matières

Table des matières

Remercîments	
Dédicaces	
Table des matières	i
Liste des figures.....	iv
Liste des tableaux	v
Liste des symboles et acronymes.....	viii
Introduction générale	1

CHAPITRE 1 : Qualité de l'énergie électrique et problématique des harmoniques

1.1. Introduction.....	4
1.2. La qualité de l'énergie électrique.....	4
1.3. Les harmoniques	6
1.3.1. Définition	6
1.3.2. Origine des harmoniques	6
1.3.2.1. Sources d'harmoniques identifiables.....	7
1.3.2.2. Sources d'harmoniques non identifiables.....	7
1.3.3. Impact des harmoniques.....	8
1.3.3.1. La résonance	8
1.3.3.2. Effets des harmoniques sur les machines tournantes.....	8
1.3.3.3. L'effet des harmoniques sur la centrale statique.....	8
1.3.3.4. Effets des harmoniques sur le matériel d'électronique de puissance.....	9
1.3.4. Caractéristiques des harmoniques	9
1.3.4.1. Taux de distorsion harmonique	9
1.3.4.2. Taux d'harmonique globale de distorsion.....	9
1.3.4.3. Facteur de puissance	9
1.4. Les perturbations harmoniques	10
1.4.1. Les effets des perturbations harmoniques.....	11
1.4.1.1. Les effets instantanés ou à court terme	11
1.4.1.2. Les effets à longue terme.....	12
1.4.2. Solutions de la pollution harmonique.....	13
1.4.3. Les solutions traditionnelles.....	13

1.4.3.1. Avantages du filtrage passif	14
1.4.3.2. Inconvénients du filtrage passif	14
1.4.4. Les solutions modernes.....	14
1.4.4.1. Filtres actifs	15
1.4.4.1.1. Filtre actif parallèle (FAP).....	15
1.4.4.1.2 Filtre actif série (FAS)	16
1.4.4.1.3. Filtre combine parallèle-série(UPQC).....	16
1.4.4.1.4. Filtres actifs hybride	17
a) Filtre actif série avec des filtres passifs parallèle.....	17
b) Filtre actif série en série avec des filtres passifs parallèles.....	17
c) Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.....	18
1.4.4.2. Prélèvement sinusoïdale	18
1.4.4.2.1. Structure de Redresseur utilisant un hacheur BOOST.....	19
1.4.4.2.2. Redresseurs a injection de courant	20
1.4.4.2.3. Redresseurs à MLI	20
a) Redresseur à MLI triphasé de courant.....	21
b) Redresseur à MLI triphasé de tension.....	21
1.5. Conclusion	22

CHAPITRE 2 : Modélisation et commande DPC du redresseur à MLI

2.1 Introduction.....	23
2.2 Redresseurs à MLI.....	24
2.2.1.Description du circuit de puissance d'un redresseur MLI.....	24
2.2.2.Les applications du redresseur à MLI	25
2.2.3. Modes d'opération redressement/régénération.....	25
2.2.4. Etat de l'art de la commande du redresseur à MLI.....	26
2.3. Modélisation d'un redresseur à MLI	28
2.4. Contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur MLI triphasé.....	31
2.4.1. Principe de la commande directe de puissance	31
2.4.2. Estimation de la tension du réseau	32
2.4.3. Expressions des puissances instantanées.....	32
2.4.4. La position angulaire du vecteur de tension.....	33
2.4.5. Régulateurs à hystérésis.....	36
2.4.6. Table de commutation.....	36

2.4.7. Régulation de la tension du bus continu.....	37
2.4.8. Résultats de simulation.....	37
2.5. Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI en utilisant une nouvelle	
Table de commutation	41
2.5.1. Principe de la commande directe de puissance.....	41
2.5.2. Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation.....	42
2.5.3. Résultats de simulation.....	46
2.6 .Conclusion	50

CHAPITRE 3 : Commande prédictive directe de puissance (PDPC) d'un redresseur MLI triphasé

3.1. Introduction	51
3.2. Commande prédictive de puissance	52
3.2.1. Principe de base du contrôle prédictif	53
3.2.2. Stratégie de commande prédictive.....	53
3.2.2.1 Modélisation du système.....	54
3.2.2.2 Fonction de coût	56
3.2.3. Principe de la modulation spatiale de vecteurs.....	58
3.3. Résultats de simulation	63
3.4. Conclusion	67
Conclusion générale	68
Bibliographie	71
Annexe	73



Liste des figures

Liste des figures

Figure 1.1	Onde de tension déformée.....	5
Figure 1.2	Onde de tension déséquilibrée	5
Figure 1.3	Creux de tension	5
Figure 1.4	Décomposition d'un signal déformé par des harmoniques.....	6
Figure 1.5	Inter- harmoniques et infra-harmoniques.....	7
Figure 1.6	Diagramme de Fresnel des puissances	10
Figure 1.7	Filtre passe bande (a), passe haut 1er ordre (b), passe haut 2 ^{eme} ordre.....	14
Figure 1.8	Filtre actif parallèle.....	15
Figure 1.9	Filtre actif série	16
Figure 1.10	Filtre combiné parallèle-série (UPQC)	16
Figure 1.11	Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles.....	17
Figure 1.12	Filtre actif série en série avec des filtres passifs parallèles.....	18
Figure 1.13	Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle	18
Figure 1.14	Structure et principe de commande d'un convertisseur AC/DC avec PFC	19
Figure 1.15	Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant	20
Figure 1.16	Redresseur à MLI structure courant	21
Figure 1.17	Redresseur à MLI structure tension	21

Figure 2.1	Topologie du redresseur à MLI triphasé.....	24
Figure 2.2	Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.....	26
Figure 2.3	Classification des stratégies de commande du redresseur à MLI	27
Figure 2.4	Le schéma bloc de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé.....	31
Figure 2.5	Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plan $\alpha - \beta$	32
Figure 2.6	Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs du pont redresseur	34
Figure 2.7	Schéma de la régulation de la tension du bus continu	37
Figure 2.8	Résultats de simulation	38
Figure 2.9	Contrôle DPC du redresseur à MLI avec la structure proposée.....	42
Figure 2.10	Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteur de tension du Redresseur.....	44
Figure 2.11	Résultats de simulation du contrôle DPC avec nouvelle table de Commutation.....	47
Figure 2.12	Résultats de simulation de l'étude comparative du contrôle DPC	49
Figure 3.1	Principe de la commande prédictive à modèle interne de référence.....	53
Figure 3.2	Schéma bloc de la commande prédictive directe de puissance d'un redresseur MLI.....	54
Figure 3.3	Schéma général de la commande prédictive avec fonction de coût.....	58
Figure 3.4	Représentation du polygone de commutation	59
Figure 3.5	Calcul des temps de commutation T_1 et T_2 du premier secteur.....	60
Figure 3.6	Description des séquences de conduction des interrupteurs.....	63
Figure 3.7	Résultats de simulation.....	66

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau 2.1	Comparaison des stratégies de commande.....	27
Tableau 2.2	Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.....	30
Tableau 2.3	Position du vecteur tension dans l'intervalle $[0,2\pi]$	33
Tableau 2.4	Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs.....	35
Tableau 2.5	Table de commutation classique.....	36
Tableau 2.6	Vecteurs des tensions à l'entrée du redresseur.....	45
Tableau 2.7	Signes de variation des puissances active et réactive pour les 12 secteurs.....	46
Tableau 2.8	La nouvelle table de commutation pour le contrôle DPC du redresseur <i>MLI</i>	46
Tableau 3.1	Calcul des temps de commutation.....	62



Liste des Symboles et Acronymes

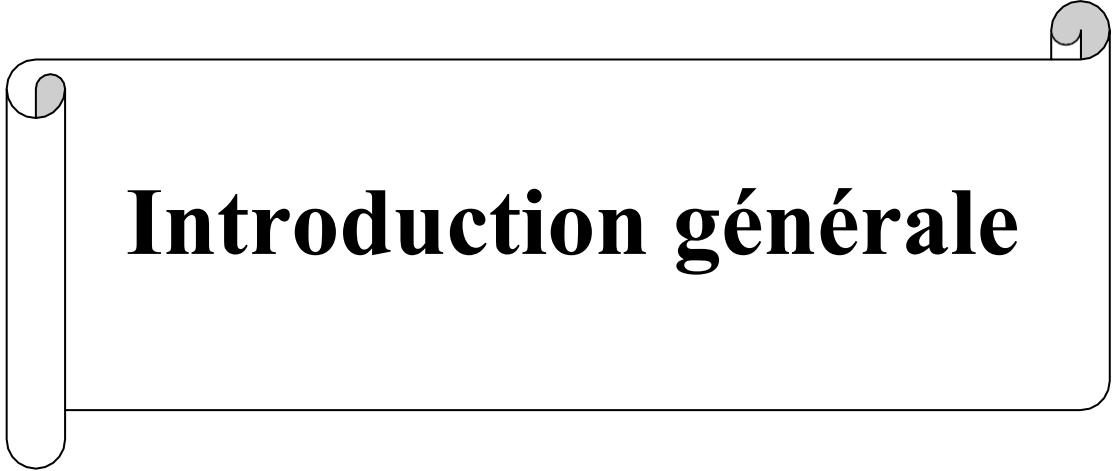
Symboles :

$v_a, v_b, v_c, e_a, e_b, e_c$	Les tensions simples du réseau triphasé d'alimentation [V]
v_{ab}, v_{bc}, v_{ca}	Les tensions composées du réseau triphasé d'alimentation [V]
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	Les tensions simples à l'entrée du redresseur dans le repère (a, b, c) [V]
V_M	L'amplitude des tensions de réseau [V]
v_i	Le vecteur de tension [V]
V_{dc}	La tension du bus continu.[V]
V_{dc}^*	La tension du bus continu de référence [V]
v_α, v_β	Les tensions simples du réseau d'alimentation dans le repère fixe (α, β) [V]
$v_\alpha, v_\beta, e_\alpha, e_\beta$	Les tensions de ligne dans le repère (α, β) [V]
e'_α, e'_β	Les valeurs déphasées des tensions du réseau déséquilibré [V]
i_a, i_b, i_c	Les courants de ligne du réseau triphasé d'alimentation [A]
i_d, i_q	Les tensions de ligne dans le repère tournant (d, q) [A]
i_α, i_β	Les courants de ligne dans le repère (α, β) [A]
i_{dc}	Courant de sortie redressé [A]
i_c	Courant dans le condensateur [A]
i_L	Courant dans la charge [A]
K_i	L'interrupteur du haut
s_a, s_b, s_c	Etats de commutation du redresseur
R	Résistance de la ligne réseau-redresseur [Ω]
L	Inductance totale de la ligne réseau-redresseur [H]
C	Condensateur du redresseur [F]
R_L	Résistance de la charge [Ω]

θ	Position électrique [rd]
θ_n	Nombre des secteurs
S	Puissance apparente [VA]
P	Puissance active instantanée [W]
S	Puissance apparente [VA]
Q	Puissance réactive instantanée [VAR]
Δp	L'erreur de la puissance active [W]
Δq	L'erreur de la puissance réactive [VAR]
$\frac{dp}{dt}, \frac{dq}{dt}$	Variation des puissances active et réactive
H_q, H_p	Les écarts des régulateurs à d'hystérésis
s_p, s_q	Sorties des deux contrôleurs à hystérésis
p^*, q^*	Références de la puissance active et réactive [W],[VAR]
s_p, s_q	Sorties des deux contrôleurs à hystérésis
P^k, Q^k	Les puissances actives et réactives à l'instant d'échantillonnage k [W],[VAR]
P^{k+1}, Q^{k+1}	Les puissances actives et réactives à l'instant d'échantillonnage ($k+1$) [W],[VAR]

Acronymes :

THD	Taux de distorsion harmonique (Total harmonic distortion)
FP	Facteur de puissance
MLI	Modulation de largeur d'impulsions (PWM : Pulse width modulation)
PI	Proportionnel et intégral
IP	Intégral et Proportionnel
AC/DC	Conversion alternative /Continue
VOC	Voltage oriented Control
DPC	Contrôle directe de puissance (Direct power control)
NEW-DPC	Contrôle directe de puissance avec une nouvelle table de commutation
PDPC	Contrôle prédictif directe de puissance
SVM	Modulation vectorielle (space vector modulation)
FAP	Filtre actif parallèle
FAS	Filtre actif série
FPP	Filtre passif parallèle



Introduction générale

Introduction générale

Ces dernières années, l'utilisation croissante des dispositifs de l'électronique de puissance dans les systèmes électriques a entraîné d'énormes problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Ce phénomène touche l'ensemble des secteurs industriels, tertiaire et domestique utilisant des charges non linéaires.

Ces charges non linéaires, d'une part, absorbent des courants non sinusoïdaux, qui à leurs tour circulent dans les lignes électriques et déforment la tension du réseau à travers l'impédance de court -circuit de celle-ci. et d'autre part, consomme de la puissance réactive qui a pour conséquence de dégrader le facteur de puissance. Les déformations du courant et de la tension ont bien entendu des conséquences néfastes sur les équipements électriques, lesquelles peuvent aller d'un fort échauffement ou d'un arrêt soudain des machines tournantes jusqu'à la destruction totale de ces équipements [Dou-16]. .

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 [Bel-20]. .

L'utilisation croissante dans le secteur industriel de systèmes alimentés électriquement et pilotables, motivée par l'amélioration de leurs performances, a conduit à une prolifération de convertisseurs statiques. Aujourd'hui, le nombre de ces dispositifs raccordés aux réseaux électriques. Parmi ces structures les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur de tension à MLI [Bou-09].

Les travaux de recherche concernant les redresseurs à MLI ont connu une croissance rapide au cours de ces dernières années. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC sont devenus un domaine de recherche attractif et de grand intérêt, pour leurs applications industrielles et domestiques diverses et des avantages qu'ils offrent, à savoir : la possibilité de génération de l'énergie, le contrôle de la tension du bus continu sur une large gamme, l'absorption des courants sinusoïdaux, et la possibilité de fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité. De nombreuses stratégies de commande ont été proposées récemment dans la littérature pour ce type de convertisseur. Elles peuvent être classées, en fonction de la nature de la boucle de régulation utilisée, en deux catégories:

- VOC (Voltage Oriented Control) : similaire à la commande vectorielle des machines électriques. Il consiste à orienter le vecteur des courants absorbés par le redresseur à MLI dans la même direction que celle du vecteur des tensions du réseau, par le biais de deux boucles de régulation de courant dans le repère synchrone d-q.
- DPC contrôle direct de puissance (Direct Power Control) : développé par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des machines électriques. Il s'articule autour de deux boucles de contrôle direct des puissances instantanées actives et réactives.

Au fil des années, diverses stratégies ont été proposées dans le domaine de la commande du redresseur à MLI triphasé. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance proche de l'unité et une forme d'onde quasi sinusoïdale des courants absorbé [Bou-09].

Dans ce mémoire nous allons proposer une structure de DPC, qui permet d'obtenir des courants de réseau sinusoïdaux. Une amélioration est introduite dans la structure de cette DPC, en proposant la PDPC (commande prédictive directe de puissance) comme une alternative puissante à la DPC classique et la DPC améliorée, car elle est plus précise et efficace dans la sélection de vecteurs. Par la sélection du meilleur vecteur de tension en minimisant une fonction de coût constituée d'erreurs de puissance et par l'incorporation de la modulation vectorielle spatiale (SVM), de meilleures performances en régime permanent en termes d'ondulations de puissance et d'harmoniques de courant sont obtenues. L'efficacité de cette structure de DPC est validée par des tests de simulation.

De façon à atteindre les objectifs de nos recherches, le travail de ce mémoire est divisé en trois chapitres :

Dans **le premier chapitre**, nous aborderons en premier lieu les différentes perturbations affectant la qualité de l'énergie électrique en particulier la pollution harmonique. Les origines, les conséquences et les normes inhérentes à cette dernière sont analysées. Nous présenterons aussi, les solutions traditionnelles et modernes de la dépollution harmonique. Finalement, nous présenterons parmi les solutions modernes, le redresseur à MLI.

Dans **deuxième chapitre**, nous présenterons le modèle mathématique du redresseur à MLI et le principe de la commande directe de puissance avec une table de commutation classique. Par la suite le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées en appliquant une nouvelle table de commutation sera élaboré. Dans ce contexte, notre contribution portera sur l'élaboration d'une nouvelle table de commutation. Avec cette nouvelle table, on a pu assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, une bonne régulation de la tension du bus

Introduction générale

continu et une amélioration de la forme d'onde des courants du réseau. Une comparaison entre les deux structures sera illustrée dans la fin du chapitre par une série de simulations.

Le **dernier chapitre** sera entièrement consacré à la commande prédictive directe de puissance (PDPC) du redresseur MLI. Un modèle mathématique approprié sera établi et analysé en détail, pour prédire les valeurs futures des puissances active et réactive. Le meilleur vecteur de tension sera sélectionné, en minimisant une fonction de coût constituée d'erreurs de puissance permettant de déterminer le vecteur de commande optimal, parmi l'ensemble des vecteurs possibles à appliquer à l'entrée du redresseur durant chaque période de commutation. En introduisant le contrôle par modulation vectorielle (SVM) dans la PDPC, on a obtenu une réduction de l'ondulation de puissance et des courants de réseau quasi sinusoïdales.

Les résultats de simulation ont montré que la DPC prédictive apporte une amélioration sur les performances du système et une certaine robustesse par rapport à la DPC proposée classique et améliorée. Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturant le contenu de ce mémoire.

CHAPITRE 1

*Qualité de l'énergie électrique et
problématique des harmoniques*

1.1. Introduction

Depuis de nombreuses années, le distributeur d'énergie électrique s'efforce de garantir la qualité de la fourniture d'électricité. Les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle.

Nous commencerons ce chapitre par un exposé des principaux défauts affectant la tension et le courant du réseau électrique. Nous parlerons également de leurs origines, des conséquences matérielles. Nous discuterons ensuite des solutions traditionnelles et modernes utilisées pour pallier aux problèmes liés aux perturbations harmoniques. Finalement, nous exposerons le principe de fonctionnement du filtre actif parallèle, filtre utilisé et développé tout au long de ce mémoire [Oul-05].

1.2. La qualité de l'énergie électrique :

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristique sont les suivants [Bou-09] :

- La fréquence.
- L'amplitude des trois tensions.
- La forme d'onde.
- Le déséquilibre

Tout phénomène physique affectant une ou plusieurs de ces caractéristiques peut être considéré comme perturbation. En pratique, ces perturbations sont classées selon la durée du phénomène. Ainsi, il est possible de distinguer

[Bel-20][Bou-10] [Oul-05] :

- ❖ 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.

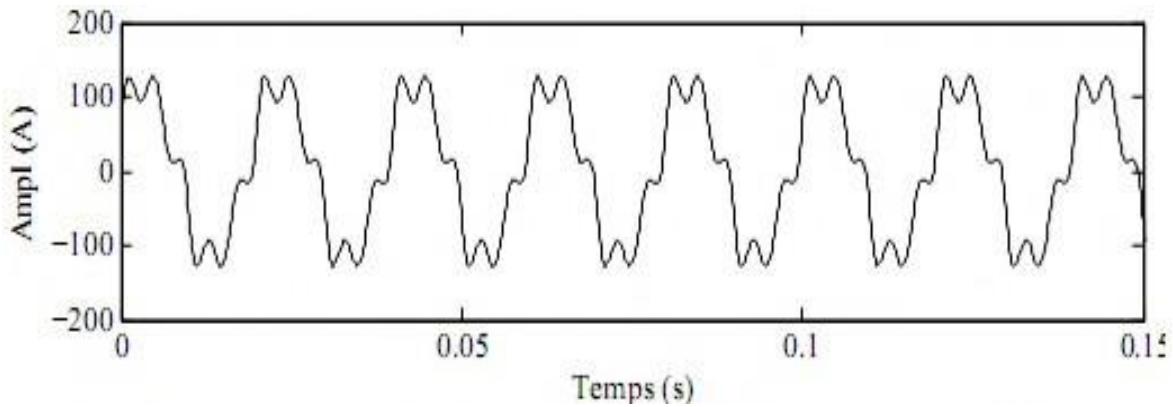


Figure 1.1 : Onde de tension déformée.

- ❖ 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.

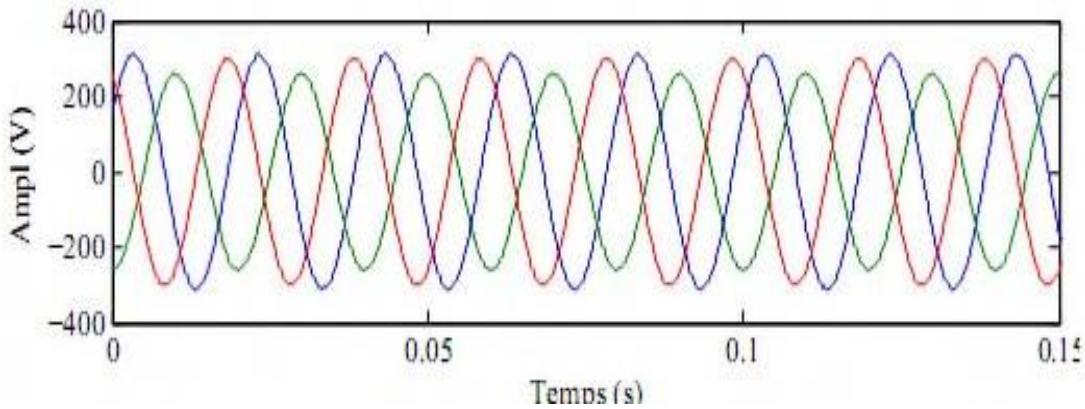


Figure 1.2 : Onde de tension déséquilibrée.

- ❖ 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.

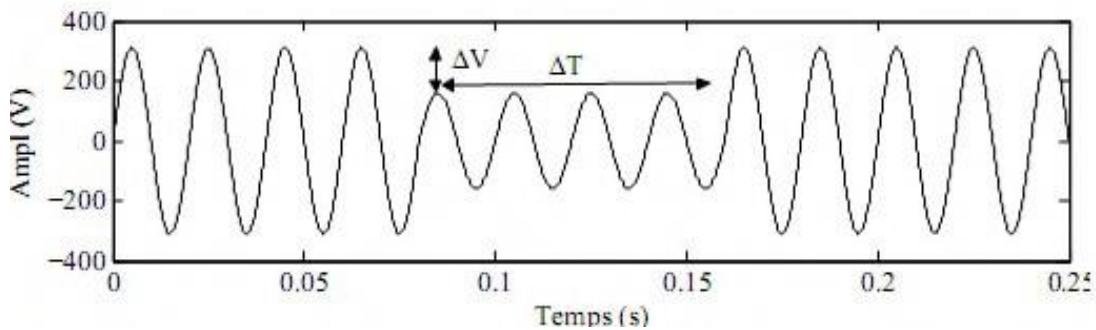


Figure 1.3 : Creux de tension.

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

1.3. Les harmoniques

1.3.1. Définition :

Les harmoniques sont des signaux de fréquence multiple de la fréquence industrielle. Ils sont générés par des charges dites non-linéaires. Certains appareils ne présentent pas une impédance constante durant la durée de l'alternance de la sinusoïde de tension à 50 Hz. Ils absorbent alors un courant non sinusoïdal qui se propage dans le réseau et déforme ainsi l'allure de la tension. Une tension ou un courant déformé par rapport à la sinusoïde de référence peut être décomposé en une somme de signaux sinusoïdaux de fréquence multiples à celle du fondamental.

Les inters harmoniques sont des signaux non multiples de la fréquence industrielle. Les variateurs de vitesses pour machines asynchrones, les fours à arcs sont les principaux générateurs d'inter harmoniques [Bou-09].

1.3.2. Origine des harmoniques :

Les harmoniques sont générées par des charges non linéaires absorbant un courant non sinusoïdal. Actuellement, les équipements à base de thyristors constituent la principale source de ces harmoniques. Ces appareils, dont les caractéristiques électriques varient avec la valeur de la tension, sont assimilables à des générateurs de courant harmonique : appareils d'éclairage fluorescent, variateurs de vitesse, redresseurs, téléviseurs, ordinateurs, etc. [You-08]. La figure 1.4 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 [Bel-20].

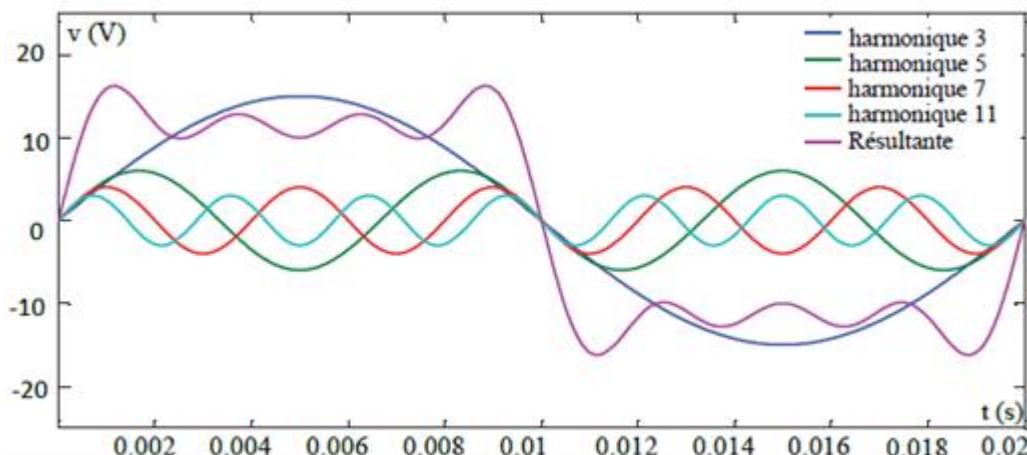


Figure 1.4 : Décomposition d'un signal déformé par des harmoniques.

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, 170Hz. 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 [Bel-20] [Bou-18].

Une synthèse des infra-harmoniques et des inter-harmoniques est présentée dans la figure 1.5.

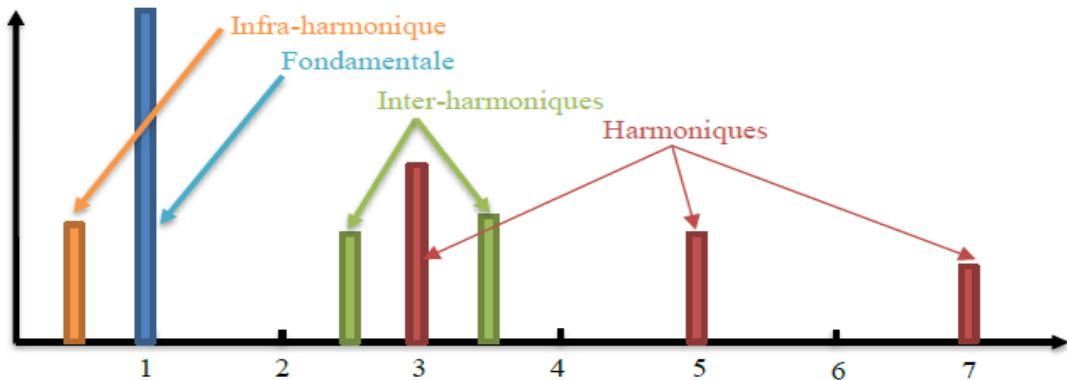


Figure 1.5 : Inter- harmoniques et infra-harmoniques.

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 de courant harmoniques qui se distinguent en deux types [Bel-20]:

1.3.2.1. 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 [Oul-05] [Bel-20].

1.3.2.2. 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 microordinateurs 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 mais non négligeable vu-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 [Oul-05][Bel-20].

1.3.3. 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 [Cha-12] [Alo-11] [Kho-06]:

1.3.3.1. 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.

1.3.3.2. 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.

1.3.3.3. 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.

1.3.3.4. Effets des harmoniques sur le matériel d'électronique de puissance:

Les tensions harmoniques peuvent perturber les dispositifs de régulation de 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.

1.3.4. Caractéristiques des harmoniques

Un récepteur d'énergie électrique se comporte comme une charge polluante s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou déséquilibrés ou consomme de l'énergie réactive. Les perturbations harmoniques sont caractérisées par le taux de distorsion harmonique (THD) de la tension ou du courant, par rapport à leurs une onde fondamentales respectives.

La consommation de l'énergie réactive est évaluée par le facteur de puissance ($\cos\varphi$) [Mou-16] [Dou-16].

1.3.4.1. Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion est un paramètre qui définit globalement la déformation de la grandeur alternative :

$$S_h = \frac{X_h}{X_1} \quad (1.1)$$

X_h : composante harmonique de rang h ;

X_1 : composante fondamentale.

1.3.4.2 Taux d'harmonique global de distorsion

Le taux d'harmonique de distorsion global (THD) définit la déformation de la grandeur alternative :

$$\text{THD}(\%) = 100 * \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{n=\infty} X_k^2}{X_1^2}} \quad (1.2)$$

1.3.4.3 Le facteur de puissance :

Le facteur de puissance ($\cos\varphi$) est exprimé par le rapport de la puissance active (P) sur la puissance apparente (S). Les équipements électriques sont dimensionnés, généralement, pour les valeurs nominales de la tension et du courant. Un faible facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements [Mou-16].

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2}} \quad (1.3)$$

Où : Q : représente la puissance réactive.

En présence des harmoniques, la puissance déformante (D) donnée par la relation (1.4) apparaît.

$$D = 3 \cdot v \sqrt{\sum_{h=2}^{50} i_h^2} \quad (1.4)$$

Où :

v : Valeur efficace de la tension du réseau électrique.

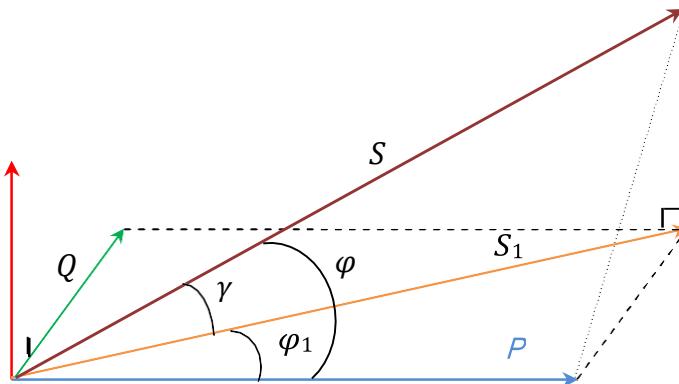


Figure. 1.6 : Diagramme de Fresnel des puissances

Ainsi le facteur de puissance devient:

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2+Q^2+D^2}} = \cos\varphi_1 \cos\gamma \quad (1.5)$$

φ : déphasage entre la puissance active P et la puissance apparente (S).

φ_1 : déphasage entre la puissance active P et la puissance apparente (S_1).

γ : déphasage entre la puissance apparente dans le cas d'un système linéaire et celle dans le cas d'un système non-linéaire.

1.4. Les perturbations harmoniques :

L'utilisation croissante dans les appareils industriels ou domestiques de systèmes commandés à base d'électronique de puissance entraîne de plus en plus de problèmes de perturbations au niveau des réseaux électriques. Ces convertisseurs statiques apportent une souplesse d'utilisation, des fonctionnalités supplémentaires, une augmentation de la fiabilité, le tout avec un rendement élevé. De plus, avec la généralisation de leur utilisation, les coûts de ces modules d'électronique de puissance ne cessent de baisser. L'inconvénient de ces dispositifs c'est qu'ils se comportent comme des charges non linéaires et absorbent des courants avec des formes d'ondes différentes des tensions d'alimentation. Dans ce cas, l'évolution des courants n'est pas liée directement aux variations sinusoïdales des tensions.

Ces courants périodiques mais non sinusoïdaux circulent au travers des impédances des réseaux et donnent naissance à des tensions non sinusoïdales et des déséquilibres qui viennent se superposer à la tension initiale au point de raccordement. Ils peuvent générer aussi une consommation de puissance réactive. Ces perturbations périodiques régulières sont désignées comme des perturbations harmoniques.

L'étude de ces signaux se ramène à l'analyse d'une série d'harmoniques ou à une décomposition en série de Fourier. Cette étude aboutit à une décomposition harmoniques, avec le plus souvent une représentation spectrale en fréquence, une détermination des valeurs efficaces et des taux de distorsion aussi bien en courant qu'en tension et une évaluation des puissances transitées en présence d'harmoniques. Ces perturbations ont des conséquences préjudiciables sur le bon fonctionnement des appareils électriques et ont des effets à la fois instantanées et à long terme [Dou-16]. .

1.4.1. Les effets des perturbations harmoniques :

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités tels que les déformations des formes d'ondes entraînant des dysfonctionnements, l'augmentation des valeurs crêtes créant des claquages de diélectriques ou des valeurs efficaces induisant des échauffements et donc des pertes supplémentaires aussi bien en courant qu'en tension, ainsi qu'un étalement spectrale provoquant des vibrations et des fatigues mécaniques. L'ensemble de ces effets ont un impact économique non négligeable à cause des surcoûts, de la dégradation du rendement énergétique, du surdimensionnement, des pertes de productivité ou des déclenchements intempestifs qu'ils entraînent. Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types [Dou-16] [Mou-16].

1.4.1.1. Les effets instantanés ou à court terme :

- Dysfonctionnement des dispositifs de commande ou de régulation (détection du passage par zéro, ...),
- Pertes de précision dans les appareils de mesure (compteur d'énergie, instrumentation, ...),
- Vibrations dans les moteurs électriques alternatifs à cause des couples mécaniques pulsatoires dus aux champs tournants harmoniques,
- Vibrations, bruits acoustiques dans les transformateurs ou les inductances dus aux efforts électrodynamiques proportionnels aux courants harmoniques,
- Déclenchement intempestif des circuits de protection,

- Perturbations induites dans les liaisons par courant faible sous forme de bruits par couplage électromagnétique (contrôle-commande, télécommunication, téléphonie, réseaux locaux, ...),
- Interférences avec les systèmes de télécommande à distance utilisés par les distributeurs d'énergie.
- Effets de papillotement (flicker) au niveau des éclairages et des affichages des appareils électroniques.

1.4.1.2. Les effets à long terme :

- vieillissement prématué des moteurs électriques alternatifs du fait des pertes cuivre et fer supplémentaires, dû à la différence importante de la vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor,
- échauffements et pertes joules supplémentaires des câbles et des équipements entraînant des déclassements du matériel avec des surdimensionnements,
- surchauffe du neutre. En effet, dans un système triphasé équilibré, les tensions sont déphasées de 120° si bien que lorsque les charges sont égales, le courant résultant dans le neutre est nul. Toutefois, si les courants de phases s'annulent, ce n'est pas le cas des courants harmoniques. Ces courants qui sont des multiples impairs de la fréquence du courant de phase s'ajoutent dans le conducteur neutre. Ainsi le courant résultant dans le neutre représente l'addition des courants harmoniques de rang trois et multiple de trois.
- échauffements supplémentaires des condensateurs par conduction et par hystérésis dans le diélectrique qui peuvent conduire au claquage,
- pertes supplémentaires dans les transformateurs ou les inductances dues à l'effet de peau dans le cuivre, à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le circuit magnétique,
- fatigue mécanique des équipements à cause des vibrations et des couples pulsatoires
- risque d'excitation de résonance : les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les câbles sont normalement élevées, ce n'est pas le cas lorsque des batteries de condensateurs sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance. Les fréquences peuvent devenir assez faibles et coïncider avec celles des harmoniques engendrés par convertisseurs statiques.

Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification d'harmoniques qui peuvent entraîner des destructions [Dou-16].

1.4.2. Solutions de la pollution harmonique :

Le respect des normes de la qualité de l'énergie électriques impose, si une charge non linéaire est connectée au réseau électrique, de concevoir un système qui restreint la dissipation des composants harmoniques. Deux types de solutions sont envisageables, la première consiste à utiliser des convertisseurs statiques moins ou peu polluants, tandis que la seconde consiste en la mise en œuvre d'un filtrage des composants harmoniques. La première classe de solutions s'intéresse la conception des circuits, tandis que la seconde consiste à compenser les courants ou les tensions 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 :

- Du côté de la source en filtrant la tension du réseau ou en améliorant le réseau de transport et de distribution.
- 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 [Bel-20].

Deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations peuvent être distingués.

- Les solutions traditionnelles (filtres passifs) qui sont les plus utilisés industriellement,
- Les solutions modernes (filtre actifs) qui sont conçus afin de surmonter les limitations des filtres passifs.

1.4.3. Les solutions traditionnelles :

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électrotechniciens. 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 1.7 [Bel-20] [Bou-18].

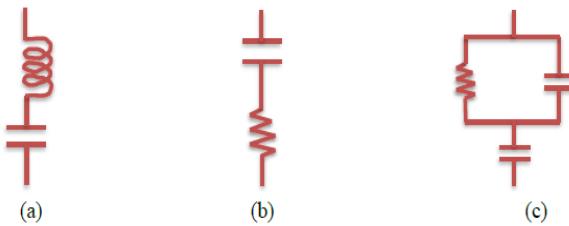


Figure 1.7 : Filtre passe bande (a), passe haut 1er ordre (b), passe haut 2^{eme} ordre

1.4.3.1 Avantages du filtrage passif :

Malgré leurs plages de filtrages restreintes, ils sont surtout utilisés pour [Bel-20] :

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

1.4.3.2 Inconvénients du filtrage passif :

Quelques inconvénients majeurs des filtres passifs sont cités ci-dessous [Mou-20]:

- une connaissance approfondie de la configuration du réseau électrique est nécessaire ;
- La variation de l'impédance du réseau peut détériorer les performances du filtre ;
- Le réseau peut former un système résonnant avec un filtre et les fréquences voisines de la fréquence de résonance sont amplifiées ;
- Equipement volumineux ;
- Inadaptabilité et perte d'efficacité lorsque les caractéristiques du réseau électrique évoluent.

1.4.4. Les solutions modernes :

L'exploitation de la bonne qualité d'énergie électrique avec un faible coût a fait l'objet d'une demande croissante de la part des industriels. Le but principal des chercheurs dans le domaine de l'électronique de puissance est de satisfaire les industriels par l'utilisation des solutions plus efficaces et économiques. Les progrès remarquables réalisés d'une part dans le domaine des composants semi-conducteurs, comme les IGBT, IGCT, GTO et MOSFET, ainsi que la maîtrise de leur mise en œuvre et d'autre part l'existence de nouvelles méthodes de traitement analogique et numérique du signal, ont permis l'émergence de moyens modernes et efficaces pour faire face aux différentes perturbations (harmoniques, puissance réactive, fluctuations, creux de tension) affectant les systèmes électriques [Sha-06][Gh0-19]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer [Bou-10]:

- Les filtres actifs de puissance : parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures ;
- Les alimentations sans interruption ou de secours ;

- les dispositifs FACTS (Flexible Alternating Current Transmission Systems)
- Les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.

1.4.4.1. Filtres actifs :

Les solutions traditionnelles de dépollution ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger. Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs de puissance sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [Gh0-19]. En fonction de leur mode de connexion au réseau, on distingue :

1.4.4.1.1 Filtre actif parallèle (FAP) :

Le filtre actif parallèle est constitué d'un onduleur de tension et d'un filtre inductif en sortie. Ainsi, l'inductance en sortie de l'onduleur donne la nature de source de courant du filtre actif. Dans le cas où le réseau alimente plusieurs charges polluantes, il est préférable d'utiliser un seul filtre actif pour toutes charges car, dans ce cas, le cout du filtrage est moindre [Cha-10]. Ce filtre injecte dans le réseau, des courants perturbateurs égaux à ceux absorbés par la charge polluante, mais en opposition de phase avec ceux-ci. Le courant côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi, l'objectif du filtre actif parallèle consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés) produits par des charges polluantes, et de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [Ala-12]. Le schéma de principe du FAP est donné par la figure 1.8.

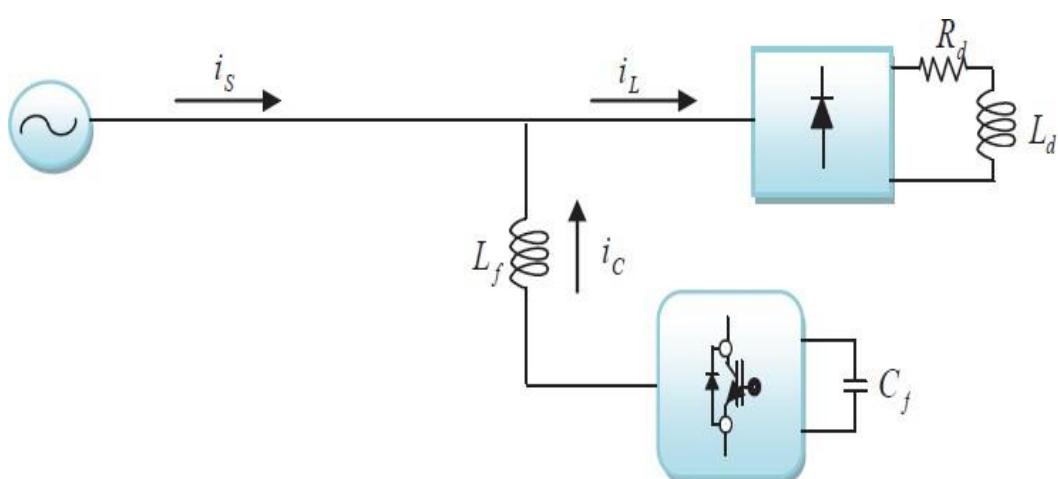


Figure 1.8 : Filtre actif parallèle

1.4.4.1.2 Filtre actif série (FAS) :

Le but du filtre actif série figure (1.9) est de créer une impédance en série avec le réseau qui sera nulle pour la fondamentale et de valeur élevée pour les harmoniques. Il est destiné à protéger les installations sensibles aux perturbations provenant du réseau telles que les harmoniques en tension, les surtensions, déséquilibres et creux de tension. En revanche, le filtrage série ne permet pas de compenser les courants harmoniques consommés par la charge. En plus, ce filtre nécessite protection complexe contre les courts-circuits des réseaux. En effet, lors d'un court-circuit coté réseau, ce dernier peut être amené à supporter tout le courant de court-circuit [Dou-16].

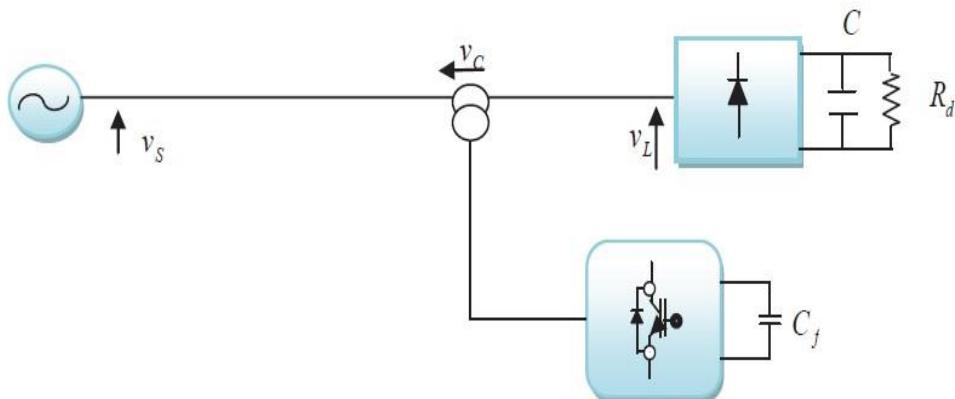


Figure 1.9 : Filtre actif série

1.4.4.1.3 Filtre combiné parallèle-série (UPQC) :

L'UPQC (Unified Power Quality Conditioner) est principalement la combinaison de deux filtres actifs série et parallèle (Figure 1.10) qui partagent la même capacité sur le bus continu [Cha-10]. Ce type de dispositif est capable à la fois de régler la tension du réseau et d'éliminer les harmoniques. Il est considéré comme le plus puissant dispositif et il est capable d'effectuer efficacement toutes les tâches de conditionnement de puissance. Cependant, son prix important et la complexité de commandes de nombreux interrupteurs limitent son utilisation à des applications critiques comme l'équipement médical.

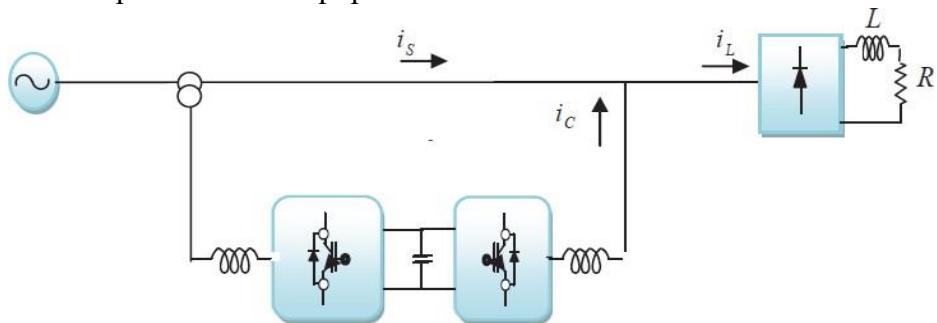


Figure 1.10 : Filtre combiné parallèle-série (UPQC)

1.4.4.1.4 Filtres actifs hybride:

Afin de réduire le dimensionnement et par conséquent le prix des filtres actifs, l'association de filtres actifs de faible puissance à des filtres passifs peut être une solution. Dans ce cas, les filtres passifs ont pour rôle d'éliminer les harmoniques prépondérants permettant de réduire le dimensionnement des filtres actifs qui ne compensent que le reste des perturbations. Plusieurs configurations ont été présentées dans la littérature, les plus étudiées étant [Dou-16][Ala-12] :

- Le filtre actif série avec des filtres passifs parallèles,
- le filtre actif série connecté en série avec des filtres passifs parallèles,
- le filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle.

a) Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

Le rôle du filtre actif série dans ce cas est d'empêcher les courants harmoniques de circuler vers le réseau et de les obliger à passer par les filtres passifs raccordés à leurs fréquences comme le montre la figure 1.11 [Ala-12].

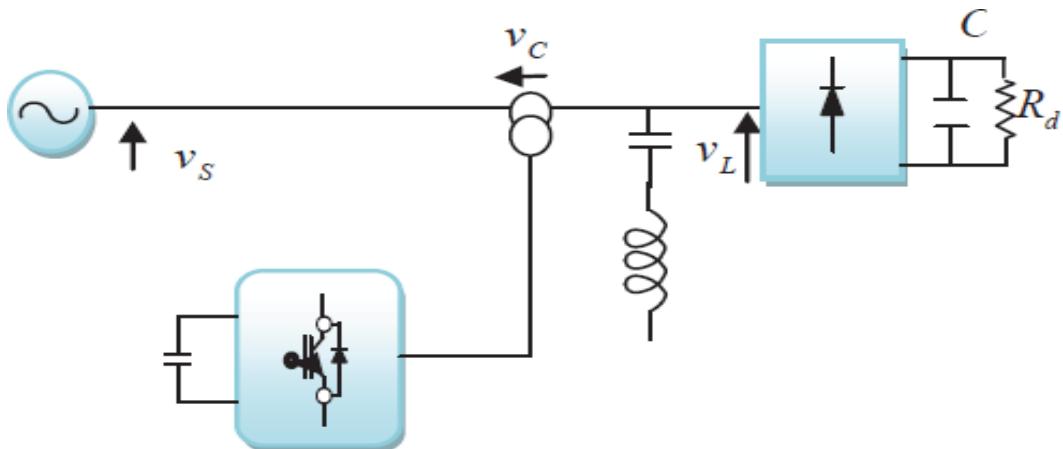


Figure 1.11 : Filtre actif série avec des filtres passifs parallèles

b) Filtre actif série en série avec des filtres passifs parallèles

Le principe de fonctionnement de cette configuration présentée sur la figure (1.12), est la même que la précédente avec l'avantage de réduire encore le dimensionnement du filtre actif série car le courant qui le traverse est plus faible. De plus, le filtre actif série est à l'abri d'un éventuel court-circuit de la charge [Ala-12].

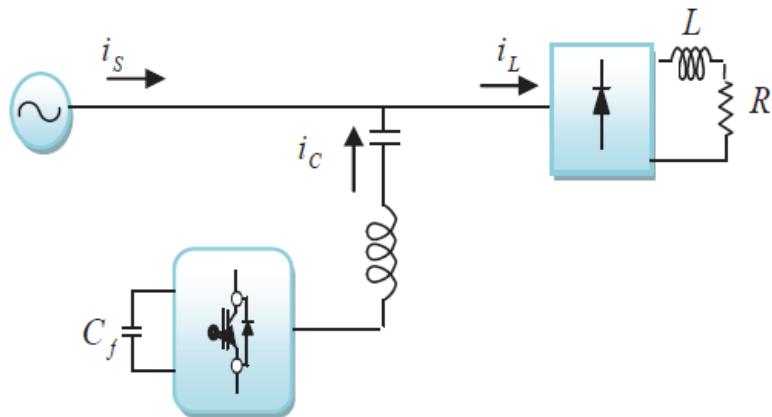


Figure 1.12 : Filtre actif série en série avec des filtres passifs parallèles

c) Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

Le rôle du filtre actif parallèle dans cette configuration, montrée en figure (1.13), est la compensation des courants harmoniques basses fréquences émis par la charge polluante. Le filtre passif accordé sur une fréquence élevée, élimine les harmoniques hautes fréquences y compris ceux créés par le filtre actif parallèle [Ala-12].

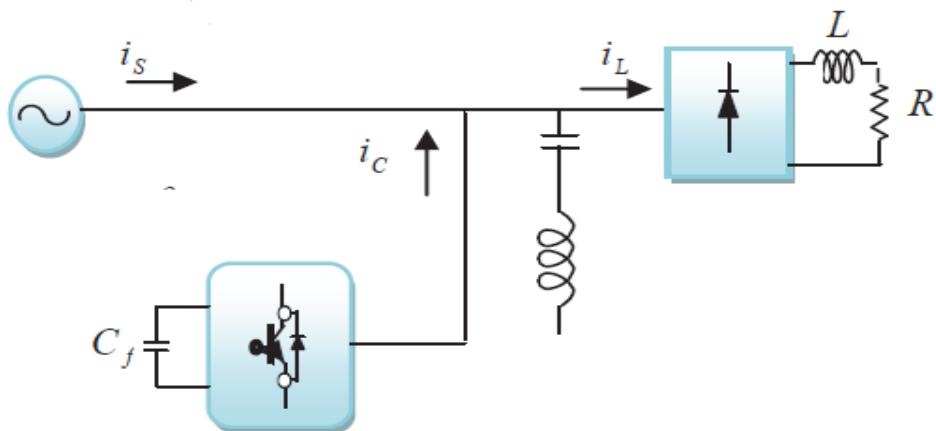


Figure 1.13 : Filtre actif parallèle avec un filtre passif parallèle

1.4.4.2. Prélèvement sinusoïdal

Le prélèvement d'un courant sinusoïdal engendre une nouvelle structure de conversion AC/DC, différente de la version classique, où le courant peut être contrôlé. Les techniques de prélèvement sinusoïdal s'appliquent aux structures monophasées et triphasées. Dans ce contexte, plusieurs structures ont été développées et présentées dans la littérature, ayant pour objectif d'assurer un facteur de puissance unitaire [Bou-10].

1.4.4.2.1. Structure de 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 ainsi que son principe de commande sont illustrés sur la figure 1.11. 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. L'amplitude de cette référence est fournie par la boucle d'asservissement de la tension du bus continu, tandis que la forme sinusoïdale est obtenue par l'intermédiaire d'une *PLL* synchronisée avec le réseau d'alimentation.

Cette solution garantit l'obtention d'un facteur de puissance unitaire pour le terme fondamental au niveau du réseau [Beg-09] [Gho-19].

Il convient aussi de noter que cette structure est réalisée à partir d'un pont redresseur monophasé. Dans le cas d'un réseau triphasé, un seul interrupteur doit contrôler les trois courants absorbés. Ceci rend la commande très complexe et beaucoup moins performante. Pour cette configuration, on privilégie plutôt l'utilisation du redresseur à injection de courant ou redresseur à *MLI* [Bou-10].

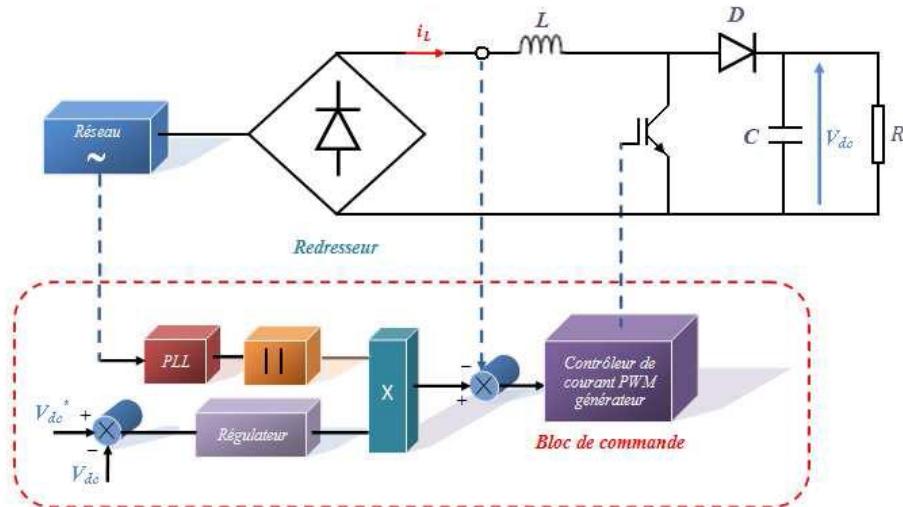


Figure 1.14 : Structure et principe de commande d'un convertisseur AC/DC avec PFC.

1.4.4.2.2. Redresseurs à injection de courant

Les structures à injection de courant sont apparues au début des années 1990, suite à des tentatives d'améliorer les performances des convertisseurs AC/DC déjà présents. La structure à injection de courant dans le réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la figure 1.12. Un circuit de modulation crée, par le procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes, un courant qui est injecté au réseau d'alimentation à l'aide d'un circuit de distribution. L'injection d'un tel courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. Plusieurs variantes de ce type de convertisseur existent actuellement ; elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs [Gho-19].

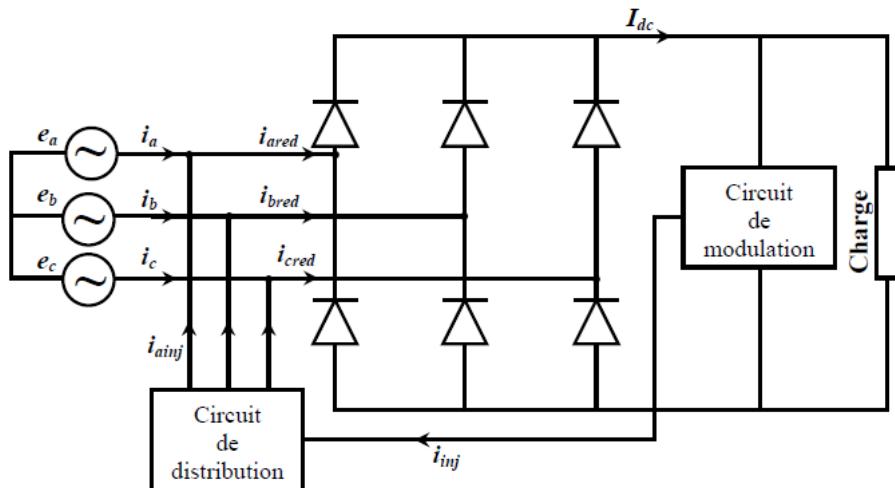


Figure 1.15 : Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.

1.4.4.2.3. Redresseurs à MLI

Cette structure fait appel à un onduleur à *MLI* fonctionnant en redresseur, désigné sous le nom redresseur à modulation de largeur d'impulsion (*MLI*) également appelé redresseur à *PWM* (Pulse Width Modulation). Ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Selon le type d'onduleur utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs *MLI* [Gho-19]:

- Redresseur *MLI* de courant,
- Redresseur *MLI* de tension.

a) Redresseur à MLI triphasé de courant

Dans cette structure, la source alternative triphasée associée au filtre «RL» se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension (Figure 1.19). L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée [Bou-10].

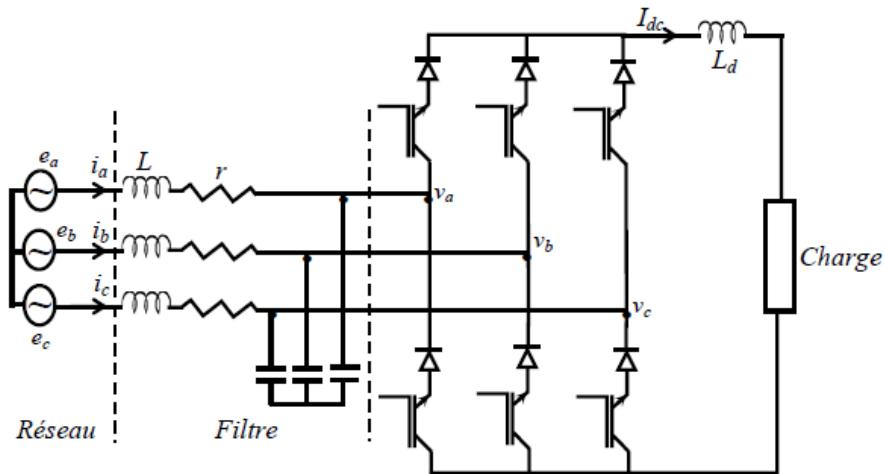


Figure 1.16 : Redresseur à MLI structure courant

b) Redresseur à MLI triphasé de tension

Dans cette structure la source alternative triphasée associée au filtre «LC» se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant (Figure 1.20). Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie [Gho-19].

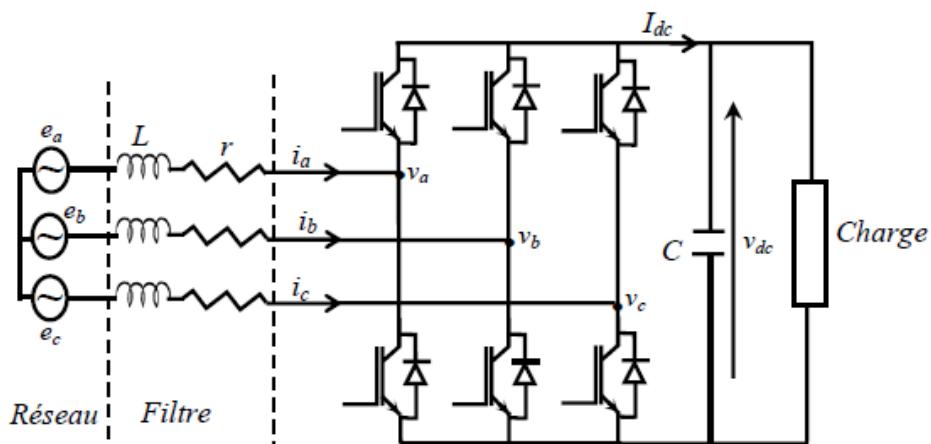


Figure 1.17 : Redresseur à MLI structure tension.

1.5. 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 ce contexte, nous avons pu mettre en évidence la contribution de l'électronique de puissance dans la lutte contre les harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique. C'est pour cela on a recourt aux autres solutions qu'on va entamer dans le deuxième chapitre.

.



CHAPITRE 2

Modélisation et commande DPC du redresseur à MLI

2.1. Introduction :

Au cours de ces dernières années, des travaux de recherche importants ont été menés sur les stratégies de contrôle des convertisseurs MLI triphasés. Ces stratégies proposées peuvent être classées selon l'utilisation des régulateurs de boucle de courant ou de régulateurs de puissances active / réactive. Il existe deux stratégies de commandes communes, un contrôle orienté en tension (VOC) et un contrôle de puissance directe (DPC). La commande VOC peut contrôler indirectement les puissances active et réactive d'entrée en commandant le courant d'entrée du convertisseur MLI. Cela permet d'obtenir de bonnes réponses stables et dynamiques. Cependant la performance de commande VOC repose largement sur le contrôle du courant interne et l'ajustement d'un PI précis. La commande DPC est un autre type de stratégie de contrôle de haute performance pour les convertisseurs MLI basés sur la théorie de la puissance instantanée proposée pour la première fois dans et plus clairement présenté dans. L'idée de base de cette commande est de choisir le meilleur état de commutation des commutateurs de puissance à travers une table de commutation avec des comparaisons d'hystérésis pour maintenir un courant purement sinusoïdal et atteindre aussi un facteur de puissance unitaire. Bien que la DPC ait été considérée comme un système de commande puissant et robuste pour les convertisseurs MLI, les ondulations de puissance élevées et la fréquence de commutation variable sont les deux inconvénients les plus notables de la commande DPC conventionnel.

Afin d'améliorer les performances du DPC, une nouvelle table de commutation est étudiée dans ce chapitre, basé sur l'analyse du changement de puissance active et réactive, afin de sélectionner le vecteur tension optimal du redresseur. L'objectif de cette méthode est également d'éliminer le courant harmonique et donc de réduire la distorsion harmonique totale du courant de ligne et d'améliorer le facteur de puissance [Chi 3-18].

Dans ce chapitre, nous présenterons une étude détaillée sur la commande DPC conventionnelle ainsi que à base d'une nouvelle table de commutation. Le principe et les étapes de modélisation de la commande DPC sont développés. A la fin, nous présenterons les résultats de simulation obtenus de la commande DPC d'un redresseur à MLI triphasé.

2.2. Redresseurs à MLI

Ce sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsions, utilisant des composants semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture, telles que les transistors IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) ou les thyristors GTO (GateTurn-Off).

L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique en prélevant des courants d'allure sinusoïdale, mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives.

2.2.1. Description du circuit de puissance d'un redresseur MLI

Largement décrit dans la littérature, les redresseurs MLI sont des onduleurs utilisés à l'envers qui permettent de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif, comme les redresseurs à diodes munis des filtres, mais en absorbant sur le dit réseau des courants sinusoïdaux, à facteur de puissance unitaire, il sont entièrement réversibles.

La partie puissance d'un redresseur à MLI comporte six transistors de puissance avec des diodes en antiparallèle pour assurer la conversion bidirectionnelle de la puissance ainsi que la génération de la MLI. La Figure 2.1, montre le schéma du redresseur MLI triphasé de tension sur lequel est basée notre étude [Har-10].

Il est construit à base des composants semi-conducteurs bidirectionnels (conduisant le courant dans les deux directions grâce aux diodes en antiparallèles) et commandés à l'ouverture et à la fermeture. Il est associé généralement à deux étages passifs l'un du côté continu et l'autre du côté alternatif. L'étage passif du côté alternatif, a comme fonction principale le filtrage. Celui du côté continu a une double fonction, le stockage d'énergie et le filtrage de la tension continue, c'est des condensateurs qui assurent ces fonctionnalités [Gho-19].

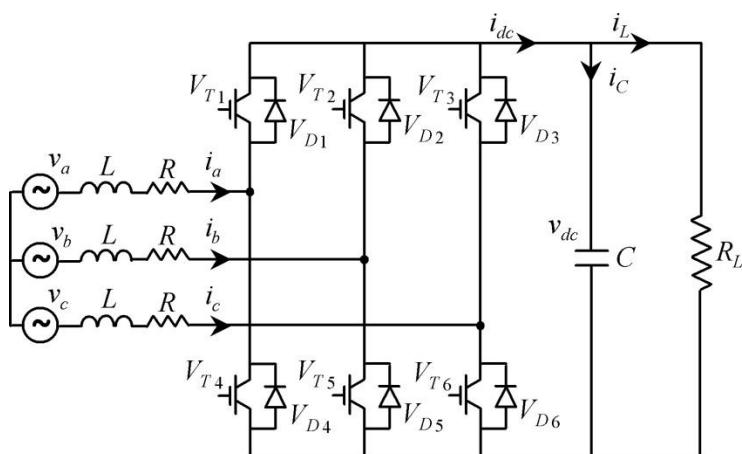


Figure 2.1 : Topologie du redresseur à MLI triphasé.

2.2.2 Les applications du redresseur à MLI

Ces convertisseurs sont présents dans de nombreux équipements industriels et domestiques ainsi que dans les dispositifs de conversion de l'énergie électrique. Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes:

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu,
- Circuit d'excitation des alternateurs,
- Chargeurs de batterie,
- Liaison à courant continu (HVDC),
- Alimentation des systèmes informatiques et audio visuels,
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Il est possible d'imaginer d'autres applications, comme celle de contrôler la tension d'un bus continu où d'autres systèmes peuvent venir se connecter.

2.2.3 Modes d'opération redressement/régénération

L'avantage principal du redresseur de tension à MLI, par rapport aux autres convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal, vient de sa capacité à fonctionner en mode redressement et en mode régénération. En effet, si la charge connectée au bus continu consomme de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode redressement (il prélève au réseau de la puissance active). Si elle produit de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode régénération (il fournit de la puissance active au réseau). Lors de ces deux modes de fonctionnement, la tension du bus continu est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur [Gho-19].

Le schéma équivalent global du redresseur à MLI triphasé à absorption de courant sinusoïdal, illustrant les deux modes de son fonctionnement de redressement et de régénération, le processus de chargement et de décharge du condensateur et le diagramme de Fresnel correspondant est représenté sur la figure 2.2. Notons que pour un fonctionnement idéal du redresseur, l'onduleur doit se comporter comme une source de tension côté réseau et comme une source de courant côté charge. Le respect de l'équilibre des puissances nécessite le contrôle des puissances fondamentales active et réactive et de la minimisation de celles dues aux harmoniques. De plus, la composante continue de la tension du bus continu doit être contrôlable quelque soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non linéaire, passive ou active[Kot-14].

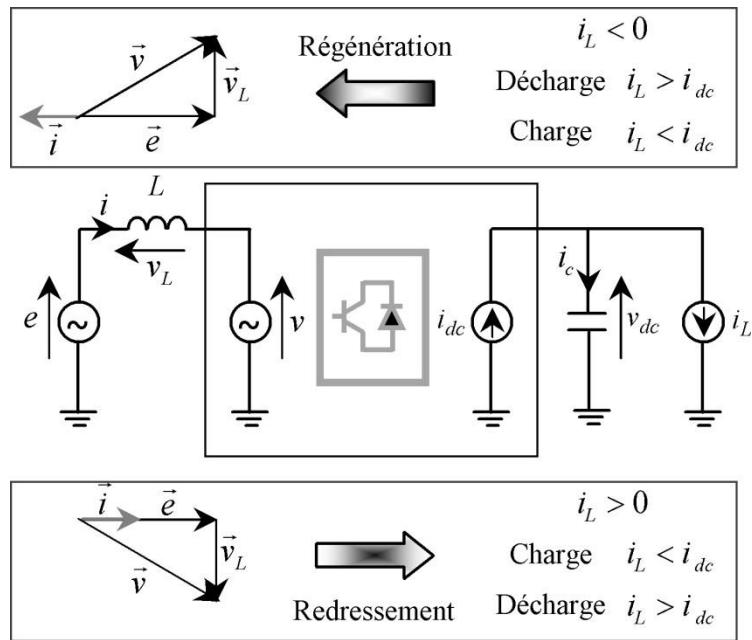


Figure 2.2: Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

2.2.4 Etat de l'art de la commande du redresseur à MLI

Au fil des années, des stratégies variantes ont été proposées dans la littérature pour la commande du redresseur de tension triphasé à *MLI*. Toutes ces stratégies visent à atteindre les mêmes objectifs, à savoir : un facteur de puissance élevé (proche de l'unité) et une forme d'onde quasi-sinusoïdale des courants absorbés. Elles se différencient par la nature de la boucle d'asservissement utilisée. Cette dernière peut être en courant ou en puissance. A cet effet, deux classes peuvent être distinguées :

- **VOC** (Voltage Oriented Control) : identique à la commande vectorielle des machines électriques. Il consiste à orienter le vecteur des courants absorbés par le redresseur à MLI dans la même direction que celle du vecteur des tensions du réseau, par le biais de deux boucles de régulation de courant dans le repère synchrone d-q [Har-10].
- **DPC** (Direct Power Control) : développé par analogie avec le contrôle direct de couple (*DTC*) des moteurs à induction. Elle consiste à contrôler les puissances instantanées, active et réactive, à la place du couple et du flux par le biais de deux boucles internes [Chik-18].

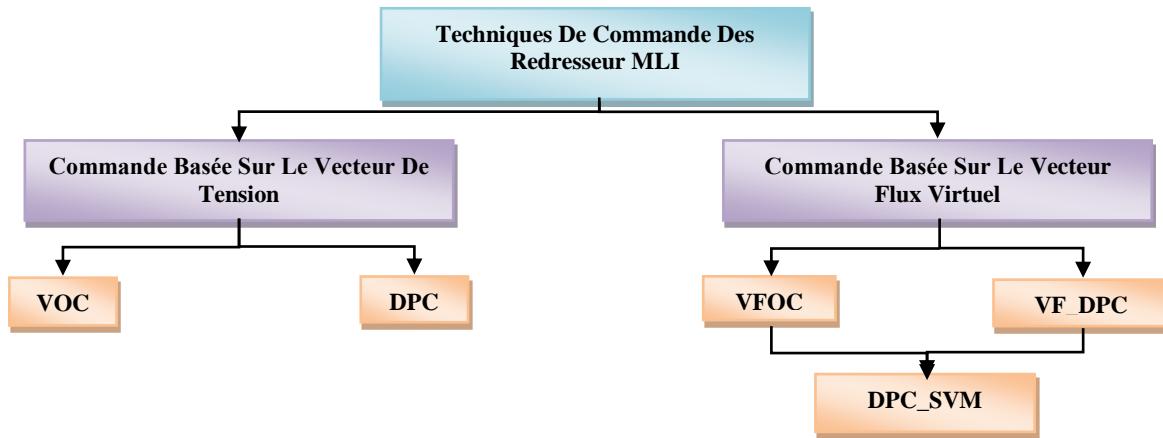


Figure 2.3: Classification des stratégies de commande du redresseur à MLI.

Les avantages et les inconvénients des deux techniques situées dans le tableau suivant :

Techniques	Avantages	Inconvénients
VOC	<ul style="list-style-type: none"> fréquence de commutation est fixe ; Stratégies avancées de MLI peuvent être employées ; Aucune sensibilité pour la variation d'inductance. 	<ul style="list-style-type: none"> Transformation du même rang ; Le découplage entre les composants actifs et réactifs exigés ; Facteur de puissance d'entrée inférieur que celui de la DPC ; Algorithme complexe.
DPC	<ul style="list-style-type: none"> Aucun bloc séparé de modulation de tension ; Algorithme simple ; Aucune transformation du même rang ; Bonne dynamique ; Commande de puissance active et réactive découpé ; 	<ul style="list-style-type: none"> Fréquence de l'inductance élevée ; Evaluation de puissance et de tension devrait être évitée au moment de la commutation ; Fréquence de commutation variable ; Microprocesseur rapide.

Tableau 2.1: Comparaison des stratégies de commande.

2.3. Modélisation d'un redresseur à MLI

L'étape de modélisation est très importante. Il s'agit de la description mathématique de système à l'aide des équations différentielles ou des fonctions de transfert. La modélisation des convertisseurs présente un souci constant des électrotechniciens. Divers travaux ont été menés dans ce domaine. Nous pouvons distinguer plusieurs approches tendant à représenter soit l'évolution fine des grandeurs électriques, soit leurs valeurs moyennes. Nous avons opté pour une méthode de modélisation à topologie variable, celle-ci consiste à considérer les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possibles : fermé et ouvert [Bou-18].

L'objectif de la modélisation est de trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue du redresseur. Dans cette étude, on considère le cas idéal d'un redresseur triphasé qui est modélisé par des interrupteurs parfaits à commutation instantanée. A partir du schéma de la figure 2.1, on peut déduire les équations du système :

➤ Source d'alimentation :

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance "L" et une résistance "r" qui représente l'impédance totale de la ligne. On suppose que le réseau équilibré, avec les mêmes impédances dans les trois phases, les tensions de ligne sont exprimées comme suit :

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

Avec V_m est la valeur maximal de la tension sinusoïdale et ω la pulsation.

➤ Filtre

Le filtre d'entrée est modélisé par une inductance parfaite L en série avec une résistance R. Le filtre de sortie est modélisé par un condensateur parfait C.

➤ Redresseur MLI

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

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

Les tensions v_{ra} , v_{rb} , v_{rc} sont reliées avec la tension du bus continu v_{dc} par :

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

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

- $S_i = 1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert,
- $S_i = 0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé.

Le courant de sortie du redresseur est donné par :

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

D'où :

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

➤ La charge

Cet étage est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R , modélisant la charge continue. Appliquant la 2^{ème} loi de Kirchhoff, on obtient :

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

Où :

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

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

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

Les pertes dans le convertisseur ne sont pas prises en compte pour ce modèle, ce qui ne permet pas d'estimer le rendement du convertisseur [Har-10]. La modélisation des éléments constitutifs du redresseur MLI permettra de mettre en œuvre la régulation de la tension continue de sortie et les courants côté alternatif [Bou-18].

Le tableau ci-dessous représente 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 pont, pour une tension constante du bus continu v_{dc} . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire.

N°	S_a	S_b	S_c	v_{ra}	v_{rb}	v_{rc}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2 v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2 v_{dc}/3$
3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2 v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2 v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2 v_{dc}/3$
6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2 v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau 2.2: Tensions simples en fonction des différents ordres de commande

2.4. Contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur MLI triphasé

2.4.1. Principe de la commande directe de puissance

La stratégie de commande directe de puissance a été proposée par Noguchi [Nog-98]. La structure globale du DPC appliquée au pont redresseur à MLI triphasé est illustrée sur la figure 2.4 [Chik-18]. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées active et réactive qui sont les grandeurs contrôlées, il n'y a pas de bloc MLI et de boucle interne de contrôle de courant.

La structure globale du *DPC*, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliquée au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure 2.4. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (*DTC*) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées actives et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, S_p et S_q , entre les références des puissances active et réactive (p^* et q^*) et les valeurs réelles (p et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau v_α, v_β . Pour ce dernier, le plan $\alpha\beta$ est divisé en douze secteurs égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure 2.5 [Gho-19] [Bou-18].

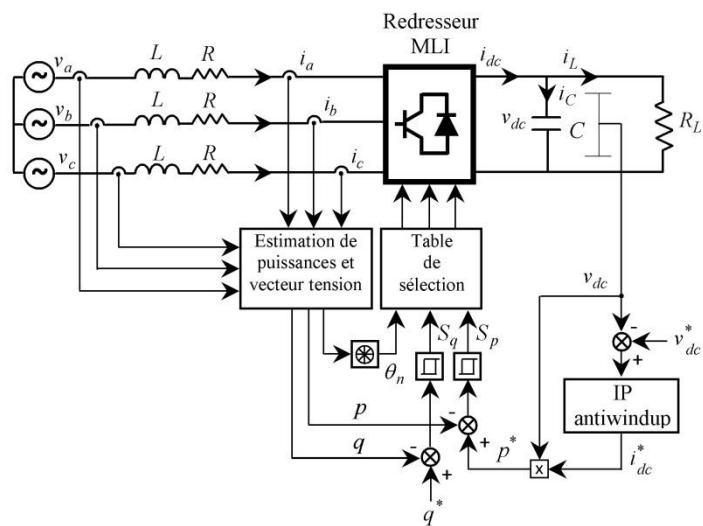


Figure 2.4 : Le schéma bloc de la commande DPC du redresseur à MLI triphasé.

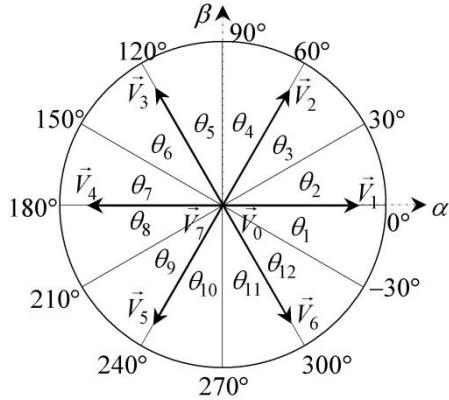


Figure 2.5: Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plan $\alpha - \beta$

2.4.2. Estimation de la tension du réseau

Le secteur de la tension est nécessaire pour utiliser la table de commutation, donc la connaissance de la tension de ligne est essentielle. L'expression suivante donne les courants de ligne i_a, i_b, i_c dans les coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ [Ted-11] :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

À partir de l'équation (3.1) la tension peut être estimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_\alpha^2 + i_\beta^2)} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

La transformée inverse de Concordia de la tension de ligne s'écrit :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.4.3. Expressions des puissances instantanées :

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel [Mal-03] [Gho-19]. Ces puissances sont exprimées respectivement par les relations :

$$\begin{cases} p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \\ q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \end{cases} \quad (2.12)$$

L'erreur de la puissance active Δp est la différence entre la valeur de la puissance active est p^* à valeur réelle de la puissance active p est donnée par :

$$\Delta p = p^* - p \quad (2.13)$$

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

$$\Delta q = q^* - q \quad (2.14)$$

2.4.4. La position angulaire du vecteur de tension

La phase du vecteur tension du réseau est transformé en signale numérisé θ_n (position angulaire). Le calcul de cette position nécessite la connaissance des composants v_α et v_β , qui peuvent être calculées à partir des transformation des tensions de réseau du plan (a, b, c) au plan stationnaire (α, β) :

$$\theta_n = \arctg \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (2.15)$$

De ce fait, les coordonnées stationnaires sont divisées en douze secteurs pour optimiser les performances du contrôleur, comme il est montré dans la figure 2.5. Les secteurs peuvent être exprimés comme suit :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad \text{Avec : } n = 1, 2, 3, \dots, 12 \quad (2.16)$$

La détermination de cet angle par le calcul de l'arctangente comme le montre l'équation (2.15) est erronée dans quelques cas. La valeur exacte de l'angle dans l'intervalle $[0, 2\pi]$, peut être obtenu à partir de l'analyse présentée dans le tableau (2.3) [Say-21] [Gho-19]:

Vecteur de tension		Position de θ_n
$v_\alpha > 0$	$v_\beta > 0$	$\arctg(v_\beta/v_\alpha)$
	$v_\beta < 0$	$\arctg(v_\beta/v_\alpha) + 2\pi$
$v_\alpha < 0$		$\arctg(v_\beta/v_\alpha) + \pi$
$v_\alpha = 0$	$v_\beta > 0$	$\pi/2$
	$v_\beta < 0$	$3\pi/2$

Tableau 2.3: Position du vecteur tension dans l'intervalle $[0, 2\pi]$

Le vecteur de tension à l'entrée du pont redresseur à MLI, \vec{v}_s , dépend des états de commutation Sa, Sb et Sc des IGBTs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à la sortie de l'onduleur ; deux vecteurs nuls (v_0 et v_7) et six vecteurs non nuls ($v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6$). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire $\alpha - \beta$ comme le montre la Figure 2.5. Les six vecteurs non nuls divisent le plan $\alpha-\beta$ en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis [Ant-08].

La Figure 2.6 montre qu'il existe seulement huit différentes combinaisons possibles pour commander les interrupteurs de l'onduleur [Har-07].

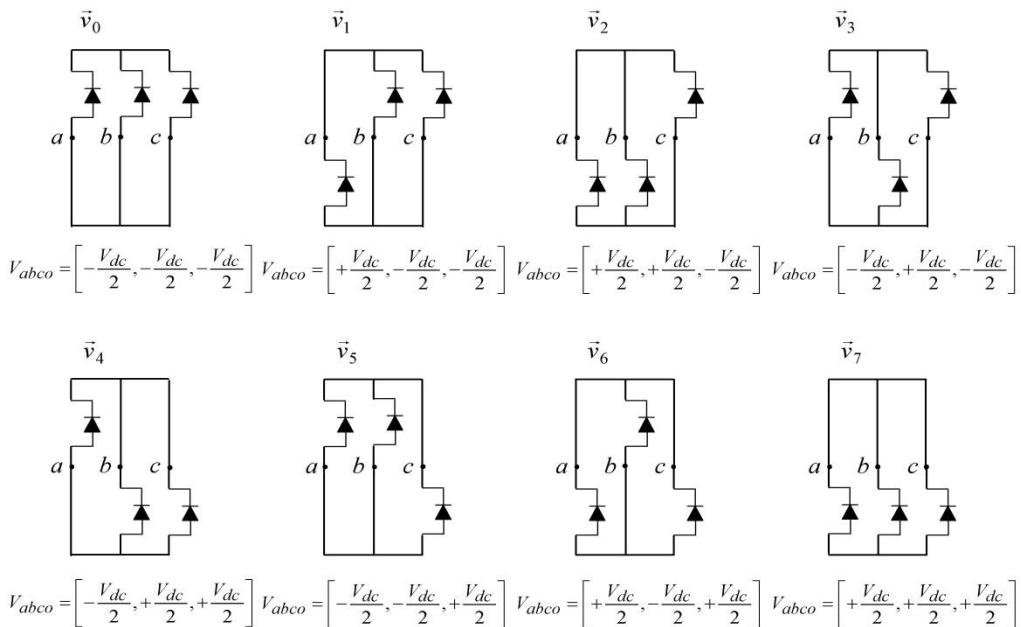


Figure 2.6 : Configuration des différentes possibilités d'interrupteurs du pont redresseur

Le Tableau ci-dessous indique les huit états possibles des interrupteurs de l'onduleur utilisé [Har-07] :

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

Tableau 2.4 : Calcul des vecteurs tensions de référence pour les huit états des interrupteurs

2.4.5. Régulateurs à hystérésis

La grande simplicité de l'implémentation de cet outil de contrôle est également un élément important dans le choix du comparateur à deux niveaux. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessite un nombre moins élevé de commutations. Les largeurs de la bande d'hystérésis ont une influence sur la performance du redresseur en particulier, sur la distorsion du courant harmonique, et sur la fréquence moyenne de commutation. Le contrôleur proposé dans la DPC classique c'est un régulateur à deux niveaux pour les puissances actives et réactive [Gho-19] [Bel-07]. Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes, s_p, s_q les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances sont représentées suivant la logique ci-dessous :

$$s_p \begin{cases} 1 & \text{pour } p < p_{ref} - H_p \\ 0 & \text{pour } p > p_{ref} + H_p \end{cases} \quad \text{et} \quad s_q \begin{cases} 1 & \text{pour } q < q_{ref} - H_q \\ 0 & \text{pour } q > q_{ref} + H_q \end{cases} \quad (2.17)$$

Où, H_q, H_p sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux.

2.4.6. Table de commutation

Les signaux numériques d'erreurs s_p et s_q et le secteur de travail sont les entres de la table de commutation (Tableau 2.3), où les états de commutations s_a, s_b, s_c du redresseur à MLI sont mémorisés. En employant la table, l'état optimum de commutation du convertisseur peut être choisie à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques s_p, s_q et le numéro du secteur, c'est-à-dire, que le choix de l'état est effectué de sorte que l'erreur de la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur $2H_p$ et de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur $2H_q$ [Res-10].

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_4	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 2.5 : Table de commutation classique

2.4.7. Régulation de la tension du bus continu

Un régulateur intégral proportionnel (IP), avec une compensation anti-windup et proposé pour la régulation de la tension du bus continu comme il est montré sur la figure 2.7. Il permet de réduire la variation et l'instabilité de la tension du bus continu [Say-21]. Ce régulateur possède aussi l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermé tout en garantissant une erreur statique nulle. L'objectif de la boucle de régulation est de maintenir la tension du bus continu à une valeur de référence constante en présence de variation du courant de charge. En effet, elle est destinée à compenser toute perturbation, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. La régulation de v_{dc} est obtenue en ajustant l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu.

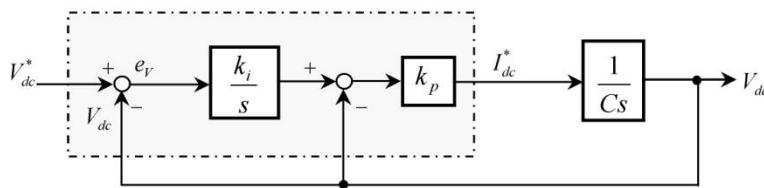


Figure 2.7: Schéma de la régulation de la tension du bus continu

En appliquant la méthode de placement des pôles, on obtient les paramètres du correcteur IP, en fonction de l'amortissement ε et de la fréquence naturelle ω_n :

$$\begin{cases} k_p = 2\varepsilon\omega_n C_s \\ k_i = \frac{\omega_n}{2\varepsilon} \end{cases} \quad (2.18)$$

La quantité de la puissance de référence est déduite comme suit :

$$p^* = v_{dc} \cdot i_{sm} \quad (2.19)$$

2.4.8. Résultats de simulation

Le contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé, a été simulé à l'aide du logiciel *Matlab/Simulink*, avec une table de commutation classique. Les principaux paramètres du circuit de simulation sont donnés en Annexe.

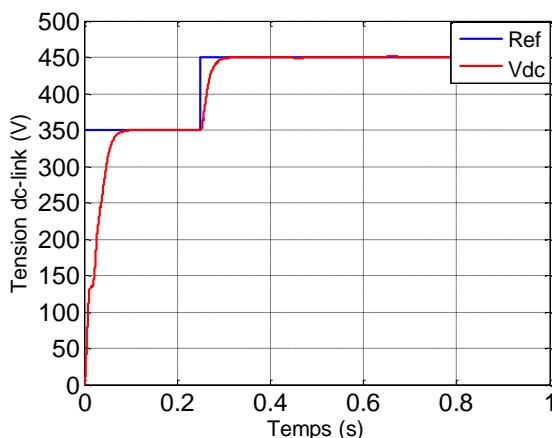
La figure 2.8 représente les résultats de simulation de la commande directe de puissance du redresseur MLI triphasé avec régulation de la tension du bus continu, pour un échelon de tension suivi d'une variation de charge. Pour tester la robustesse de la régulation, nous avons appliqué une variation de la charge (diminution et augmentation) entre les instants $t = 0.45s$ et $t = 0.65s$, figure 2.7 (k).

La figure 2.8 (a) représente l'allure de la tension de sortie avec l'application d'un échelon de tension à $t = 0.25s$. L'influence de la variation de charge sur le réglage de la tension du bus continu est illustrée par la figure 2.8 (b). La tension de sortie suit sa référence correctement. Avec notre choix de régulateur de tension de type IP anti-windup, on constate qu'il n'y a pas dépassemement. Avec l'application de la charge modifiée peu la tension (chute de l'ordre de 0.12 % pendant une durée de $0.05s$), son annulation aussi, donc on peut dire que le régulateur de tension fonctionne bien en association avec le contrôle DPC. Dans les figures 2.8 (c),(d), le courant de charge I_L fait un transitoire, avec la variation de la charge à $t=0.45$, le courant subit une augmentation jusqu'à 1.8 A.

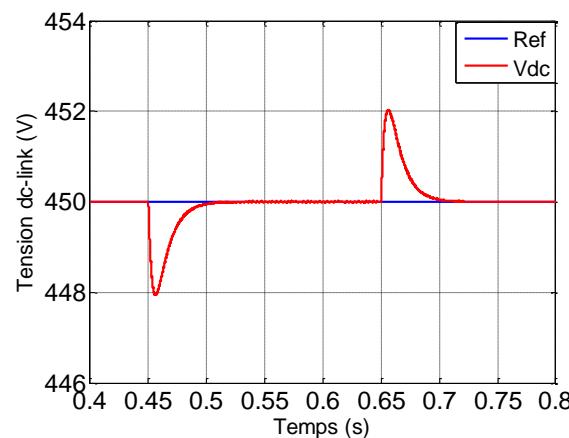
Les figures 2.8(e),(f),(g),(h) représentent l'allure des trois courants du réseau correspondant au fonctionnement considéré. Les courants font une augmentation puis une diminution lors de l'application de l'échelon de charge. La figure 2.8 (j), montre que le courant du réseau i_a et en phase avec la tension du réseau, ce qui donne un facteur de puissance unitaire.

Les figures 2.8 (k),(l) représentent la puissance active et son zoom, lors de l'application de la charge à $t = 0.45s$ et $t = 0.65s$, la puissance fait apparaître une augmentation de $800W$ puis elle descend presque instantanément vers sa valeur limite. La puissance réactive est caractérisée par une augmentation à $t = 0.25s$ et à $t = 0.45s$ après une courte période elle se stabilise à sa valeur de référence $0 VAR$, comme le montre dans les figures 2.8 (m),(n).

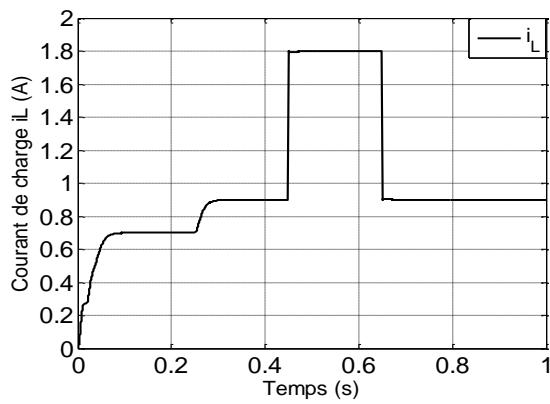
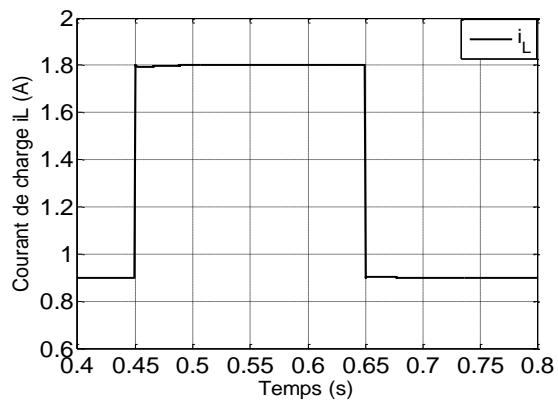
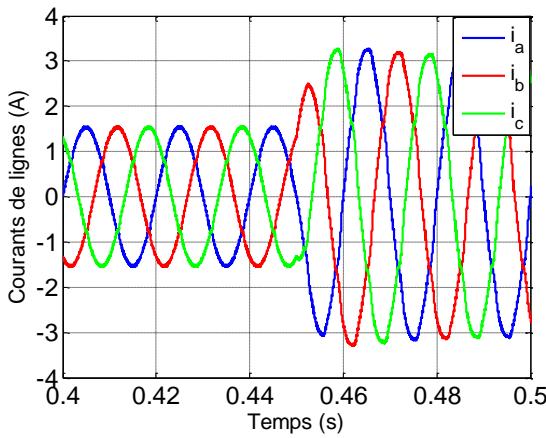
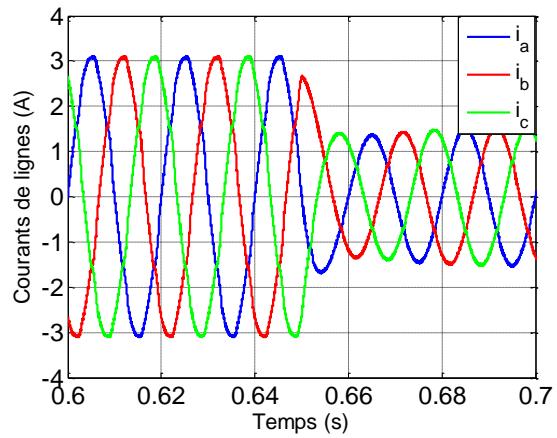
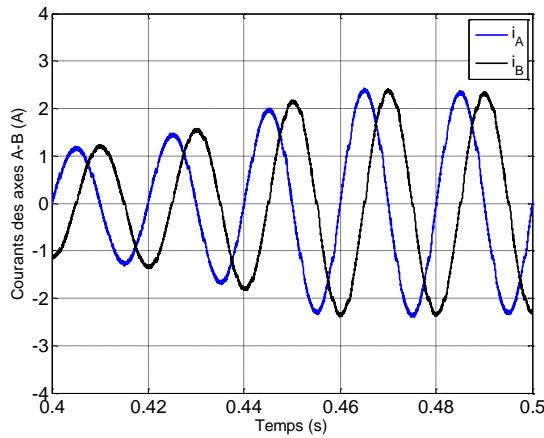
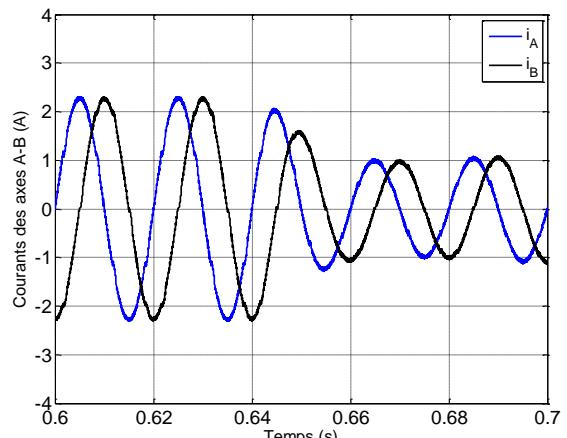
La figure 2.8 (p) représente l'allure de courant de ligne i_a , il a une forme sinusoïdale mais un peu dégradée qui dû à la présence des harmoniques. Nous pouvant conclure que le système se comporte bien vis-à-vis de la variation de la charge en assurant un facteur de puissance unitaire et des courants de ligne sinusoïdaux circulant dans les phases alimentant le redresseur à MLI .

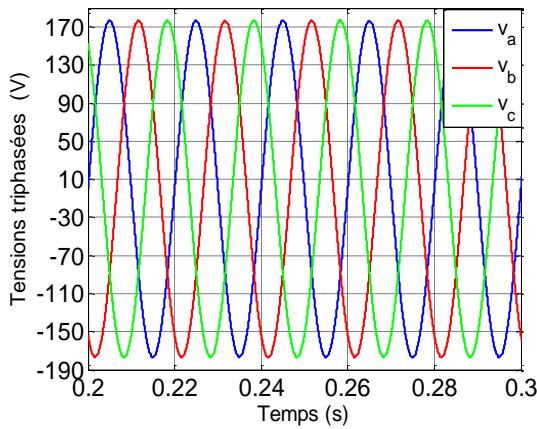


a) Tension de sortie

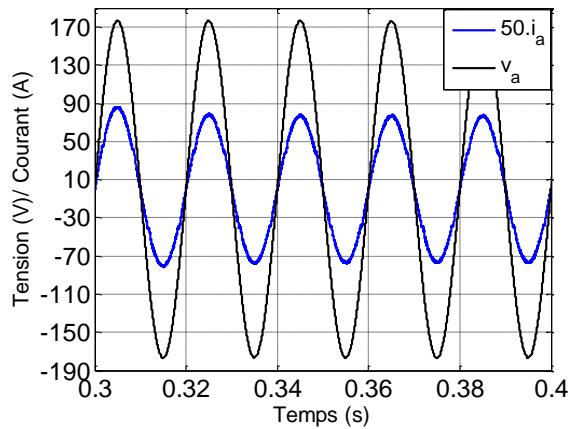
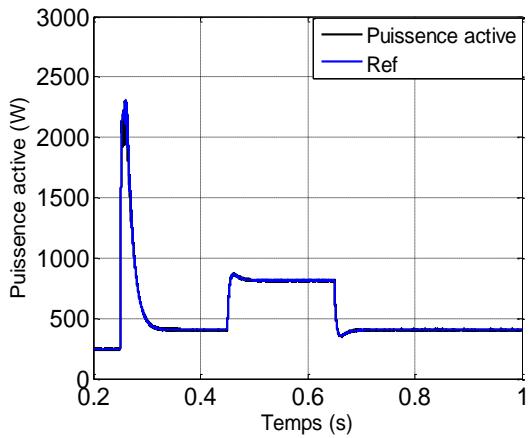


b) Zoom tension de sortie

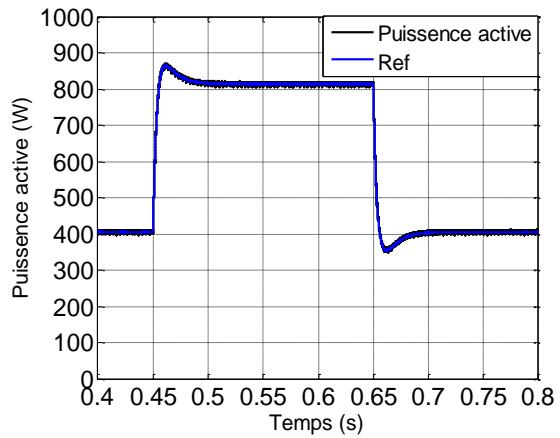
c) Courant de charge I_L d) Zoom Courant de charge I_L e) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c f) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c g) Zoom des Courants i_α, i_β h) Zoom des Courants i_α, i_β



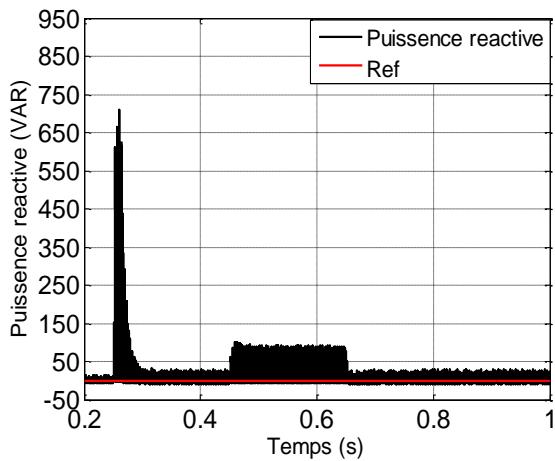
i) Tensions triphasées

k) Tension et courant de phase a 

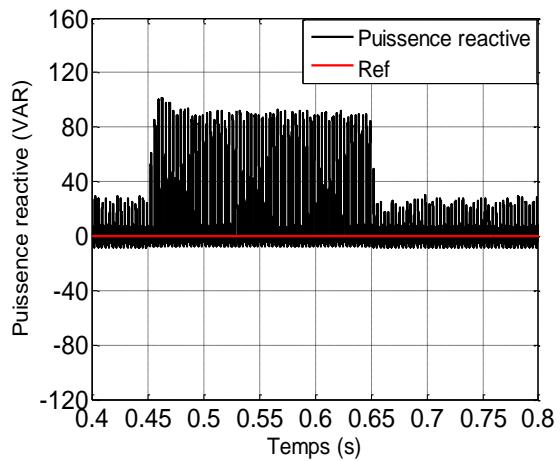
l) la puissance active



m) Zoom de la puissance active



n) la puissance réactive



o) Zoom de la puissance réactive

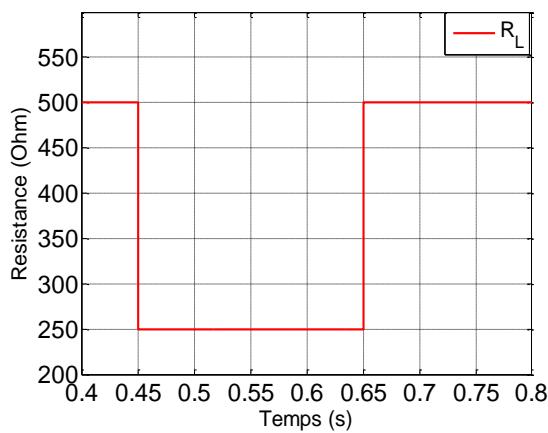
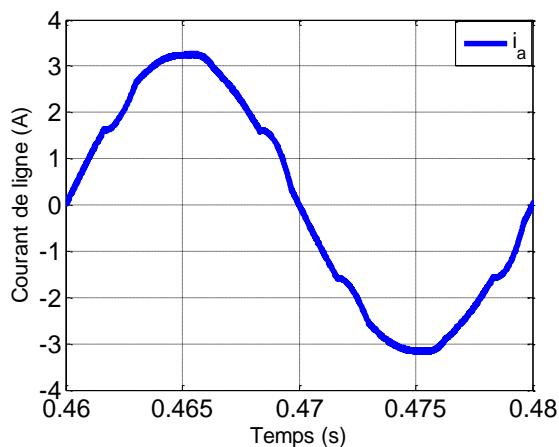
p) Résistance de charge R_L q) Courant de ligne i_a

Figure 2.8 : Résultats de simulation

2.5. Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI en utilisant une nouvelle Table de commutation

2.5.1. Principe de la commande directe de puissance

Afin d'améliorer les performances du contrôle DPC surtout en régime transitoire, une nouvelle méthode a été proposée dans [Chi 2-18] [Chi 3 -18] pour sélectionner le vecteur tension optimale du redresseur tout en assurant un contrôle simultané et précis des puissances, une réduction de la distorsion harmonique du courant de ligne et une amélioration du facteur de puissance.

La structure globale de la *DPC*, utilisant une nouvelle table de commutation, appliquée au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure 2.9. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (s_a, s_b, s_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, s_p et s_q entre les références des puissances active et réactive (p^* et q^*) et les valeurs réelles (p et q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau v_α, v_β . Pour ce dernier, le plan $\alpha-\beta$ est divisé en douze secteurs égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure 2.5. Chacune des séquences de commande (s_a, s_b, s_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur v_i dont l'ensemble est représenté dans le tableau 2.3 [Chi 3-18] [Nas-20].

Pour toute structure du *DPC*, le contrôle de la tension du bus continu v_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du *DPC* est de permettre au redresseur à *MLI* d'échanger avec le réseau des puissances instantanées actives et réactive constantes, tout en garantissant un contrôle découpé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active, p^* , est fournie par le régulateur *IP* de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive, q^* , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire [Nas-20].

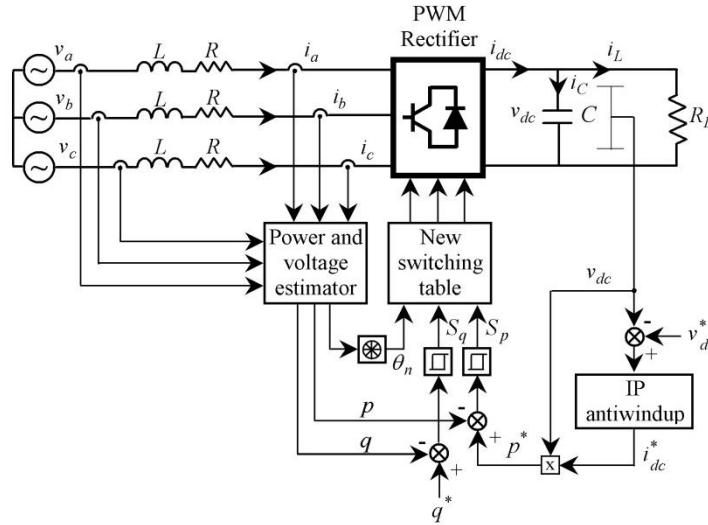


Figure 2.9 : Contrôle DPC du redresseur à MLI avec la structure proposée.

2.5.2. Sélection de vecteur dans la nouvelle table de commutation

Dans le repère stationnaire (a, b, c) et avec un système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par un redresseur à *MLI* est régie par les systèmes matricielles suivants [Chi 3-18] [Nas-20]:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R & 0 \\ S_a & S_b & S_c & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a - v_{ra} \\ v_b - v_{rb} \\ v_c - v_{rc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} v_{dc} \quad (2.21)$$

avec S_a, S_b et S_c sont les états des interrupteurs du redresseur dans le repère (a,b,c).

La transformé dans le repère fixe α, β est donnée par :

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

La transformation de l'équation (2.20) sera exprimée par [Gho-19]:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - v_{r\alpha} \\ v_\beta - v_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

La transformation de Park de l'équation (2.20) dans le repère (d-q) est donnée par :

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d - v_{rd} \\ v_q - v_{rq} \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

Où ω est la vitesse de rotation, les tensions v_{rd} et v_{rq} , sont les composantes du repéré d-q à l'entrée du redresseur et sont exprimées comme suit [Gon-14]:

$$\begin{cases} v_{rd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cos[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1)] \\ v_{rq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sin[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1)] \end{cases} \quad (2.25)$$

Où $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6$, est le numéro de vecteur de tension approprié.

En supposant que la source d'alimentation est idéale et que le vecteur de tension alternative $v = V_M e^{j\theta}$, alors il en résulte que $v_d = \sqrt{3/2}V_M$ et $v_q = 0$. Les puissances instantanées active et réactive dans le repère stationnaire (d-q) sont alors données par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_M & 0 \\ 0 & -V_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Sur la base de (2.25) et (2.26), la variation de p et q peut être calculée comme :

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3}{2L} V_M^2 - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{L} V_M v_{rd} - \frac{R}{L} p - \omega q \\ \frac{dq}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{L} V_M v_{rq} - \frac{1}{L} q + \omega \end{cases} \quad (2.27)$$

En considérant que la valeur de R est suffisamment petite pour être négligée et la puissance réactive est toujours contrôlé pour être égale à zéro. La variation de la puissance active et réactive instantanée peut être réécrite comme:

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3}{2} \frac{V_M^2}{L} - \frac{V_M v_{dc}}{L} \cdot \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1) \right] \\ \frac{dq}{dt} = -\frac{V_M v_{dc}}{L} \cdot \sin \left[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1) \right] + \omega p \end{cases} \quad (2.28)$$

La variation de la puissance active et réactive, est représentée sur la figure 2.10, en fonction de la tension du réseau pour divers vecteurs de tension de redresseur [Chi 1-18] [Chi 2-18] [Chi 3-18] :

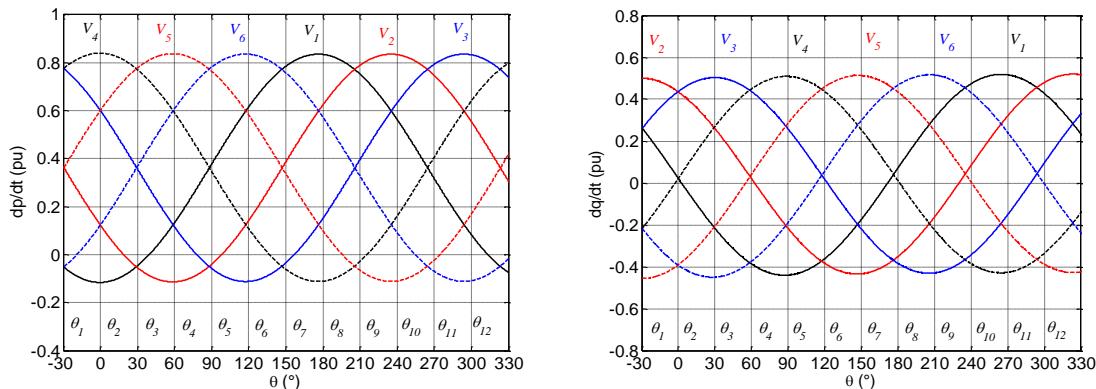


Figure 2.10 : Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteurs de tension du redresseur

Sur la base des courbes de variations présentées précédemment, les vecteurs sélectionnés pour les secteurs 1,2 et 3 sont représentés dans le tableau 2.6 :

dp/dt		dq/dt	
$> 0 \leftrightarrow s_p = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_p = 0$	$> 0 \leftrightarrow s_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_q = 0$
V_2, V_3, V_4, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6

dp	dq	$s_q = 1$	$s_q = 0$
$s_p = 1$		V_3	V_5
$s_p = 0$		V_1	V_6

Pour le deuxième secteur on a obtenu :

dp/dt		dq/dt	
$> 0 \leftrightarrow s_p = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_p = 0$	$> 0 \leftrightarrow s_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_q = 0$
V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_3, V_6

dp	dq	$s_q = 1$	$s_q = 0$
$s_p = 1$		v_4	v_6
$s_p = 0$		v_2	v_1

Pour le troisième secteur on a obtenu :

dp/dt		dq/dt	
$> 0 \leftrightarrow s_p = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_p = 0$	$> 0 \leftrightarrow s_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_q = 0$
V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6

dp	dq	$s_q = 1$	$s_q = 0$
$s_p = 1$		v_4	v_6
$s_p = 0$		v_2	v_1

Tableau 2.6: Vecteurs des tensions à l'entrée du redresseur

Afin d'obtenir de meilleures performances du système, la table de commutation est synthétisée en fonction de la variation de la puissance active et réactive pour différents vecteurs tension dans chaque secteur, comme le montre la figure 2.10. Les signes de variation des puissances active et réactive sont illustrés dans le tableau 2.7.

		$\frac{dp}{dt}$		$\frac{dq}{dt}$	
Secteur		$> 0 \leftrightarrow s_p = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_p = 0$	$> 0 \leftrightarrow s_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow s_q = 0$
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_3, V_6
θ_3		V_3, V_4, V_5, V_6	V_1, V_2	V_2, V_3, V_4	V_1, V_5, V_6
θ_4		V_1, V_4, V_5, V_6	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6
θ_5		V_1, V_4, V_5, V_6	V_2, V_3	V_3, V_4, V_5	V_1, V_2, V_6
θ_6		V_1, V_2, V_5, V_6	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3
θ_7		V_1, V_2, V_5, V_6	V_3, V_4	V_4, V_5, V_6	V_1, V_2, V_3
θ_8		V_1, V_2, V_3, V_6	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4
θ_9		V_1, V_2, V_3, V_6	V_4, V_5	V_1, V_5, V_6	V_2, V_3, V_4
θ_{10}		V_1, V_2, V_3, V_4	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
θ_{11}		V_1, V_2, V_3, V_4	V_5, V_6	V_1, V_2, V_6	V_3, V_4, V_5
θ_{12}		V_2, V_3, V_4, V_5	V_1, V_6	V_1, V_2, V_3	V_4, V_5, V_6

Tableau 2.7: Signes de variation des puissances active et réactive pour les 12 secteurs

La nouvelle table de commutation pour le contrôle direct de puissance DPC du redresseur MLI peut être résumée dans le tableau 2.8.

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

Tableau 2.8 : La nouvelle table de commutation pour le contrôle DPC du redresseur *MLI*

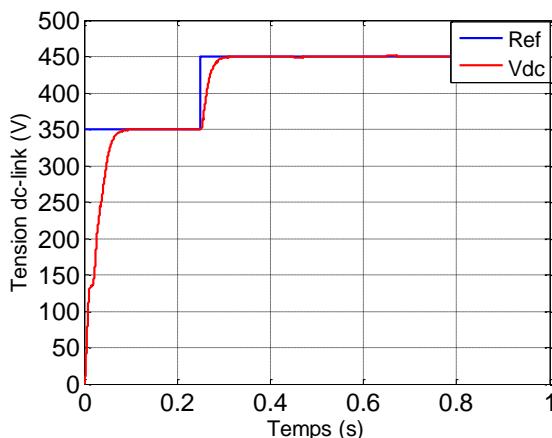
2.5.3 Résultats de simulation

Pour confirmer l'efficacité du contrôle DPC avec la nouvelle table de commutation appliquée au redresseur MLI triphasé à deux niveaux, une simulation numérique est effectuée avec le logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres électriques ainsi que les données de la commande sont identiques à celles indiquées dans la DPC conventionnelle.

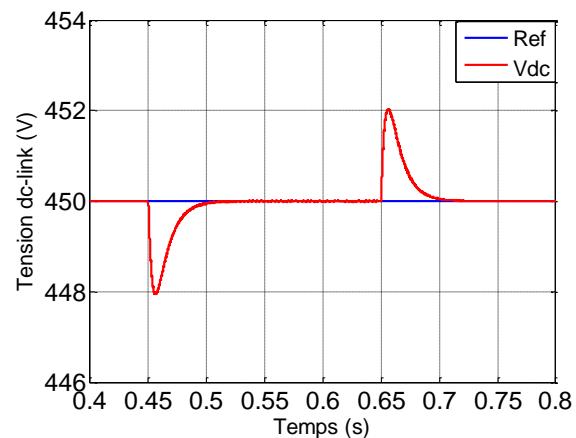
Les résultats de la simulation obtenus sur les figures 2.11 (a) – (p), montrent qu'avec la structure proposée, les puissances instantanées active et réactive ainsi que la tension du bus continu suivent leurs références avec précision. Les courants observés sont en phase avec les

tensions de lignes du réseau qui fournissent un facteur de puissance unitaire. Par rapport à la table de commutation conventionnelle, la table proposée peut choisir un état de commutation plus approprié en fonction de la variation de la puissance active et réactive. Une meilleure performance a été atteinte en régime établi. Enfin, les résultats de simulation montrent que le contrôle proposé peut réaliser un contrôle découpé de la puissance active et réactive lorsque la charge varie.

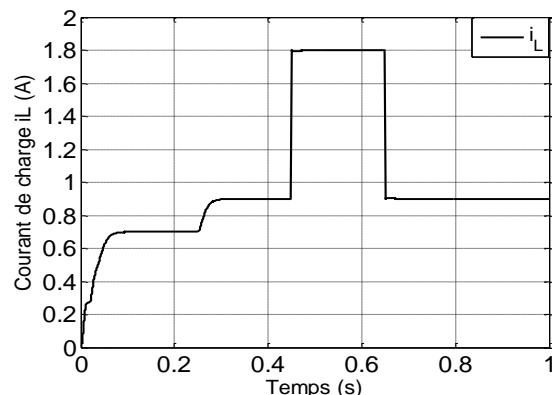
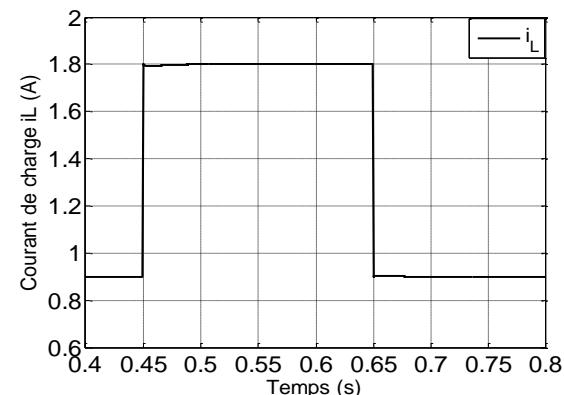
On faisant une étude comparative entre les deux structures savoir : classique et améliorée, on peut remarquer sur les figures 2.12 (a) – (f), une importance atténuation des ondulations des puissances active et réactive. La réponse en courant présente une forme sinusoïdale et sans aucune ondulation en régime permanent. La tension du bus continu suit sa référence plus rapidement que dans la structure conventionnelle. Cela montre que la commande DPC avec la nouvelle table de commutation est plus robuste que la DPC classique. Finalement, les résultats de simulation montrent de meilleures performances que celles obtenues par la commande DPC classique.

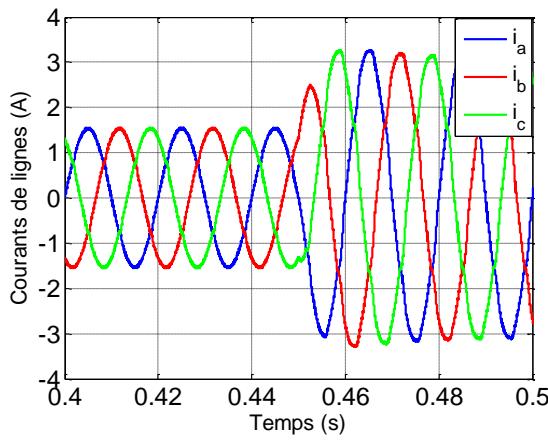
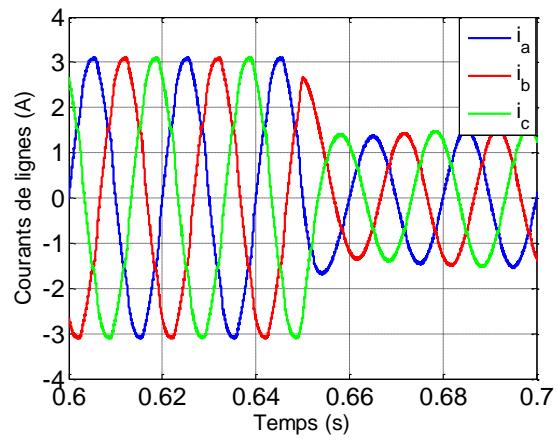
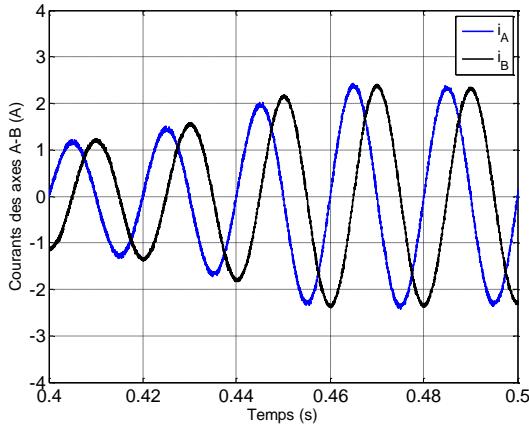
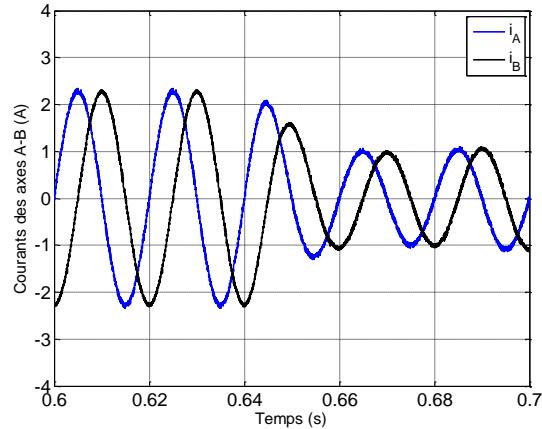
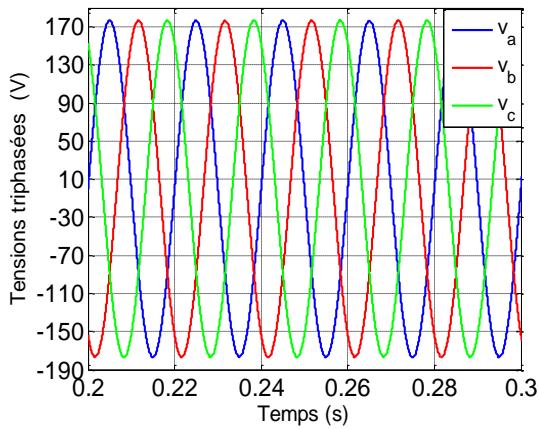


a) Tension de sortie

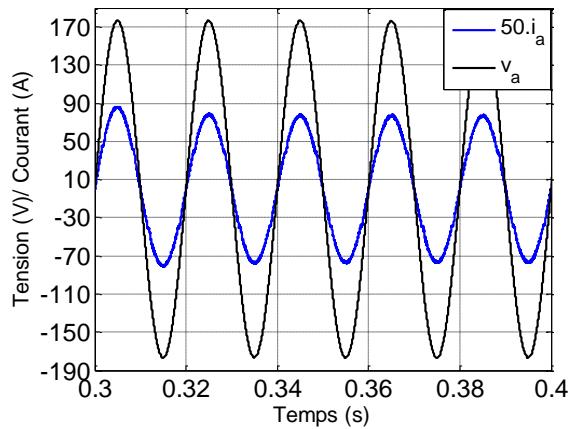


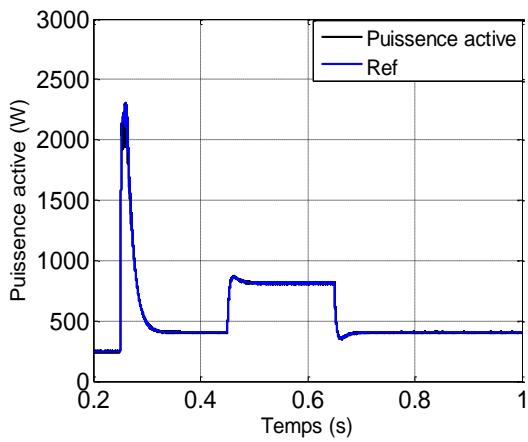
b) Zoom tension de sortie

c) Courant de charge I_L d) Zoom Courant de charge I_L

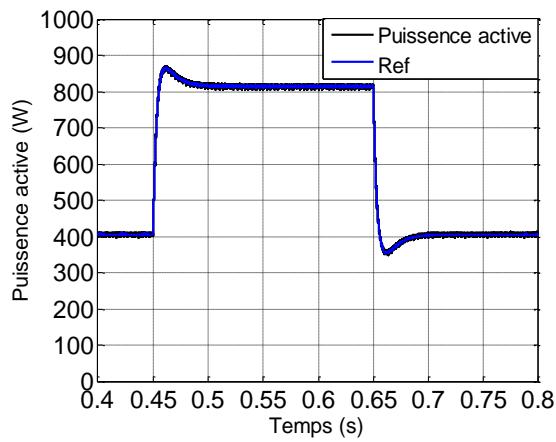
e) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c f) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c g) Zoom des Courants i_α, i_β h) Zoom des Courants i_α, i_β 

i) Tensions triphasées

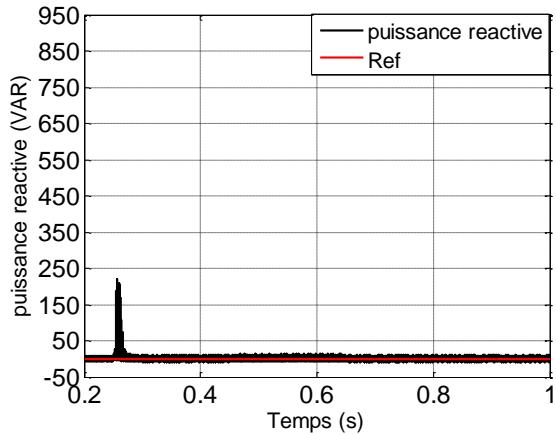
j) Tension et courant de phase a



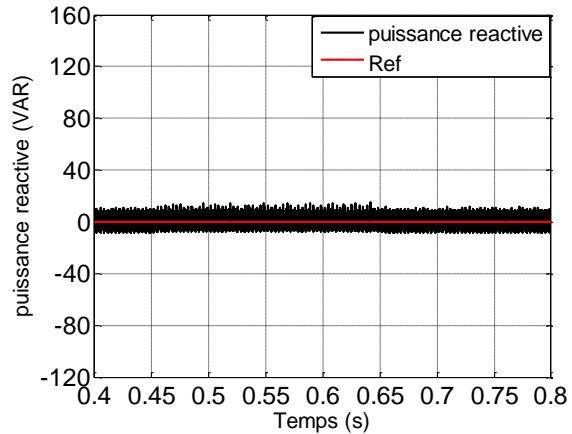
k) la puissance active



l) Zoom de la puissance active

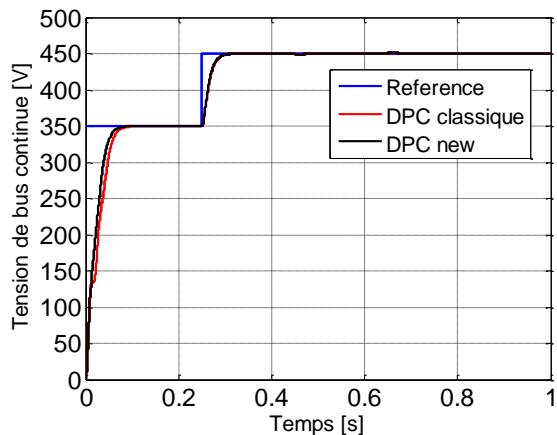


m) la puissance réactive

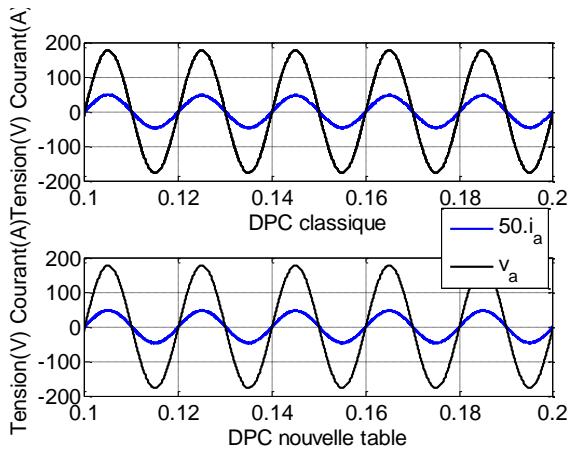


n) Zoom de la puissance réactive

Figure 2.11 : Résultats de simulation du contrôle DPC avec une nouvelle table de commutation



a) Tension de sortie

b) Tension et courant de phase a

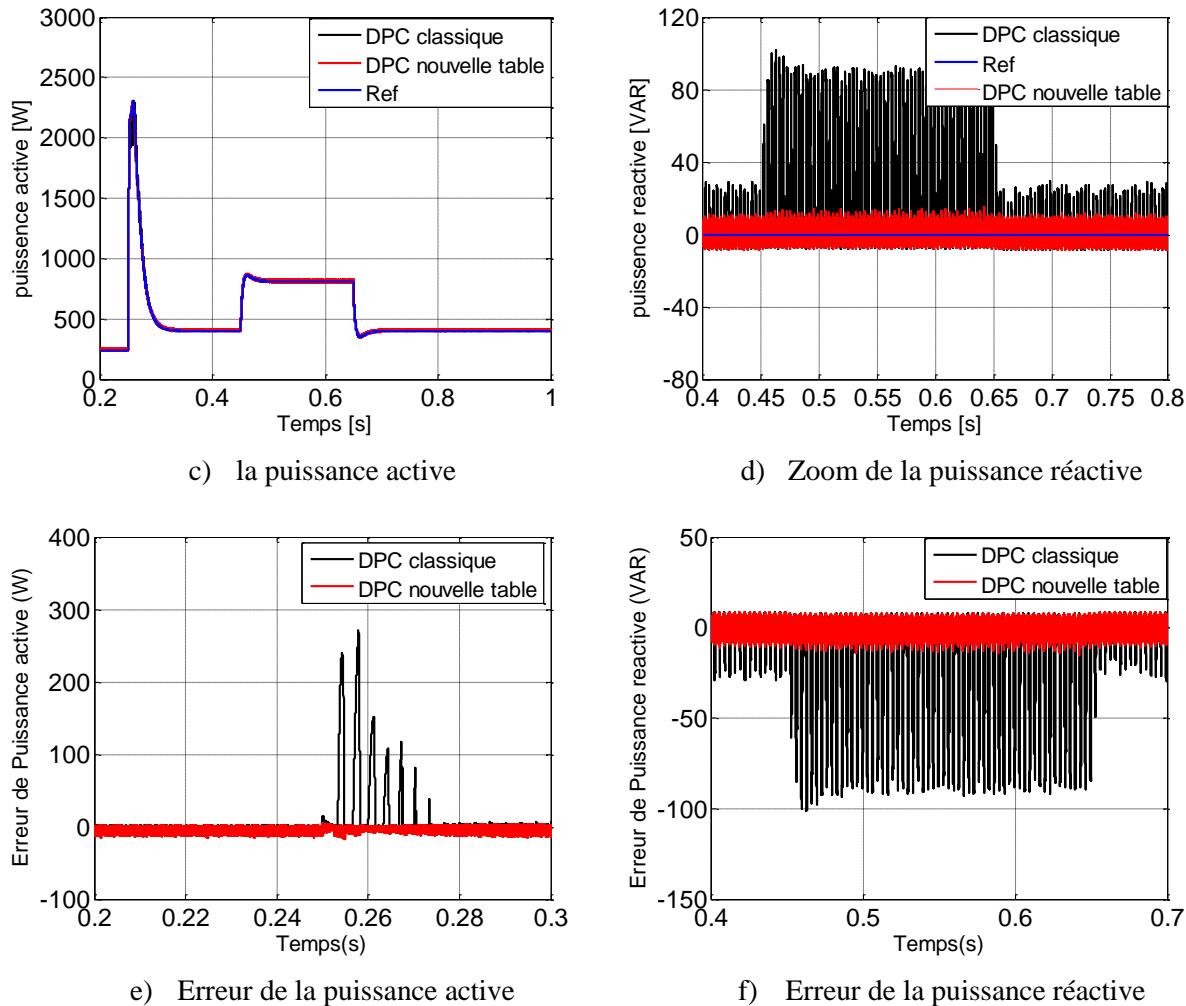


Figure 2.12 : Résultats de simulation de l'étude comparative du contrôle DPC

2.6 Conclusion :

Dans ce chapitre la *DPC* avec table de commutation prédéfinie du redresseur à *MLI* triphasé puis avec une table de commutation améliorée a été investigué. Dans un premier temps, la configuration et le principe De la *DPC* utilisant la table de commutation classique ont été détaillés. Les résultats obtenus en simulation ont été analysés et les performances de ce contrôle sont évaluées via le logiciel matlab/simulink.

Vu les inconvénients de la table de commutation classique mis en évidence par l'analyse des résultats de simulation, une nouvelle table a été développée dont l'objectif est d'assurer un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive. La table proposée a été élaborée grâce à l'expertise faite sur les variations provoquées sur les puissances active et réactive lors de l'application de chacun des vecteurs de commande, pour une rotation complète du vecteur des tensions du réseau dans le plan $\alpha\beta$. Les résultats de simulation révèlent des performances bien supérieures par rapport à la table classique.



CHAPITRE 3

***Commande prédictive directe de puissance
(PDPC) d'un redresseur MLI triphasé***

3.1. Introduction :

Au cours des dernières décennies, la commande prédictive, connue par son vocable "*predictive control*", est devenue un outil de commande très précieux et attractif pour la recherche de meilleures performances dans diverses applications. De toutes les commandes modernes dites aussi avancées, la commande prédictive est la plus utilisées dans l'industrie, aussi bien pour les qualités techniques auxquelles elle doit ses performances que pour sa facilité de mise en œuvre, grâce au progrès des outils de calcul numérique et d'implémentation en temps réel. Son champ d'application s'étend à tous les domaines industriels, notamment au cas où la régulation classique PID n'est pas efficace. Les principaux utilisateurs de la commande prédictive sont les raffineries de pétrole, l'industrie chimique et agro-alimentaire, la métallurgie...etc. En général, elle est largement répandue dans le cas des systèmes linéaires. Son extension à la commande des systèmes non linéaire a récemment fait l'objet de plusieurs travaux de recherche et plusieurs algorithmes [Def-08][Mer-08].

L'emploi de la commande prédictive dans le domaine du génie électrique est relativement récent. En effet, de nombreux algorithmes de commande prédictive ont été proposés dans des littératures récentes concernant principalement les entraînements électriques à courant alternatif et les convertisseurs statiques. Les performances remarquables obtenues dans ces applications ont retenu l'attention des chercheurs et les incitent à approfondir leurs expertises sur cette méthodologie de commande. Par conséquent, le champ applicatif de celle-ci s'élargit [Abe-17].

La PDPC est similaire à la DPC en ce qui concerne la sélection et l'application d'un vecteur de tension pendant une période de contrôle. Cependant, le vecteur sélectionné n'est pas obtenu à partir d'une table de commutation, mais obtenu en minimisant une fonction de coût. En général, la fonction de coût est une combinaison linéaire de l'erreur de la puissance active et de l'erreur de la puissance réactive. En utilisant le modèle du système, la valeur future de la puissance active et de la puissance réactive pour chaque état de commutation discrète peut être prédite [Zha-14] [Zha-13] [Zha-15].

Dans ce chapitre nous

allons présenter une nouvelle configuration du contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur à MLI basée sur la stratégie prédictive. Nous allons contrôler les interrupteurs constituant le redresseur à MLI triphasé afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive à chaque instant d'échantillonnage. Cette approche est basée sur l'application d'un vecteur de commande moyen durant la période de commutation par le biais de la modulation vectorielle (SVM). Le vecteur

moyen appliqué permet de neutraliser les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées, active et réactive, à la fin de la période de commutation [Bou-10].

Cette méthode de PDPC permet d'obtenir un courant de réseau sinusoïdal et de minimiser les ondulations des deux puissances, active et réactive. Cette stratégie peut atteindre un facteur de puissance unitaire. Les résultats de simulation présentés valident l'étude théorique et l'efficacité de la méthode proposée.

3.2. Commande prédictive de puissance :

3.2.1. Principe de base du contrôle prédictif :

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Elle a pour objectif la commande des systèmes industriels complexes comportant plusieurs entrées et sorties où le simple régulateur PI est insuffisant. Le principe de cette commande est d'utiliser un système dynamique du processus commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé. La commande prédictive fait partie des techniques de commande à modèle interne. Elle est particulièrement intéressante lorsque les systèmes possèdent des retards importants ou des réponses inverses et subissent de nombreuses perturbations. Dans ses fondements, la commande prédictive définit à chaque instant la meilleure commande à appliquer au processus, en considérant la référence souhaitée, l'état actuel du système est une prédiction du futur proche obtenu à l'aide d'un modèle comportemental. Cette caractéristique de prédiction que l'on peut étendre d'ailleurs aux perturbations connues confère au système commandé un fort potentiel dynamique.

D'une manière générale, l'algorithme de commande prédictive à modèle interne réalise à chaque instant d'échantillonnage les mêmes étapes comme le montre la figure 3.1 [Abe-17] :

- calcul des prédictions des variables commandées jusqu'à un horizon de temps grâce au modèle interne du processus ;
- élaboration d'une trajectoire de référence à suivre ;
- calcul d'une séquence d'échantillons futurs de commandes optimales minimisant une fonction de coût sur un horizon temporel ;
- seul le premier élément de la séquence de commande calculée est appliqué sur le système au cours du prochain échantillon. Toutes ces étapes se répéteront ensuite, c'est le principe de l'horizon fuyant [Bou-10].

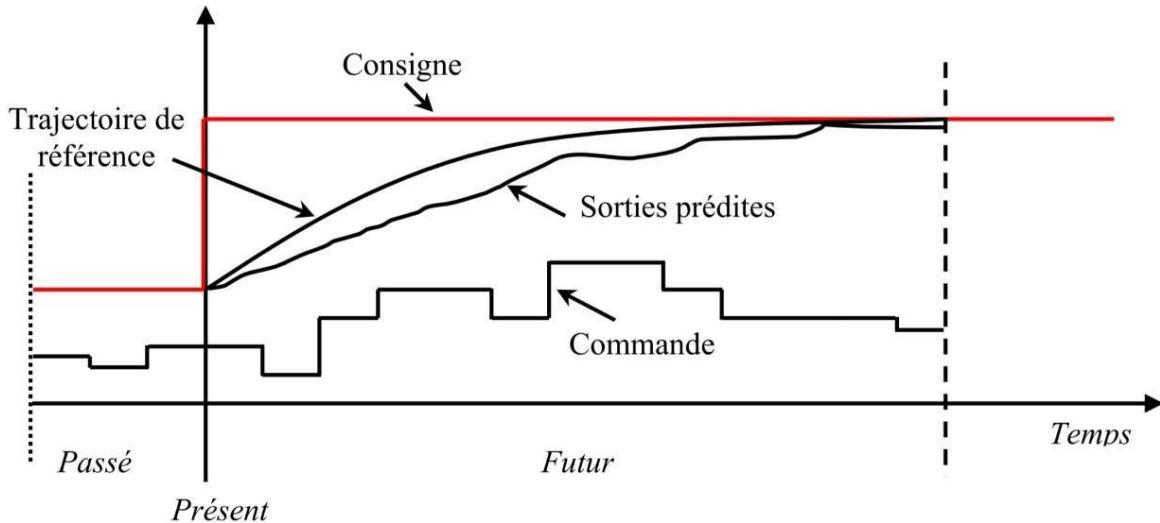


Figure 3.1 : Principe de la commande prédictive à modèle interne de référence.

Les principaux avantages de la commande prédictive sont les suivants [Bah-20] [Has-20] :

- ❖ l'idée générale est intuitive et facile à comprendre ;
- ❖ permet de respecter les contraintes sur les variables commandées et manipulées ;
- ❖ évite les variations excessives sur les variables manipulées; la commande est plus douce. Cela se traduit par une meilleure utilisation des actionneurs (vérins, vannes, moteurs) et leur durée de vie est ainsi étendue ;
- ❖ autorise l'adaptation automatique du système en cas de perturbations mesurables ;
- ❖ permet en général un gain financier réel ;
- ❖ Peut être appliquée à une grande variété de systèmes ;

Les avantages cités précédemment confèrent à la commande prédictive une grande aptitude pour être appliquer aux convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Pour ces convertisseurs de puissance, il est aisément d'introduire ce genre de commande étant donné le nombre fini de combinaisons topologiques possibles.

3.2.2. Stratégie de commande prédictive

La stratégie prédictive est basée sur la recherche de l'optimum d'une fonction de performance (fonction coût) permettant de déterminer le vecteur de commande optimal, parmi l'ensemble des vecteurs possibles, à appliquer à l'entrée du redresseur durant chaque période de commutation.

Elle consiste donc à appliquer un seul vecteur de commande durant cette période. Ainsi, les interrupteurs du pont triphasé sont commandés avec une fréquence de commutation variable.

3.2.3 Modélisation du système :

Puisqu'elle est basée sur la recherche du vecteur de commande optimal, cette stratégie de commande prédictive nécessite tout d'abord de déterminer l'expression analytique des variations provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande sur les courants absorbés par le redresseur à MLI triphasé, et ce durant un intervalle de temps égal à la période de commutation[Bah-20]. La Figure 3.2 montre le schéma fonctionnel de la méthode proposée. Au début de chaque intervalle de commutation, les tensions de phase et les courants de ligne du redresseur sont mesurés et transformés dans le plan biphasé. La tension du bus continu de sortie est mesurée et comparée à une valeur de référence prédefinie et transmise à un contrôleur IP afin de générer une valeur de référence de la puissance active. Pour un fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire, la valeur de référence de la puissance réactive est fixée à zéro.

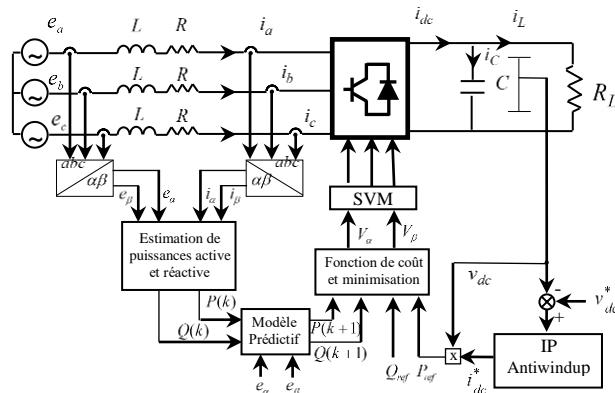


Figure 3.2: Schéma bloc de la commande prédictive directe de puissance d'un redresseur MLI

La puissance apparente complexe S côté réseau est calculée comme [Zha-16] [Zha-15] [Has-20] :

$$S = P + jQ = \frac{3}{2}(i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) \quad (3.1)$$

Où "*" indique le conjugué d'un vecteur complexe.

Les puissances actives et réactives peuvent être calculées à partir de :

$$P^k = \text{Re}(S) = \frac{3}{2}\text{Re}(i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) \quad (3.2)$$

$$Q^k = \text{Img}(S) = \frac{3}{2}\text{Img}(i_{\alpha\beta}^* e_{\alpha\beta}) \quad (3.3)$$

Où k est l'instant d'échantillonnage actuel.

Le modèle mathématique du redresseur MLI dans le référentiel stationnaire α, β peut être exprimé comme [Nas-20]:

$$e_{\alpha\beta} = Ri_{\alpha\beta} + L \frac{di_{\alpha\beta}}{dt} + v_{\alpha\beta} \quad (3.4)$$

Où $v_{\alpha\beta}$, $e_{\alpha\beta}$ et $i_{\alpha\beta}$ sont le vecteur de tension du redresseur, le vecteur de tension du réseau et le vecteur de courant du réseau, respectivement; R et L sont respectivement la résistance équivalente en série et l'inductance du filtre du réseau.

Sous la condition de système triphasé sinusoïdal et équilibré, à savoir :

$$\frac{de_{\alpha\beta}}{dt} = j\omega e_{\alpha\beta} \quad (3.5)$$

La variation de la puissance complexe peut être dérivée de (3.4) à (3.5):

$$\frac{ds}{dt} = \frac{1}{L} \left[\frac{3}{2} (|e_{\alpha\beta}|^2 - (v_{\alpha\beta}^* \cdot e_{\alpha\beta})) - (R - j\omega L) \cdot S \right] \quad (3.6)$$

Où ω la fréquence du réseau en rad/s.

La dérivée de la puissance active peut être obtenue comme suit :

$$\frac{dP}{dt} = \frac{3}{2L} \left[|e_{\alpha\beta}|^2 - Re(v_{\alpha\beta}^* \cdot e_{\alpha\beta}) \right] - \frac{R}{L} P - \omega Q \quad (3.7)$$

De même, la dérivée de la puissance réactive peut être obtenue comme :

$$\frac{dQ}{dt} = \left(-\frac{3}{2L} \cdot I_{mg} (conj(v_{\alpha\beta}) \cdot e_{\alpha\beta}) - \frac{R}{L} Q^k + \omega P \right) \quad (3.8)$$

Considérant que le redresseur est un système de premier ordre, en utilisant l'approche de la Méthode d'Euler, il est possible de prédire les valeurs des puissances actives et réactives comme suit [Say-21].

$$\frac{dP(t)}{dt} = \frac{P(k+1) - P(k)}{T_S} \quad (3.9)$$

$$\frac{dQ(t)}{dt} = \frac{Q(k+1) - Q(k)}{T_S} \quad (3.10)$$

Où T_S est la période d'échantillonnage ou période de contrôle, $(k + 1)$ est l'instant d'échantillonnage suivant.

En substituant (3.7) et (3.8) dans (3.9) et (3.10) on aura :

$$\frac{P(k+1) - P(k)}{T_S} = A \quad (3.11)$$

$$\frac{Q(k+1) - Q(k)}{T_S} = B \quad (3.12)$$

Où :

$$A = \left(\frac{3}{2L} \left[|e_{\alpha\beta}^k|^2 - \operatorname{Re}(\operatorname{conj}(v^k) \cdot e^k) \right] - \frac{R}{L} P^k - \omega Q^k \right) \quad (3.13)$$

$$B = \left(-\frac{3}{2L} I_{mg} (\operatorname{conj}(v^k) \cdot e^k) - \frac{R}{L} Q^k + \omega P^k \right) \quad (3.14)$$

Etant donné que :

$$\operatorname{Re}((v_{\alpha\beta}^k) \cdot e_{\alpha\beta}^k) = v_\alpha e_\alpha + v_\beta e_\beta \quad (3.15)$$

$$I_{mg} ((v_{\alpha\beta}^k) \cdot e_{\alpha\beta}^k) = v_\alpha e_\beta - v_\beta e_\alpha \quad (3.16)$$

Alors :

$$A = \frac{3}{2L} [(e_\alpha^2 + e_\beta^2) - v_\alpha e_\alpha - v_\beta e_\beta] - \frac{R}{L} P^k - \omega Q^k \quad (3.17)$$

$$B = -\frac{3}{2L} (v_\alpha e_\beta - v_\beta e_\alpha) - \frac{R}{L} P^k - \omega P^k \quad (3.18)$$

Les valeurs prédites de la puissance active et de la puissance réactive sont exprimées comme suit:

$$P^{k+1} = P^k + \left(\frac{3}{2L} [|e^k|^2 - \operatorname{Re}(\operatorname{conj}(v^k) \cdot e^k)] - \frac{R}{L} P^k - \omega Q^k \right) T_s \quad (3.19)$$

$$Q^{k+1} = Q^k + \left(\frac{-3}{2L} I_{mg} (\operatorname{conj}(v^k) \cdot e^k) - \frac{R}{L} Q^k - \omega P^k \right) T_s \quad (3.20)$$

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

$$P^{k+1} = P^k + A \cdot T_s \quad (3.21)$$

$$Q^{k+1} = Q^k + B \cdot T_s \quad (3.22)$$

3.2.4. Fonction de coût :

Contrairement à la DPC, où le vecteur est sélectionné dans une table de commutation prédéfinie, dans la PDPC, le vecteur est sélectionné en évaluant une fonction de coût constituée d'erreurs de puissance pour chaque vecteur de tension du convertisseur. Celui qui minimise la fonction de coût est sélectionné comme le meilleur vecteur de tension. En tenant compte du modèle précis du système, il est évident que le processus de sélection des vecteurs dans la PDPC est plus précis que dans la DPC. La fonction de coût peut être exprimée comme l'erreur quadratique de la puissance complexe [Zha-14] [Zha-13 [Say-21]:

$$g = (P^{ref} - P^{k+1})^2 + (Q^{ref} - Q^{k+1})^2 \quad (3.23)$$

Après avoir obtenu les valeurs prédites de P^{k+1} et Q^{k+1} pour chaque vecteur de tension v^k du convertisseur, ils sont en outre évaluées en utilisant la fonction de coût dans (3.23).

Pour obtenir une prédition précise à la fois de la puissance active et de la puissance réactive, ces deux valeurs doivent être comparées aux références de la puissance active et de la puissance réactive et sélectionner le meilleur vecteur de tension. Comme le montre la figure 3.2, le bloc de fonction de coût reçoit P^{k+1} et Q^{k+1} , P_{ref} et Q_{ref} comme signaux d'entrée et génère deux références pour le convertisseur v_α et v_β , qui sont les vecteurs de tension moyen du convertisseur.

En remplaçant (3.21) et (3.22) dans (3.23) on obtient :

$$g = \left(P^{ref} - P^k + A \cdot T_s \right)^2 + \left(Q^{ref} - Q^k + B \cdot T_s \right)^2 \quad (3.24)$$

Le problème de minimisation sera résolu comme suit:

$$\frac{\partial g}{\partial v_\alpha} = -(P^{ref} - P^k - AT_s) \cdot e_\alpha - (Q^{ref} - Q^k - BT_s) e_\beta = 0 \quad (3.25)$$

$$\frac{\partial g}{\partial v_\beta} = -(P^{ref} - P^k - AT_s) \cdot e_\beta - (Q^{ref} - Q^k - BT_s) e_\alpha = 0 \quad (3.26)$$

Pour déterminer les composantes v_α et v_β , il faut résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} X - \frac{3T_s}{2L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2)v_\alpha = 0 \\ Y + \frac{3T_s}{2L}(e_\alpha^2 + e_\beta^2)v_\beta = 0 \end{cases} \quad (3.27)$$

En résolvant le système d'équations (3.27), les vecteurs de tension moyens du convertisseur peuvent être écrits comme suit :

$$v_\alpha = \frac{2L}{3T_s(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \cdot X \quad (3.28)$$

$$v_\beta = -\frac{2L}{3T_s(e_\alpha^2 + e_\beta^2)} \cdot Y \quad (3.29)$$

Avec :

$$X = \Delta P \cdot e_\alpha + \frac{3T_s}{2L} e_\alpha (e_\alpha^2 + e_\beta^2) - \frac{RT_s}{L} e_\alpha P^k - \omega T_s e_\alpha Q^k - \Delta Q e_\beta - \frac{RT_s}{L} e_\beta Q^k + \omega T_s e_\beta P^k$$

$$Y = \Delta P e_\beta - \Delta Q \cdot e_\beta + \omega T_s (e_\alpha P^k + e_\beta Q^k) + \frac{RT_s}{L} (e_\beta P^k - e_\alpha Q^k) - \frac{3T_s}{2L} e_\beta$$

$$\begin{cases} \Delta P = P^{ref} - P^k \\ \Delta Q = Q^{ref} - Q^k \end{cases}$$

Ces deux signaux de tension sont générés par le convertisseur de puissance avec l'algorithme de la technique MLI (SVM) vectorielle à deux niveaux. Les équations (3.20) et (3.21) remplacent les contrôleurs à hystérésis dans la DPC conventionnelle, résolvant ainsi les problèmes causés par ces contrôleurs.

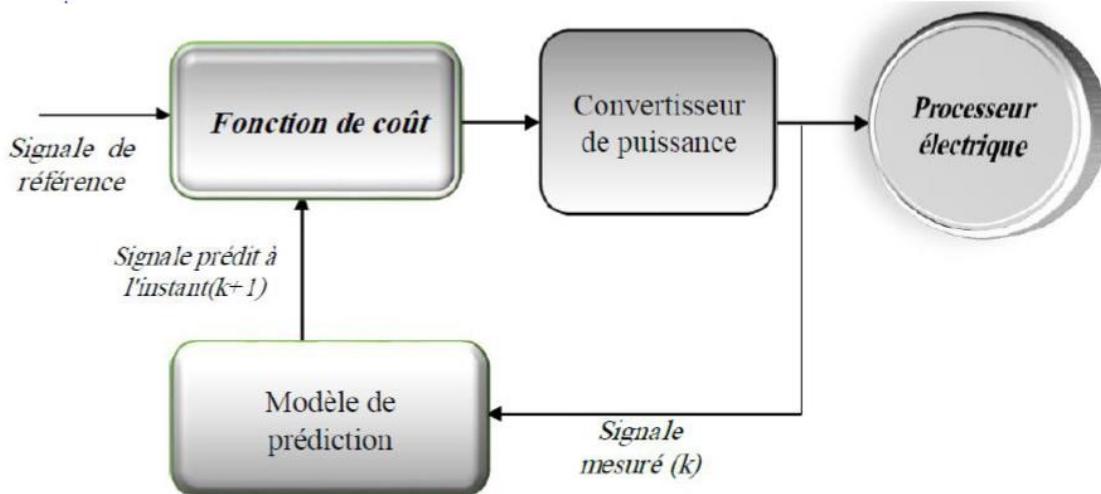


Figure 3.3: Schéma général de la commande prédictive avec fonction de coût.

3.2.5. La MLI Vectorielle

La MLI vectorielle, couramment désigné par "*Space Vector Modulation (SVM)*", correspond au développement des commandes modernes des machines à courant alternatif qui utilisent largement les transformations et changements de repères (*Park, Clarke, Concordia*) et procèdent d'une vision globale du système polyphasé. Cette stratégie constitue une méthode de conception très puissante. Les formes d'ondes obtenues par la *SVM*, qui s'affranchissent de la notion de porteuse, sont arbitraires et non nécessairement sinusoïdales [Abe-17].

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs du convertisseur permettant de générer un vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence.

La commande basée sur une MLI vectorielle pilote le redresseur de tension dans le repère stationnaire α, β , où huit vecteurs de tensions sont accessibles et nommés ($v_0, v_1, v_2, v_3, v_4, v_5, v_6, v_7$). Parmi ces vecteurs, deux sont nuls (v_0 et v_7) les autres étant répartis dans les 60° , ils possèdent tous le même module ($\|v_i\| = \sqrt{2} V_{dc}/\sqrt{3}$) et une direction donnée, comme l'indique la figure suivante [Abe-17] [Chi-04]:

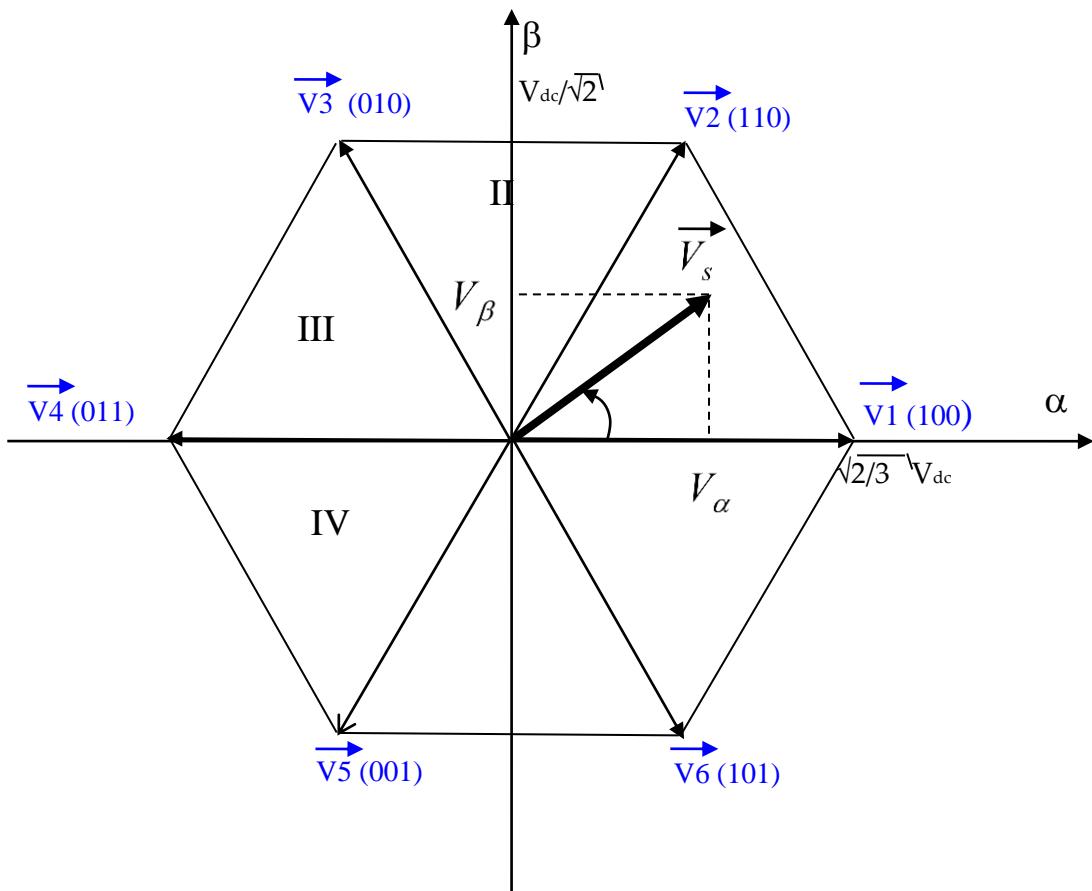


Figure 3.4 : Représentation du polygone de commutation

La SVM consiste alors à traiter les signaux directement dans ce plan, en supposant que l'analyse se situe dans le cadre d'une commande numérique et qu'un algorithme de régulation a déjà déterminé les composantes du vecteur souhaité v_α et v_β . Cette technique de MLI suit les principes suivants [Chi-04] :

- Le signal de référence est échantillonné sur des intervalles.
- Réalisation dans chaque période de modulation, d'une impulsion de largeur T centrée sur la période, et dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence au milieu de la période de modulation (MLI symétrique).
- Tous les interrupteurs d'un même demi-points ont un état identique au centre et aux deux extrémités de la période.

Lorsque le vecteur \vec{v}_s se trouve dans le secteur i , il peut être exprimé en fonction des vecteurs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} de la manière suivante :

$$\vec{v}_s = T_i \vec{v}_i + T_{i+1} \vec{v}_{i+1} \quad (3.30)$$

Où T_i et T_{i+1} sont des coefficients à déterminer. A noter que tant que l'extrémité du vecteur \vec{v}_s reste à l'intérieur de l'hexagone défini par les extrémités des vecteurs \vec{v}_1 à \vec{v}_6 , c-à-d que tant que :

$$v_s \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \Rightarrow r \sqrt{\frac{3}{2} \frac{V_{dc}}{2}} \leq \frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \Rightarrow r \leq \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155 \quad (3.31)$$

\vec{v}_s est un vecteur d'amplitude égale à $r \sqrt{\frac{3}{2} \frac{V_{dc}}{2}}$, tournant dans le sens trigonométrique avec une vitesse angulaire égale à la pulsation ω des tensions désirées. A chaque instant, le vecteur \vec{v}_s peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} ($i = 1, 2, \dots, 6$) qui lui sont adjacents, Figure 3.5.

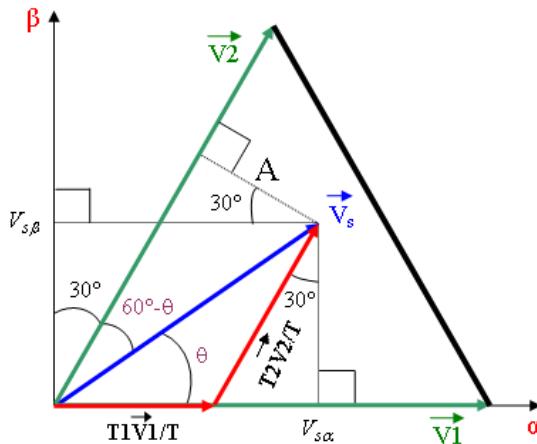


Figure 3.5 : Calcul des temps de commutation T_1 et T_2 du premier secteur.

Si la condition (3.31) est vérifiée sur un intervalle de temps T assez bref pour qu'on puisse négliger la variation de \vec{v}_s pendant sa durée, on peut reconstituer la valeur moyenne de ce vecteur à l'aide des vecteurs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} et du vecteur \vec{v}_0 ou \vec{v}_7 . Pour cela, comme le montre l'équation (3.30), on impose aux interrupteurs de se trouver dans la configuration correspondant à [Chi-04]:

- \vec{v}_i pendant une fraction T_i de l'intervalle T ,
- \vec{v}_{i+1} pendant une fraction T_{i+1} de l'intervalle T ,
- \vec{v}_0 ou \vec{v}_7 pendant le reste de l'intervalle T

$$\vec{v}_s = V_{moy} = \frac{1}{T} (T_i \vec{v}_i + T_{i+1} \vec{v}_{i+1} + T_0 \vec{v}_0) \quad (3.32)$$

La MLI vectorielle consiste à reproduire sur chaque période de modulation le processus qui vient d'être décrit de manière à suivre en moyenne l'évolution du vecteur \vec{v}_s .

Dans ce qui suit nous allons faire le calcul des temps de commutation des interrupteurs dans chacun de six secteurs de l'hexagone. D'après la Figure 3.2, on a [Chi-04] :

$$\vec{v}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} = v_s \cos\theta + jv_s \sin\theta \quad (3.33)$$

Avec :

$$v_{s\alpha} = v_s \cos\theta \text{ et } v_{s\beta} = v_s \sin\theta$$

On a aussi :

$$v_1 = v_2 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$$

et

$$A = \frac{T_1 v_1}{T} \cos 30^\circ = v_s \cos(60^\circ - \theta)$$

D'où

$$T_1 = \frac{v_s \cos(60^\circ - \theta) T}{v_1 \cos 30^\circ} = v_s \sin(60^\circ - \theta) \frac{2T}{\sqrt{2} V_{dc}}$$

Qui peut s'écrire sous la forme :

$$\begin{aligned} T_1 &= v_s (\sin 30^\circ \cdot \cos\theta - \cos 60^\circ \sin\theta) \frac{2T}{\sqrt{2} V_{dc}} \\ &= \left(\frac{\sqrt{3}}{2} v_{s\alpha} - \frac{1}{2} v_{s\beta} \right) \frac{2T}{\sqrt{2} V_{dc}} \end{aligned}$$

D'où :

$$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}} v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}} \quad (3.34)$$

D'un autre côté, la figure 3.3 nous donne :

$$\cos 30^\circ = \frac{v_{s\beta}}{T_2 v_2 / T}$$

D'où :

$$T_2 = v_{s\beta} \frac{T}{v_2 \cos 30^\circ} = v_{s\beta} \frac{T}{\sqrt{2/3} V_{dc} \sqrt{3}/2}$$

Donc :

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}v_{s\beta}}{V_{dc}} \quad (3.35)$$

En effectuant un calcul similaire pour chaque secteur, le temps de commutation des interrupteurs dans chacun des six secteurs de l'hexagone peut être obtenu dans le Tableau 3.1.

$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$
$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_2 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_3 = \frac{\sqrt{2}v_{s\beta}}{V_{dc}} T$
$T_2 = \frac{\sqrt{2}v_{s\beta}}{V_{dc}} T$	$T_3 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$
$i = 4$	$i = 5$	$i = 6$
$T_4 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_5 = \left(-\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_6 = -\frac{\sqrt{2}v_{s\beta}}{V_{dc}} T$
$T_5 = -\frac{\sqrt{2}v_{s\beta}}{V_{dc}} T$	$T_6 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$	$T_1 = \left(\sqrt{\frac{3}{2}}v_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s\beta} \right) \frac{T}{V_{dc}}$

Tableau 3.1 : Calcul des temps de commutation

La Figure 3.6 représente l'ordre de succession des configurations correspondants aux vecteurs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} du vecteur \vec{v}_0 ou \vec{v}_7 durant la période de modulation. Pour les secteurs impairs la séquence est $[\vec{v}_0, \vec{v}_i, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_7, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_i, \vec{v}_0]$, pour les secteurs pairs la séquence est $[\vec{v}_0, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_i, \vec{v}_7, \vec{v}_{i+1}, \vec{v}_0]$. La permutation des vecteurs \vec{v}_i et \vec{v}_{i+1} dans les secteurs pairs permet de diminuer le nombre de commutation par période de modulation dans ces secteurs.

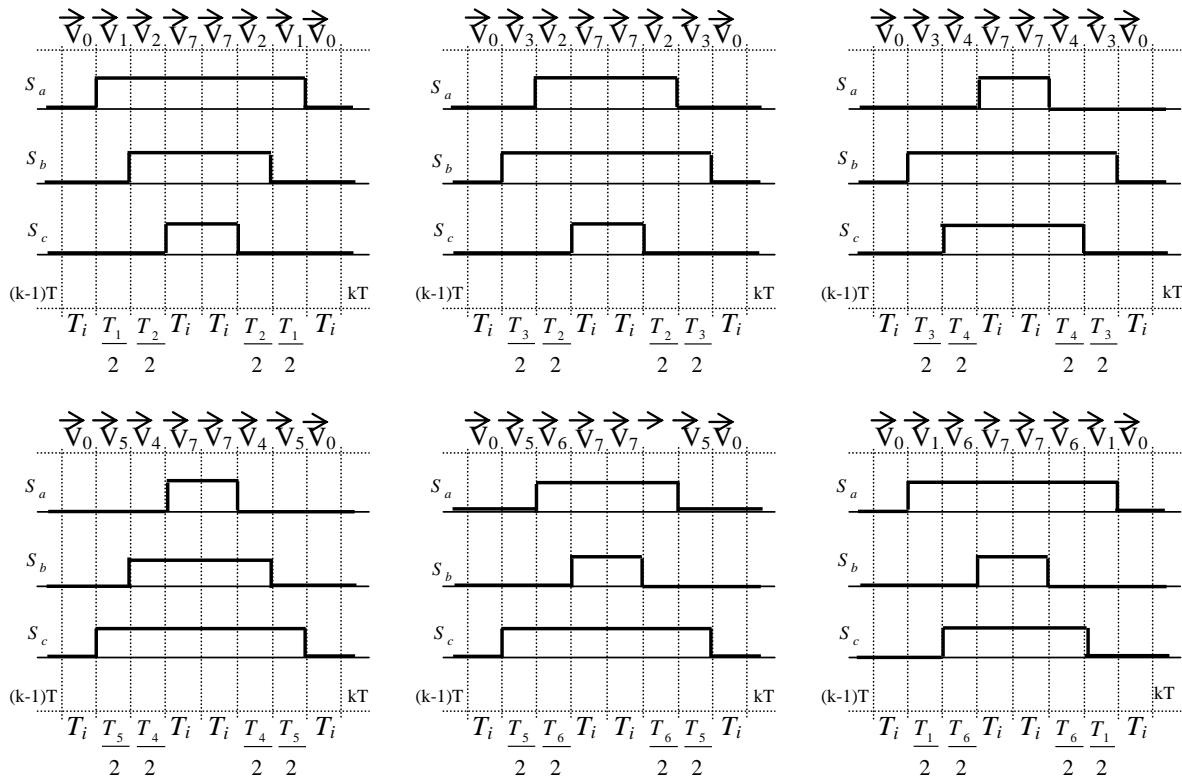


Figure 3.6 : Description des séquences de conduction des interrupteurs.

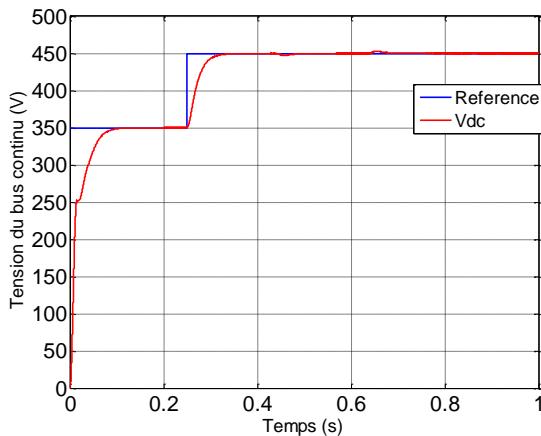
3.3. Résultats de simulation

La Commande DPC prédictive basée sur les relations précédentes, a été implantée sur le logiciel MATLAB/Simulink. La simulation a été exécutée sous les mêmes conditions de tension de réseau équilibrée et en utilisant les mêmes paramètres que pour la commande DPC classique et DPC améliorée (présentée dans le chapitre précédent). Les résultats de simulation sont présentées dans les Figures 3.7

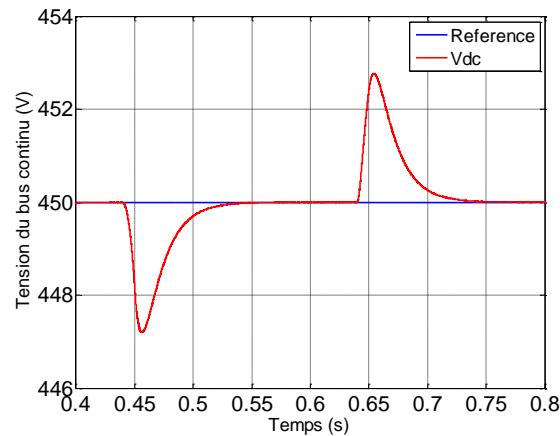
Les figures 3.7 (a),(b) représentent les résultats de simulation de la commande prédictive directe de puissance du redresseur MLI triphasé avec régulation de la tension du bus continu. On remarque que la tension de sortie suit sa référence correctement et que la variation de la charge n'affecte pas la stabilité et la régulation de la tension de sortie. On peut voir aussi que avec la nouvelle approche, les courants triphasés du réseau présentent une forme d'onde quasi sinusoïdale et nettement meilleurs que ceux présentés dans le cas de la DPC classique et la DPC améliorée, figures 3.7 (c),(d). Même remarque pour les courants dans les axes $\alpha\beta$, figures 3.7 (e),(f). La figure 3.7 (h) montre que le courant du réseau est en phase avec la tension du réseau fournissant ainsi un facteur de puissance unitaire.

La commande DPC prédictive ajuste bien la puissance active dans tous les secteurs lors du changement de la puissance de charge figures 3.7 (i),(j). On peut voir aussi sur la figures 3.7 (k) (l), que la puissance réactive est maintenue à zéro afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire. On remarque une importance atténuation des ondulations des puissances active et réactive dans le cas de la commande DPC prédictive. On peut voir clairement que la commande DPC prédictive réalise aussi un contrôle découplé de la puissance active et réactive. Ce qui montre que l'approche analytique proposée est assez rigoureuse.

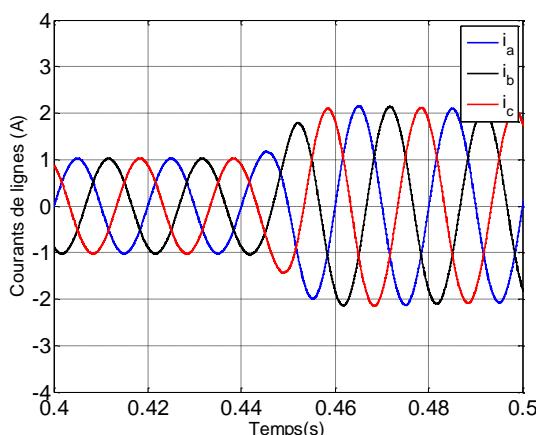
Enfin, les résultats de simulation montrent que la DPC prédictive apporte une amélioration sur les performances du système et une certaine robustesse par rapport à la DPC classique et la DPC améliorée.



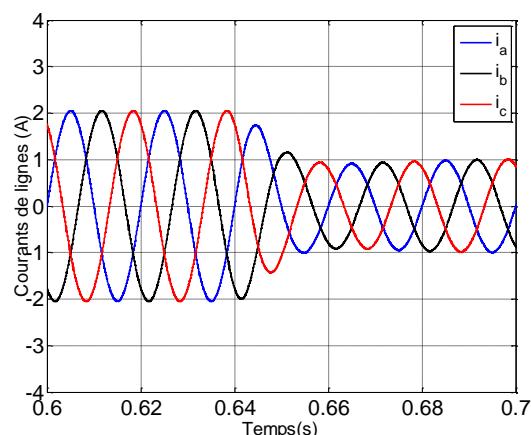
a) Tension de sortie



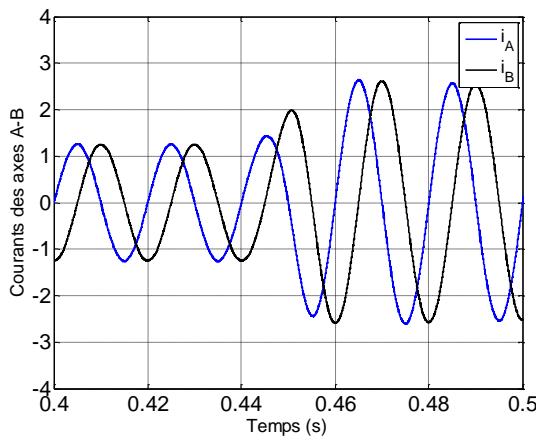
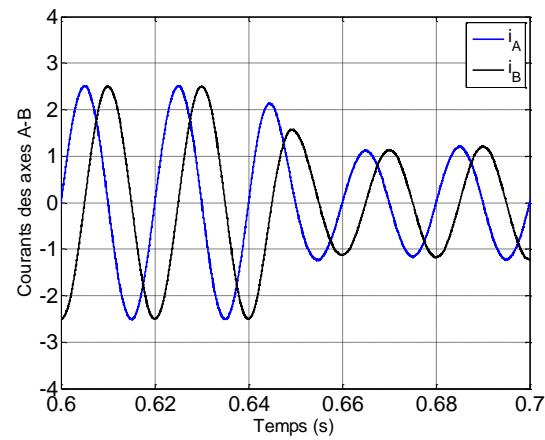
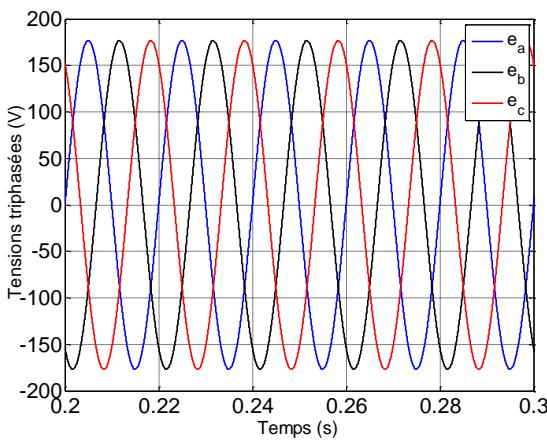
b) Zoom tension de sortie



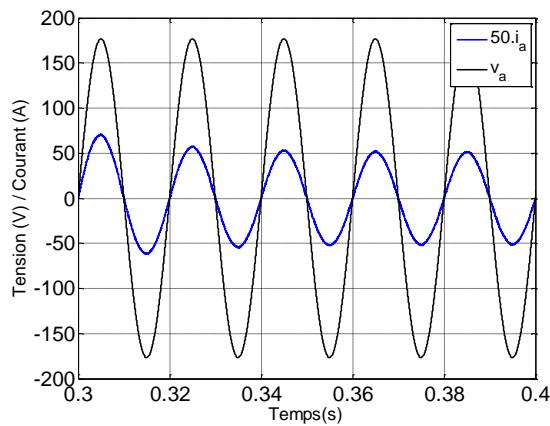
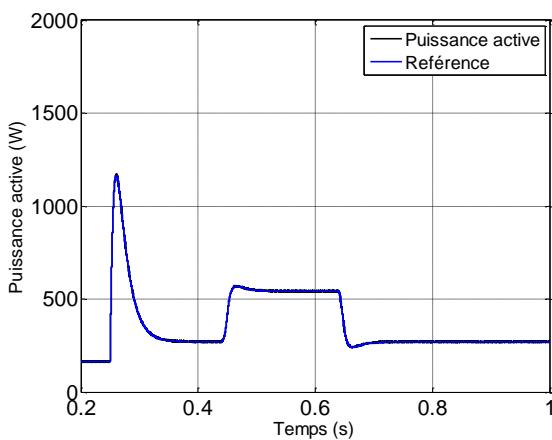
c) Zoom des Courants de ligne $i_a, i_b i_c$



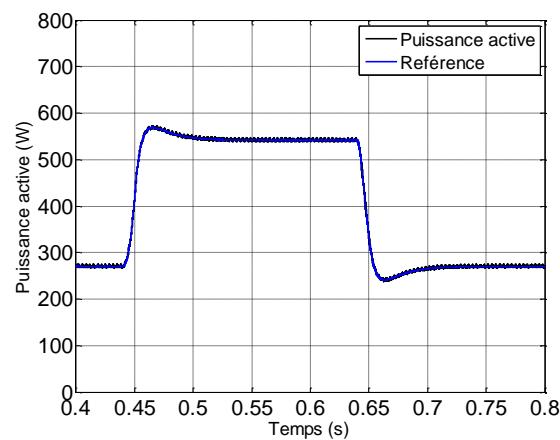
d) Zoom des Courants de ligne $i_a, i_b i_c$


 e) Zoom des Courants i_α, i_β

 f) Zoom des Courants i_α, i_β


g) Tensions triphasées


 h) Tension et courant de phase a


i) Puissance active



j) Zoom de la puissance active

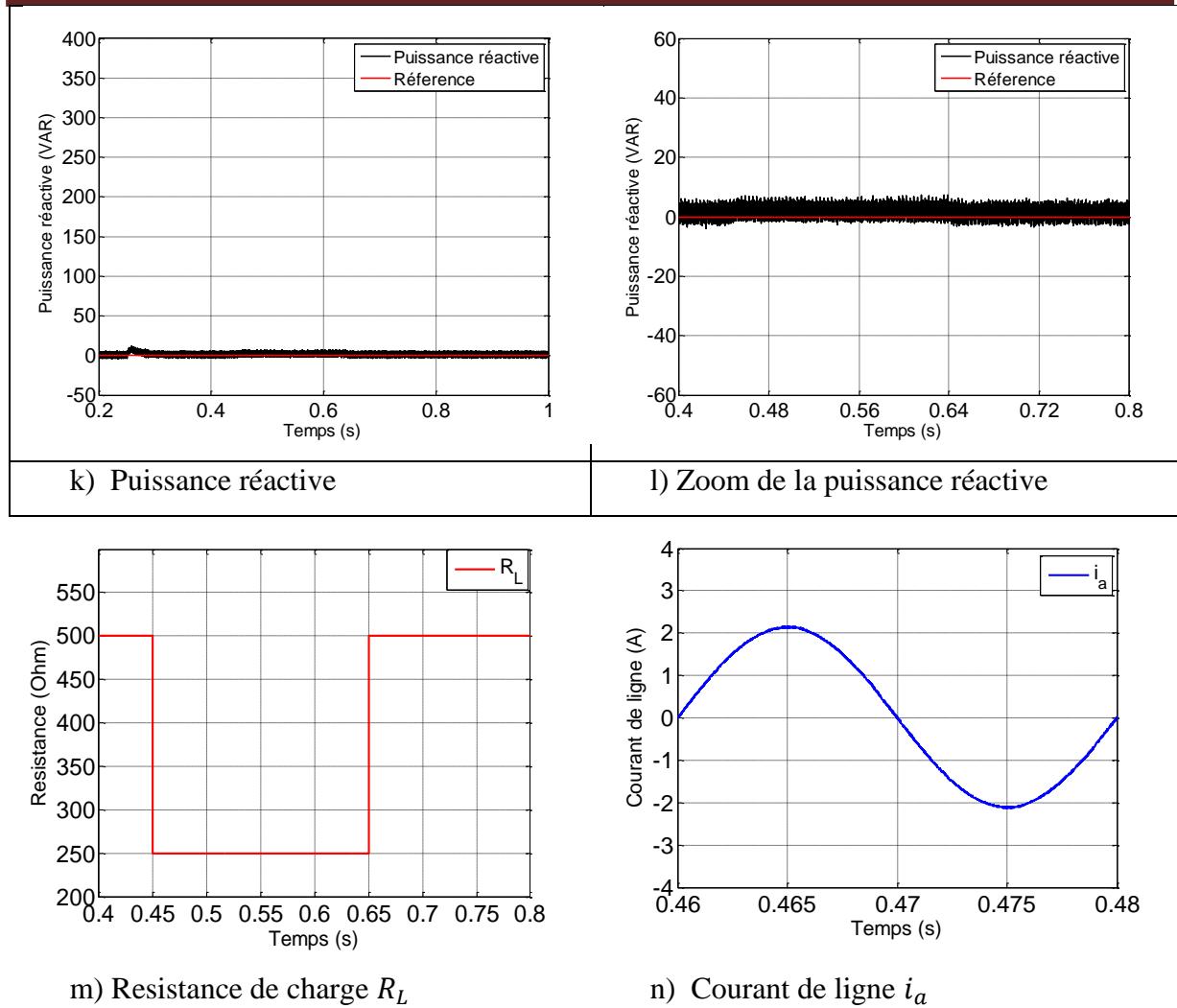


Figure 3.6 : Résultats de simulation

3.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la simulation de l'algorithme de la commande prédictive d'un redresseur triphasé à *MLI*. Après avoir donné une brève description des concepts fondamentaux, nous avons élaborer un algorithme de commande du redresseur basé sur une approche prédictive, cette dernière consiste à calculer au début de chaque période de commutation le vecteur de commande moyen à appliquer durant cette période, via la modulation vectorielle, afin d'annuler les erreurs de suivi de référence des puissances active et réactive à la fin de la période de commutation. Les résultats de simulation obtenus aussi bien en régime permanent qu'en transitoire sont représentés par les différentes courbes, ils montrent la faisabilité de l'approche prédictive développées. De bonne performances sont obtenues en régime permanent et transitoire.



Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de recherche de nouvelles solutions modernes, à base d'électronique de puissance, de dépollution harmonique du réseau électrique. Il est consacré à la réduction de l'injection de courants harmoniques dans le réseau, caractérisant les ponts redresseurs à thyristors largement exploités dans les secteurs industriels et domestiques. Ces convertisseurs, de nature non linéaire, représentent la principale source d'harmoniques affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ils peuvent ainsi prélever des courants distordus sur le réseau dont le taux d'harmonique (THD) dépasse grandement les limites contractuelles en vigueur. Afin de lutter contre la pollution harmonique provoquée par ces convertisseurs et limiter leur propagation dans le réseau, il est apparaît nécessaire de développer dans le domaine industriel et de concevoir des convertisseurs statiques non polluants dans un cadre préventif. Nous nous sommes intéressés dans ce travail à cette solution, basée sur la conception de nouvelles stratégies de commande des convertisseurs AC/DC à absorption de courant sinusoïdal.

Dans **le premier chapitre**, nous après avoir soulevé la problématique de la pollution harmonique dans le réseau et les effets néfastes qui l'accompagnent, nous avons mis en évidence l'apport prépondérant de l'électronique de puissance dans le processus de dépollution et l'amélioration de la qualité de l'énergie. Les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques.

Le deuxième chapitre a été dédié à la modélisation de chaque bloc du convertisseur AC-DC ainsi que les équations analytiques du redresseur à MLI. Le principe de la commande DPC qui est basé sur des boucles des puissances active et réactive a été développé en détail. Nous avons aussi développé une approche de DPC basée sur une nouvelle table de commutation à la place de la table de commutation classique.

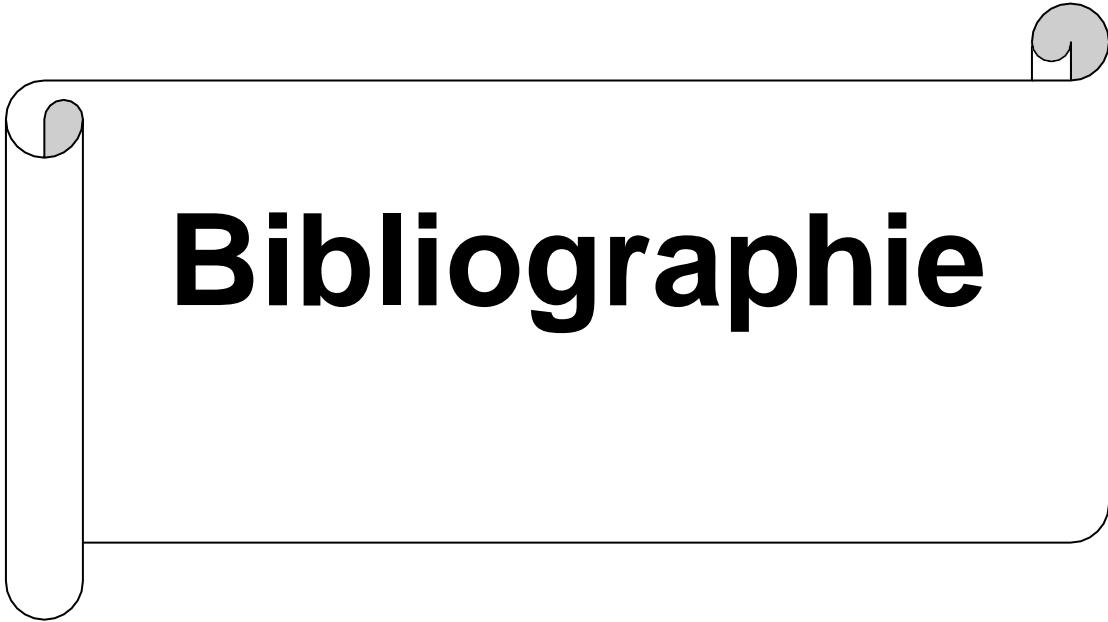
Cette approche a assuré un fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de tension continue et faible taux de distorsion harmonique des courants du réseau. D'après les résultats obtenus dans ce chapitre nous avons constaté contrairement à la DPC classique que la DPC utilisant une nouvelle table a pu assurer un contrôle plus précis et simultané des puissances actives et réactives dans tous les secteurs. Cette approche a pu garantir aussi une bonne régulation du bus continu, en plus, les courants absorbés possèdent une forme quasi-sinusoïdale.

Conclusion générale

Le troisième chapitre a été consacré au contrôle direct de puissance avec une approche prédictive. La PDPC a été proposée comme une alternative puissante à la DPC proposée classique et la DPC améliorée. Sur la base d'un modèle prédictif du redresseur à MLI commandé en puissance, l'approche qui a été développée est basée sur le calcul d'un vecteur de commande moyen au début de chaque période d'échantillonnage à appliquer par le biais de la modulation vectorielle (SVM). Un modèle mathématique a été établi pour prédire les valeurs futures des puissances actives et réactives. Un meilleur vecteur de tension a été sélectionné, en minimisant une fonction de coût constituée d'erreurs de puissance et en incorporant la modulation vectorielle (SVM). De meilleures performances en régime permanent en termes d'ondulations de puissance et d'harmoniques de courant ont été obtenues. Les résultats de simulation ont montré que la DPC prédictive a apportée, une amélioration sur les performances du système. Elle permet d'obtenir un courant de réseau sinusoïdal et de minimiser les ondulations pour les deux puissances, active et réactive. Les résultats de simulation présentés valident l'étude théorique et l'efficacité de la méthode proposée.

Les travaux que nous avons rapportés dans ce mémoire répondent aux exigences que nous nous sommes fixées, en l'occurrence la conception d'un convertisseur *AC/DC* capable à la fois de fournir une tension continue réglable de qualité et de prélever des courants sinusoïdaux et en phase avec les tensions du réseau électrique.

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



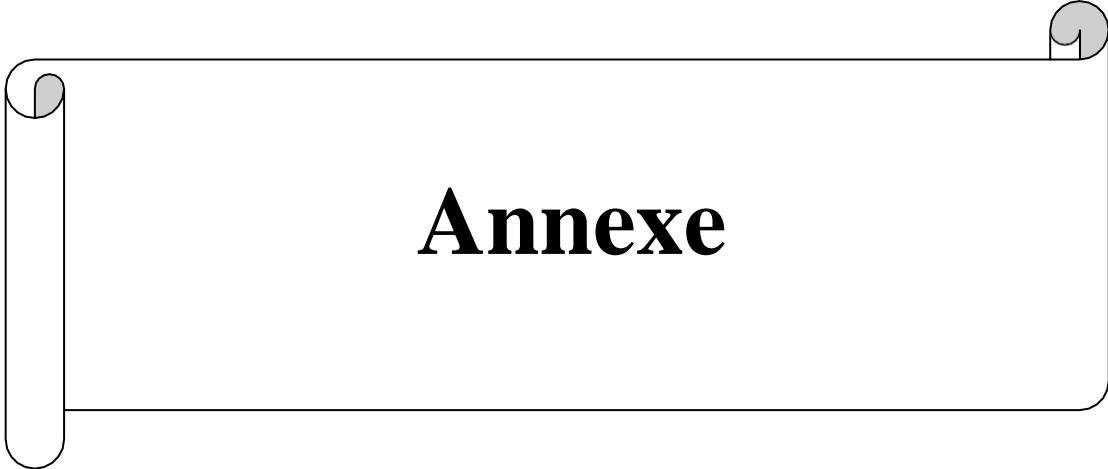
Bibliographie

Bibliographie

- [Abe -17] Lyes Aber « Commande prédictive d'un convertisseur à MLI connecté au réseau électrique », mémoire de master en Machines électriques Université Mouloud Mammeri de Tizi-ouzou, 13 juillet 2017
- [Ala-12] Mohamad Alaa Eddin Alali « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension », Thèse de Doctorat, Université Louis Pasteur-Strasbourg I, Septembre 2012
- [Alo-11] 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.
- [Ant-08] P. Antoniewicz and M.P Kazmierkowski Chalah « Virtual-flux-based predictive direct power control of AC/DC converters with online inductance estimation » IEEE Trans., Ind Electron . ,vol. 55 no .12 ,pp.4381-4390,2008
- [Bah-20] Baha Mohamed Abdelbasset , «Commande Prédictive de Courant du Redresseur MLI » mémoire de master en Machines électriques Université Echahid Hamma Lakhdar d'El Oued, 2020
- [Beg-09] S. Begag, N. Belhaouchet et L. Rahmani ?« Correction du facteur de puissance d'un convertisseur AC-DC monophasé à fréquence de commutation constante », 3rd International Conference on Electrical Engineering (ICEE'09), Alger, Algérie, May 19-21, 2009.
- [Bel-17] Belaoura Abdelkader ,Boussaid Ibrahim , « Contrôle directe de puissance avec modulateur vectoriel (DPC-SVM) d'un redresseur PWM triphasé » mémoire de master en Electrotechnique, Université d'Adrar, Mai 2017.
- [Bel-20] Belhamdi Karim « Amélioration des performances de la commande directe en puissance appliquée à un redresseur MLI triphasé » mémoire de master en Electrotechnique, Université Abderrahmane MIRA Bejaia,2019/2020.
- [Bou-09] Bouacida Farida « Qualité de l'énergie électrique et norme IEEE- 519 » mémoire de master en Génie Electrique, Université Larbi Ben M'hidi, Oum El-Bouaghi, juin 2009.
- [Bou-10] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, « Predictive direct power control of three-phase pulsewidth modulation (pwm) rectifier using space-vector modulation (svm) », IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, pp. 228
- [Bou-18]. Bouarfa Bouchra, Bouzar Salima : « commande floue direct de puissance d'un redresseur à MLI triphasée » mémoire de master, université de Saida .2018
- [Cha-12] S.Chalah, « Analyse stochastique de la résultante de l'injection de courants harmoniques dans un réseau électrique », mémoire d'ingénieur d'état, Université Mouloud Maameri, Tiziouzou, Algérie, 2012.
- [Cha-10] Abdelmadjid CHAOUI « Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires », Thèse de Doctorat, Université Poitiers, Octobre 2010.

- [Chi1-18] T. Mohammed Chikouche, K. Hartani, « A Strategy of Direct Power Control for PWM Rectifier Reducing Ripple in Instantaneous Power », 20th International Conference on Automobile and Electrical Engineering, ICAEE '18, February 15-16,2018, Istanbul ,Turkey.
- [Chi2-18] T. Mohammed Chikouche, K. Hartani, « A Strategy of Direct Power Control for PWM Rectifier Reducing Ripple in Instantaneous Power », World Academy of Science, Engineering and Technology International Journal of Electrical and Computer Engineering, Vol.12, No.2, 2018.
- [Chi3-18] T. Mohammed 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.
- [Chi-04] T. Mohammed Chikouche « Etude comparative des commandes à MLI d'un onduleur de tension appliquées à la commande de la machine asynchrone» Thèse de magister en Electrotechnique, ENSET, Oran, juillet 2004.
- [Def-08] F. Defay, « Commande prédictive directe d'un convertisseur multicellulaire triphasé pour une application de filtrage actif», Thèse de doctorat, Université de Toulouse,2008.
- [Dou-16] DOUKHI Nacer « Contribution à l'Étude de la Qualité de L'Énergie » mémoire de master en Génie Électrique, Université El-Hadj Lakhder, Batna 27/04/2016.
- [Gho-19] GHOUT Mohamed, HOMIR Brahim, « Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à MLI en utilisant une nouvelle table de commutation », mémoire de master en électrotechnique, université Moulay Taher, Saida, Juillet 2019
- [Har-07] K. Hartani “Contribution à la stabilité du véhicule électrique a l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage ”these de doctorat en sciences, USTO, 2007.
- [Har-10] K. Hartani and Y. Miloud, « Control strategy for three phase voltage source PWM rectifier based on the space vector modulation », Advances in Electrical and Computer Engineering, vol. 10, pp. 61-65, 2010.
- [Has-20] S. M. Hashemzadeh, R. Rostami, Vafa Marzang, S. H Hosseini«Direct Power Control of PWM Three-Phase Rectifier Using the Predictive Method: Aims to Reduce THD»,28th Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE),2020.
- [Kho-06] M. Shafiee Khoor « 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.
- [Kot-14]. Kot Yahia: « Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC triphasé », Mémoire de Fin d'Etude En vue de l'obtention du diplôme de Master Académique Université d'EL-Oued 2013/2014.
- [Mal-03] Malinowsk M ,Kazmierkowski MP ,Trynadowski A , “Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers”, Mathematics and Computers in simulation ,Volume 63 ,Issuses 3-5,pp 349-361, 17 November 2003.
- [Mer-08] A. Merabet, « Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone», Thèse de doctorat, Université de Québec, 2008.

- [Mou-16] MOUSSA Oussama « Etude des harmoniques et techniques de commandes du filtre actif » mémoire de master en électrotechnique, Université de Batna 2016.
- [Oul-05] Djafar *Ould Abdeslam* « Techniques neuromimétiques pour la commande dans les Systèmes électriques application au filtrage actif parallèle dans les réseaux Électriques basse tension », Thèse de doctorat, université de Haute-Alsace, France, 08 Décembre 2005.
- [Say-21] Sayah Ali Mahmoud Tayeb, Merabet Zakaria” Commande prédictive directe de puissance d’un redresseur MLI dans des conditions de réseau déséquilibré» mémoire de master en électrotechnique, université Moulay Taher, Saida, 03/07/2019.
- [Ted-11] M.Tedjani : «Gestion des flux énergétiques dans un système de conversion éolienne» Mémoire de magister, Université. D’Annaba 2011.
- [Zha-16] Yongchang Zhang, Yubin Peng and Changqi Qu, «Model Predictive Control and Direct Power Control for PWM Rectifiers With Active Power Ripple Minimization», IEEE Transactions On Industrial Electronics, July, 2016.
- [Zha-13] Yongchang Zhang, Wei Xie, Zhengxi Li, and Yingchao Zhang, «Model Predictive Direct Power Control of PWM Rectifier With Duty Cycle Optimization», Power Electronics IEEE Transactions , January 2013.
- [Zha-15] Yongchang Zhang, Yubin Peng and Haitao Yang, «Performance Improvement of Two-Vectors-Based Model Predictive Control of PWM Rectifier», IEEE Transactions On Industrial Electronics, August, 2015.



Annexe

Les paramètres du système à l'usage de ces simulations sont donnés par :

Réseau électrique	V=125,f=50Hz
Paramètres du filtre	$R=0.3\Omega$ $L=37Mh$
Résistance de la charge	$R_l=500\Omega$
Condensateur (DC-Link capacitor)	$C_{DC} = 1100\mu F$
Tension continue de sortie	500V

Résumé

Les redresseurs MLI triphasés ont été largement utilisés dans des variétés d'applications industrielles en raison de leurs caractéristiques avancées, telles que, la forme sinusoïdale du courant d'entrée, la petite taille du filtre d'entrée, un flux de puissance bidirectionnel et un facteur de puissance contrôlable. De nombreuses méthodes de contrôle ont été proposées pour réaliser un contrôle découplé de la puissance active et de la puissance réactive. La DPC est un type de stratégie de contrôle de puissance haute performance pour les redresseurs MLI. La DPC permet une réponse très rapide avec une structure simple en sélectionnant un vecteur de tension à partir d'une table de commutation prédéfinie. Cependant, la DPC basée sur une table de commutation conventionnelle possède des ondulations de puissance relativement importantes. Dans ce travail nous avons proposé au départ une DPC utilisant une nouvelle table de commutation pour réguler à la fois la puissance active et la nouvelle puissance réactive. Comme alternative efficace aux DPC citées, une approche dite PDPC est choisie. Un modèle mathématique approprié a été établi et analysé, pour prédire la valeur future de la puissance active et réactive. Un vecteur de commande moyen au début de chaque période d'échantillonnage a été aussi appliqué au redresseur MLI par le biais de la modulation vectorielle (SVM). De meilleures performances en régime permanent en termes d'ondulations de puissance et d'harmoniques de courant ont été obtenues. Les résultats de simulation sont présentés pour confirmer l'étude théorique et l'efficacité de la méthode proposée.

Mots clés : Qualité d'énergie, Pollution harmonique, Redresseur MLI, Commande directe de puissance (DPC), Nouvelle table de commutation, Commande prédictive directe de puissance (PDPC), Fonction de coût, SVM.