

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



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda
Faculté de la Technologie
Département d'Electrotechnique



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Intitulé :

**Contrôle direct de puissance du redresseur triphasé à
MLI en utilisant une nouvelle table de commutation**

Présenté par :

**GHOUT Mohamed
HOMIR Brahim**

Devant le jury composé de :

Pr. K. HARTANI

Dr. T. MOHAMMED CHIKOUCHE

Dr. F. MEKRI

Dr. A. BOUANANE

Président

Encadreur

Examineur

Examineur

Soutenu le 03/07/2019
Promotion 2018-2019

Remerciements

Au nom d'Allah le Clément, le Miséricordieux et grâce à lui, on a pu réaliser notre rêve d'enfance.

Nous tenons à remercier en premier lieu, Dr.Tarik Chikouche notre encadreur, pour son aide, son soutien et surtout ses précieux conseils.

Nous remercions sincèrement Monsieur le président du jury Professeur K.Hartani, pour avoir accepté d'évaluer ce modeste travail.

Nous souhaiterions, d'autre part que tous ceux qui ont contribué à l'élaboration de ce modeste travail, trouvent ici l'expression de nos gratitude et de nos reconnaissances.

Que soient remerciés également tous les enseignants de la faculté de technologie département d'électrotechnique surtout Dr. K.Arzeg. K et Dr.A.Bouanane .

Nous tenons à remercier aussi tous les membres de l'administration de leur soutien et leur disponibilité.

Enfin, nos remerciements aux responsables de la bibliothèque pour leurs disponibilités, leurs aides et leurs affabilités.

Dédicaces

A mes très chers parents (Moulay et Kheira) qui ont toujours été la pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de travail et de persévérance. J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance.

À mes chers frères Habibe, Aissa, Billal et Oussama

À ma chère sœur Samira

À mon oncle Ghout Noredine

À mes professeurs surtout T. MOHAMMED CHIKOUCHE

À mon binôme Homir Brahim

À mes amis et collègues : Ammour Kerroum, Aouadj Nourdine, Soumia Toula et Azzouz Sofia, Mazari Amal.

À toute ma famille et à toutes les personnes chères à mon cœur et qui ont une place dans ma vie.

Ghout Mohamed

Dédicaces

À mes très chers parents (Hadj et Zohra) qui ont toujours été là pour moi, et qui m'ont donné un magnifique modèle de travail et de persévérance.

J'espère qu'ils trouveront dans ce travail toute ma reconnaissance.

À mes chers frères Mohamed, berrzoug

À mes professeurs surtout Dr.K.Arzeg

À mon binôme Ghout Mohamed

À mes amis Ababou djilali , Hakmi sliman ,Yahyaoui abdelali ,yahiaoui ali, Gasmi miloud .

À toute ma famille et à toutes les personnes chères à mon cœur et qui ont une place dans ma vie.

Hamir Brahim

Table des matières

Remerciement.....	
Table des matières	i
Liste des figures.....	iv
Liste des tableaux	vi
Notations et abréviations.....	vii
Introduction générale	1

CHAPITRE 1 : Qualité d'énergie électrique

1.1 Introduction	3
1.2 Perturbation électrique	3
1.2.1 Creux et coupure de tension	4
1.2.2 Variation des fréquences	4
1.2.3 Fluctuation de tension	5
1.2.4 Déséquilibres de système triphasé de tension.....	6
1.2.5 Harmoniques.....	6
1.3 Problématique des harmoniques	7
1.3.1 Origine des harmoniques.....	8
1.3.2 Décomposition d'un Courant Distordu Périodique en Série de Fourier	8
1.3.3 Effets des harmoniques sur le réseau électrique	9
1.4 Caractérisation des Harmoniques.....	10
1.4.1 Taux Harmonique de Rang n.....	10
1.4.2 Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)	10
1.4.3 Facteur de Puissance (Power Factor)	11
1.5 Perturbations produites par les convertisseurs AC/DC à commutation Naturelle)	11
1.5.1 Redresseurs non commandés.....	12
1.5.2 Redresseurs semi-commandés	12
1.5.3 Redresseurs commandés.....	13
1.6 Solutions proposées pour éliminer la pollution harmonique	14
1.6.1 Solutions traditionnelles.....	14
➤ Dépollution des courants perturbateurs.....	14
a) Rééquilibrage des courants du réseau électrique.....	14
b) Compensation de la puissance réactive.....	15
c) Compensation des courants harmoniques	15

➤ Filtrage passif	15
a) Filtre résonant.....	15
b) Filtre amorti	15
1.6.2 Solutions modernes	16
➤ Filtres Actifs.....	17
a) Le Filtre Actif Parallèle (FAP)	17
b) Le Filtre Actif Série (FAS)	17
c) La Combinaison Parallèle-Série(UPQC)	18
d) Filtre Actif Hybride	18
➤ Les Convertisseurs a Prélèvement Sinusoïdale	19
a) Structure DE Redresseur Utilisant Un Hacheur BOOST	19
b) Structures De Redresseurs a Injection De Courant	20
c) Redresseurs MLI	21
1.7 Conclusion	21

CHAPITRE 2 : Modélisation du redresseur a MLI triphasées

2.1 Introduction	23
2.2 Redresseurs à MLI	23
2.2.1 Topologies de base	23
1) Redresseur à MLI triphasé de tension.....	24
2) Redresseur MLI triphasé de courant	24
2.2.2 Les applications du redresseur à MLI	25
2.2.3 Modes d'opération redressement/régénération.....	26
2.2.4 Etat de l'art de la commande du redresseur à MLI	27
2.3 Modélisation des redresseurs à MLI	28
2.4 Contrôle orienté de tension (VOC)	30
2.4.1 Régulation de la tension V_{dc}	31
2.5 Résultats de simulation.....	32
2.5.1 Fonctionnement en régime normale.....	32
2.5.2 Application d'une diminution de tension avec une variation de la charge	34
2.6 Conclusion.....	36

CHAPITRE 3 : Contrôle direct de puissance avec une table de commutation classique

3.1 Introduction	37
3.2 Principe du DPC avec table de commutation	37

3.3 DPC Classique	38
3.3.1 Expressions des puissances instantanées.....	39
3.3.2 Estimation de la tension du réseau.....	39
3.3.3 Détermination du secteur.....	40
3.3.4 Régulateur à hystérésis.....	41
3.3.5 Table de commutation.....	42
3.3.6 Régulation du bus continue	42
3.4 Résultat de simulation	43
3.5 Conclusion.....	47

CHAPITRE 4 : Contrôle direct de puissance avec une nouvelle table de commutation

4.1 Introduction	48
4.2 Principe du contrôle direct de puissance	48
4.2.1 Étude des variations des puissances instantanées	49
4.2.2 Sélection du vecteur tension avec la nouvelle table de commutation	50
4.3 Résultats de simulation et expérimentaux	53
4.4 Conclusion	58
Conclusion générale.....	59
Références bibliographiques	61
Annexes.	

Liste des figures du chapitre 1

Figure 1.1	Creux et coupure de tension	4
Figure 1.2	Variation de fréquence	5
Figure 1.3	La fluctuation de la tension	5
Figure 1.4	déséquilibre de système triphasé de tension	6
Figure 1.5	Exemple d'un courant distordu et sa décomposition en composant harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9.	7
Figure 1.6	Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques	8
Figure 1.7	Spectre de fréquences d'un courant non-sinusoïdal	10
Figure 1.8	Pont redresseur triphasé à diodes	12
Figure 1.9	Pont redresseur triphasés mixtes	13
Figure 1.10	Pont redresseur triphasé à thyristors	13
Figure 1.11	Montage de Steinmetz pour le rééquilibrage	14
Figure 1.12	Filtres amorti et résonant	16
Figure 1.13	Classification des filtres	16
Figure 1.14	Filtre actif parallèle.	17
Figure 1.15	Filtre actif série	18
Figure 1.16	Filtre combiné parallèle-série (UPQC).	18
Figure 1.17	Structure du PFC	20
Figure 1.18	Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant	20

Liste des figures du chapitre 2

Figure 2.1	Redresseur à MLI structure tension	24
Figure 2.2	Redresseur à MLI structure courant	25
Figure 2.3	Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active	26
Figure 2.4	Classification des stratégies de commande du redresseur à MLI.	27

Figure2.5	Schéma du Redresseur à MLI triphasé	28
Figure2.6	Schéma de principe de la VOC	31
Figure 2.7	Schéma bloc de la régulation orienté de tension VOC	32
Figure 2.8	Résultats de simulation du système en fonctionnement normal	34
Figure 2.9	Résultats de simulation du système avec une variation de charge.	36

Liste des figures du chapitre 3

Figure 3.1	Configuration du DPC du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation prédéfinie.	38
Figure 3.2	Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plan $\alpha - \beta$	40
Figure 3.3	Schéma de la régulation de la tension du bus continu v_{dc} par un correcteur IP	42
Figure 3.4	Schéma de la régulation de la tension du bus continu v_{dc} par un correcteur IP	42
Figure 3.5	Les résultats de simulation	47

Liste des figures du chapitre 4

Figure 4.1	La structure proposée pour le contrôle DPC du redresseur à MLI	48
Figure 4.2	Les différents vecteurs de tension possibles dans les 12 secteurs	50
Figure 4.3	Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteurs de tension du redresseur	51
Figure 4.4	Résultats de simulation de la structure du contrôle DPC avec nouvelle table de commutation	57
Figure 4.5	Résultats de simulation – Etude comparative	58

Liste des tableaux

Tableau 1.1	Avantages et inconvénients des différents filtrages	21
Tableau 2.1	Comparaison entre le redresseur à MLI du courant et de tension.	25
Tableau 2.2	Comparaison des stratégies de commande.	28
Tableau 2.3	paramètre de systèmes	32
Tableau 3.1	position de vecteur tension dans l'intervalle $(0, 2\pi)$	40
Tableau 3.2	localisation du vecteur tension	41
Tableau 3.3	table de commutation classique	42
Tableau 4.1	Vecteurs des tensions à l'entrée du redresseur	52
Tableau 4.2	Signes de variation des puissances active et réactive pour les 12 secteurs	53
Tableau 4.3	La nouvelle table de commutation	53

Notations et Abréviations

V_a, V_b, V_c	Les tensions simples du réseau triphasé d'alimentation
V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}	Les tensions composées du réseau triphasé d'alimentation
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	Les tensions simples du réseau triphasé d'alimentation dans le repère abc
V_{rd}, V_{rq}	Les tensions d'entrée du redresseur
V_{ra}, V_{rb}, V_{rc}	Les tensions simples à l'entrée du redresseur
V_m	La tension moyenne
E	L'amplitude des tensions de réseau
V_s	Le vecteur tension de
V_n	Tension d'harmoniques d'ordre n.
V_{dc}	La tension du bus continu.
V^*_{dc}	La tension du bus continu de référence
V_d, V_q	Les tensions simples de réseau d'alimentation dans le repère dq
V_α, V_β	Les tensions de la ligne dans le repère α, β
S_j	L'interrupteur du haut
S_d, S_q	Les états des interrupteurs dans le repère (d, q)
H_q, H_p	Les écarts des régulateurs à d'hystérésis
p, q	Les puissances active et réactive
p^*, q^*	Référence de la puissance active et réactive
$\Delta p, \Delta q$	Variation de la puissance active et réactive
R	Résistance de la ligne [Ω].
L	Inductance de la ligne [H].
C	Condensateur (DC-Link capacitor)
s_a, s_b, s_c	Les états d'interrupteurs du redresseur
i_{dc}	Courant de sortie
i_n	Courant d'harmoniques d'ordre n
i_d, i_q	Les courants de la ligne dans le repère dq
i_α, i_β	Les courants de la ligne dans le repère α, β

i_L	Courant dans la charge
R_L	Résistance de la charge
ω	La fréquence angulaire
θ	Position électrique
θ_n	Nombre des secteurs
n	Le numéro du secteur.
$K_{p,id} , K_{i,id}$	Composantes proportionnelle/ intégrale du correcteur PI du courant i_d
$K_{p,iq} , K_{i,iq}$	Composantes proportionnelle/ intégrale du correcteur PI du courant i_q
ref	Valeur de référence
a,b,c	Axes du repère triphasé
d,q	Axes du repère de Park

Glossaire

THD	Taux de distorsion harmonique (Total harmonic distortion)
FP	Facteur de puissance
FC	Le facteur de crête
FAS	Filtrage active série
FAP	Filtrage active parallèle
UPQC	La Combinaison Parallèle-Série Actifs
MLI	Modulation de largeur d'imputions (PWM : Pulse with modulation)
PI	Proportionnel et intégral
IP	Intégral et Proportionnel
AC/DC	Conversion alternative /Continue
PPL	Phase Locked Loop
VOC	Voltage oriented Control
DPC	Contrôle directe de puissance (Direct control power)
NEW-DPC	Contrôle directe de puissance avec une nouvelle table de commutation
SVM	Modulation vectorielle (space vector modulation)
DPC-SVM	(direct power control-based space vector modulation)

.

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Les distributeurs d'énergie électrique s'efforcent de fournir un produit de qualité caractérisé par un système triphasé équilibré de tensions sinusoïdales. Cependant, vu la prolifération d'équipements à caractéristiques courant et tension non linéaire, la distorsion harmonique de l'onde tension prend de plus en plus d'ampleur, c'est notamment le cas d'équipements à convertisseurs statiques (redresseurs, gradateurs et cyclo convertisseurs) dont la propriété est d'injecter des courants non sinusoïdaux dans le réseau d'alimentation, les redresseurs à diodes étant l'une des premières sources de perturbations harmoniques.

En effet, les perturbations provoquées par ces convertisseurs sont bien connues, il s'agit d'une dégradation du facteur de puissance et d'une génération des courants alternatifs non sinusoïdaux riches en harmoniques.

Les incidences sont à l'origine de la déformation de la tension du réseau, de la réduction de sa capacité de transport et de l'augmentation des pertes.

Grâce à leur capacité à réduire le contenu harmonique des courants prélevés sur le réseau et à assurer un transfert bidirectionnel de puissance, leur rapidité de réponse, leur limitation d'encombrement, de poids et de coût, les redresseurs à MLI deviennent de plus en plus un moyen intéressant d'interfaçage avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, surtout les entraînements électriques hautement performants.

La recherche dans ce domaine s'est considérablement développée ces dernières années. Il considère plusieurs aspects, notamment la qualité d'énergie électrique, les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance ainsi que les techniques de commande.

Différentes techniques de contrôle ont été proposées pour ce type de convertisseurs. La technique connue sous le nom VOC (Voltage-Oriented Control) garantit des performances dynamiques et statiques élevées par l'intermédiaire de boucles interne de contrôle des courants. Cependant, ces performances dépendent de la qualité de la stratégie de contrôle de courant choisie. Une autre technique basée sur le contrôle direct de puissance active et réactive, connue sous le nom DPC (Direct Power Control), utilise une table de commutation appropriée. Les deux techniques mentionnées précédemment ne donnent pas un courant sinusoïdal lorsque la tension du réseau est perturbée. Pour cela on a recourt à une autre stratégie de commande qui est basée sur le flux virtuel (VFOC et VF-DPC). Ces deux méthodes nous donnent un courant sinusoïdal.

Notre travail porte sur la présentation, l'étude et l'analyse des performances d'une commande directe en puissance basée sur la table de commutation d'un redresseur à MLI. Deux tables différentes seront considérées; la première, classique à douze secteurs, et la seconde est une nouvelle table de

commutation. Une étude comparative des performances sera menée ou l'accent sera mis sur la qualité de l'onde courant obtenue, c'est-à-dire les valeurs du THD.

Le premier chapitre débutera avec les notions sur la qualité de l'énergie électrique et les différentes perturbations pouvant l'affecter. La problématique des harmoniques, leur origine, leur caractérisation et leurs conséquences néfastes sur le réseau et sur les récepteurs, est ensuite présentée. La perturbation harmonique produite par les redresseurs à diodes et les normes et réglementations, en termes de pollution harmonique, en vigueur sont également exposées dans ce chapitre. Il se terminera par les différentes solutions, traditionnelles et modernes, de dépollution harmonique.

Le deuxième chapitre sera consacré à la structure du redresseur à MLI et son principe de fonctionnement. La modélisation du redresseur à MLI sera présentée et se portera sur l'application de la stratégie de commande (VOC) en utilisant la modulation de largeur d'impulsion pour le contrôle du redresseur. Des résultats de simulations seront présentés à la fin de chapitre.

Dans le chapitre trois, nous présenterons le contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur à MLI basée sur le contrôle direct des puissances active réactive instantanées en appliquons une table de commutation classique. Dans ce contexte, notre contribution portera sur l'élaboration d'une nouvelle table de commutation plus performante. Avec cette nouvelle table, on a pu assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation de la tension du bus continu et une amélioration de la forme d'onde des courants du réseau. Cette structure sera illustrée dans le chapitre quatre par une série de simulations.

Finalement, une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôtureront ce mémoire.

1.1 Introduction

Le distributeur d'énergie doit fournir à l'ensemble de ses clients et utilisateurs une énergie de bonne qualité sous la forme de trois tensions sinusoïdales constituant un réseau triphasé équilibré. La qualité de cette énergie dépend de celle de la tension aux points de raccordement.

Toutefois, cette tension subit généralement des perturbations et des altérations durant son transport jusqu'à son arrivée chez le client industriel ou particulier. Les origines de ces altérations sont nombreuses; outre les incidents relatifs à la nature physique et matérielle des organes d'exploitation du réseau, il existe aussi des causes intrinsèques spécifiques au fonctionnement de certains récepteurs particuliers.

Afin d'éviter le dysfonctionnement, la destruction des composants du réseau électrique, il est indispensable de comprendre l'origine de ces perturbations et de chercher les solutions adéquates pour les supprimer. Pour cela ce présent chapitre va aborder les différents types de perturbations et leurs effets néfastes sur la qualité de l'énergie électrique, ensuite nous aborderons les solutions traditionnelle est les solutions modernes proposés, qui existent dans la littérature. Les performances de ces dernières seront présentées.

1.2 Perturbation électrique

Sauf exception, les tensions d'un réseau électrique constituent un système alternatif triphasé, dont la fréquence de base est de 50 Hz. les paramètres caractéristiques d'un tel système sont les suivants :

- La fréquence
- L'amplitude des trois tensions
- La forme d'onde, qui doit être la plus sinusoïdale possible
- La symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et leur déphasage relatif.

La qualité de la tension peut être aussi affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux obstacles liés à l'exploitation du réseau, soit de certains récepteurs non linéaires.

Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbation.

- Creux et coupure de tension,
- Variation des fréquences,
- Fluctuation de tension,
- Déséquilibres de système triphasé de tension,
- Harmoniques.

1.2.1 Creux et coupure de tension

Le creux de tension est une diminution brutale de la tension à une valeur située entre 10% et 90% de la tension nominale [Ome-07] [Des-95] pendant une durée allant de 10 ms jusqu'à quelques secondes.

Les creux de tension sont dus à des phénomènes naturels comme la foudre, ou à des défauts sur l'installation des réseaux électriques. Ils apparaissent également lors de manœuvre d'enclenchement mettant en jeu des courants de fortes intensités (moteurs transformateurs, etc).

Une coupure de tension quant à elle est une diminution brutale de la tension à une valeur supérieure à 90% de la tension nominale, disparition totale pendant une durée comprise entre 10 ms est une minute pour les coupures brèves, supérieur à une minute pour les coupures longues. La plus part des appareils électriques admettent une coupure totale d'alimentation d'une durée inférieure à 10 ms. La figure 1.1 montre un exemple de creux et de coupure de tension.

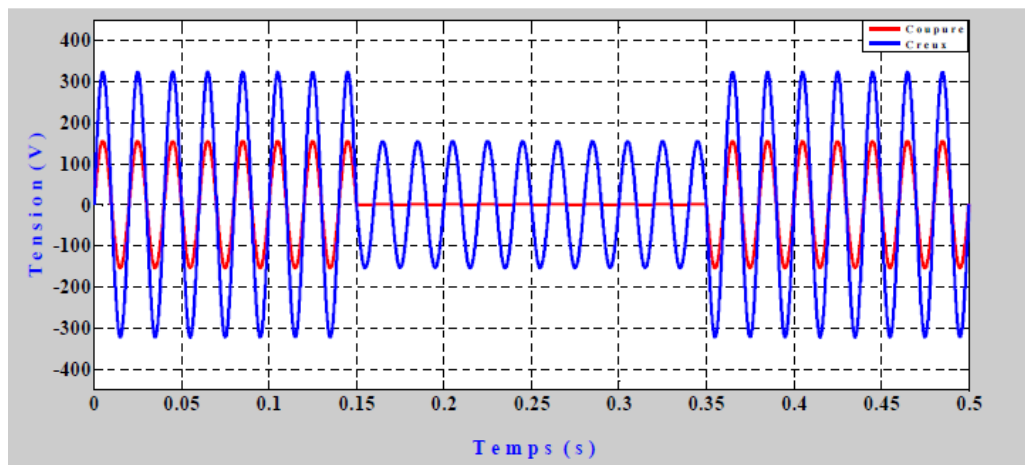


Figure 1.1 : Creux et coupure de tension.

- **Conséquences:** Perturbation ou arrêt du procédé, pertes de données, données erronées, ouverture de contacteurs, verrouillage de variateurs de vitesse, ralentissement ou décrochage des moteurs et extinction de lampes à décharge [Nek-14].

1.2.2 Variation des fréquences

Une variation sensible de la fréquence de réseau peut apparaître sur les réseaux des utilisateurs non interconnectés ou alimentés par une source thermique, comme le montre la figure 1.2 .au niveau des réseaux de distribution ou de transport, cette variation de la fréquence est très rare et n'est présente que lors de circonstances exceptionnelles comme dans le cas de certains défauts graves sur les réseaux.

Dans des conditions normales d'exploitation, la valeur moyenne de la fréquence fondamentale doit être comprise dans l'intervalle $50\text{Hz} \pm 1\%$ [Ome-07].

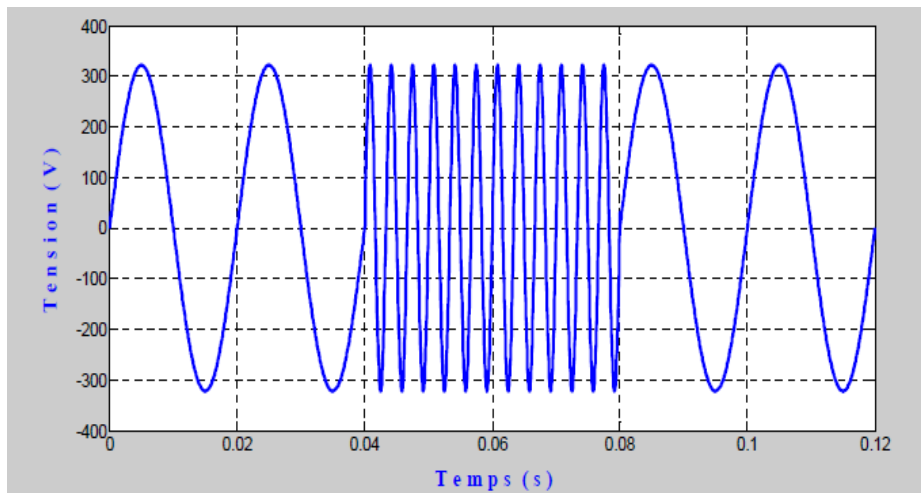


Figure 1.2 : Variation de fréquence.

1.2.3 Fluctuation de tension

Les fluctuations de tension sont des variations périodiques ou erratiques de l'enveloppe de la tension. Ce sont des variations brutales de l'amplitude de la tension située dans une bande de 10% est se produisent sur un intervalle de temps de quelque centième de seconde. Elles sont en particulier dues à la propagation sur les lignes du réseau de courant d'appel important. L'origine principale de ce courant et le fonctionnement d'appareil dont la puissance absorbée varie de manière rapide, comme les fours à arc et des machines à souder. Ces fluctuations se traduisent par des variations d'intensité, visible au niveau de l'éclairage causant un gêne visuel perceptible pour une variation de 1% de la tension. Ce phénomène de papillotement est appelé flicker. Un exemple de fluctuation de tension est montré dans la figure 1.3 [Ome-07].

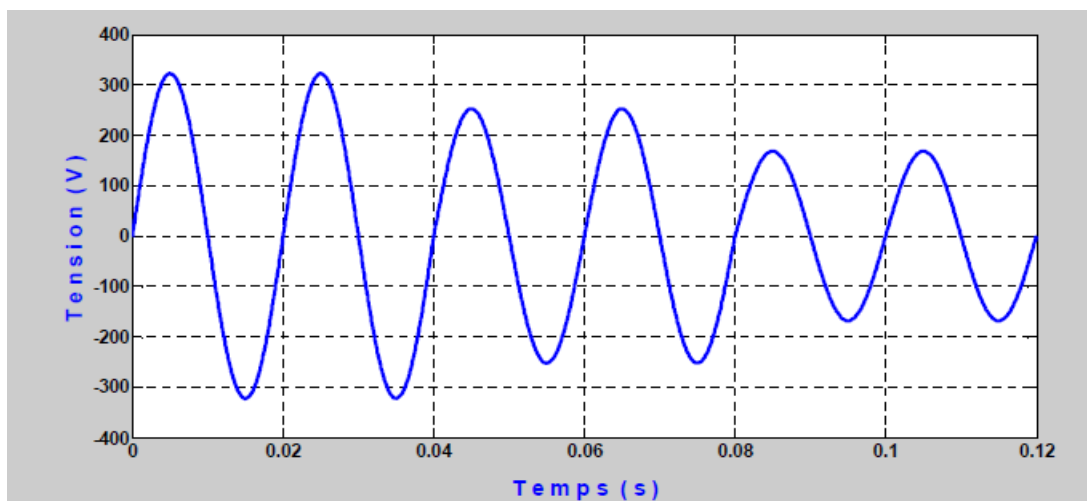


Figure 1.3 : La fluctuation de la tension

- **Conséquences :** Fluctuation de la luminosité des lampes (papillotement ou Flicker).

1.2.4 Déséquilibres de système triphasé de tension

Lorsque les trois tensions ne sont pas identiques en amplitude et/ou ne sont pas décalés d'un angle 120° les unes par rapport aux autres, on parlera de déséquilibre du système triphasé comme le montre la figure 1.4. Un réseau électrique triphasé équilibré alimentant un récepteur électrique triphasé non équilibré conduit à des déséquilibres de tension dus à la circulation de courants non équilibrés dans les impédances du réseau.

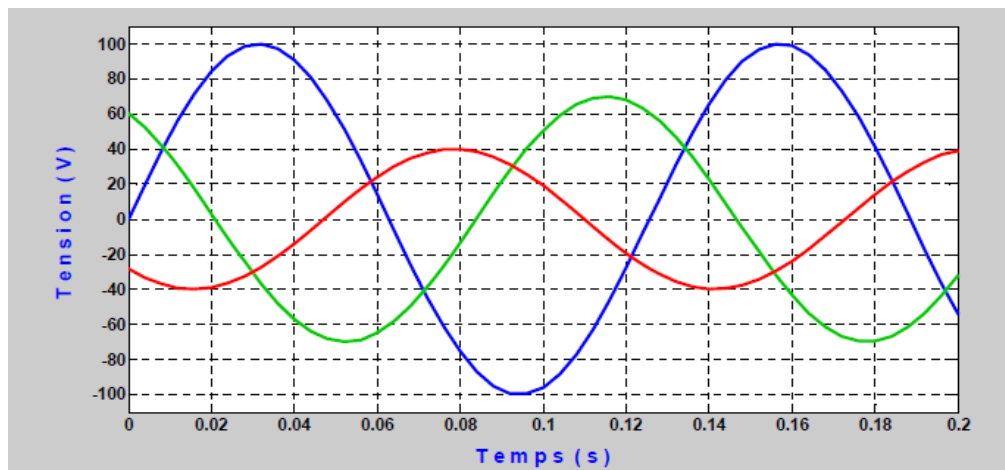


Figure 1.4: déséquilibre de système triphasé de tension

- **Conséquences:** Couples moteurs inverses (vibrations) et sur-échauffement des machines électriques [Nek-14].

1.2.5 Harmoniques

On appelle harmoniques des tensions ou courants sinusoïdaux, les ondes dont la fréquence est un multiple entier de la fréquence fondamentale du réseau. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs sont d'une certaine importance.

Les principaux harmoniques présents sont le 3e, 5e, 7e et 9e (Figure 1.5). La non linéarité des récepteurs va générer un courant dit « déformer », principalement les sources de pollution harmonique sont les convertisseurs statiques d'énergie (gradateur, onduleur, hacheur et les redresseur) [Gou-97].

Depuis les dernières décennies, il y a une forte augmentation des charges non-linéaires connectées au réseau électrique telles que les : ordinateurs, télécopieurs, lampes à décharge, fours à arc, chargeurs de batterie, systèmes de l'électronique de puissance, alimentations électroniques.

Les conséquences sur les systèmes d'alimentation électrique deviennent préoccupantes du fait de l'utilisation croissante de ces équipements, mais aussi de l'utilisation des composants de l'électronique dans presque toutes les charges électriques. En effet, une charge non-linéaire impose au réseau un courant discontinu, déformé avec une amplitude très importante et son fondamental est déphasé par rapport à la tension du réseau. Cette discontinuité s'accompagne de deux inconvénients perturbant le réseau d'alimentation [Gou-97] [Ala-02]:

- La consommation de l'énergie réactive,
- L'injection sur le réseau de courants harmoniques.

Ce qui se traduit par un facteur de puissance très faible de l'installation globale. La présence de ces harmoniques génère des effets négatifs sur la quasi-totalité des composants du système électrique, en créant de nouvelles contraintes diélectriques, thermiques et/ou mécaniques ainsi que des perturbations électromagnétiques et acoustiques importantes [Mar-99].

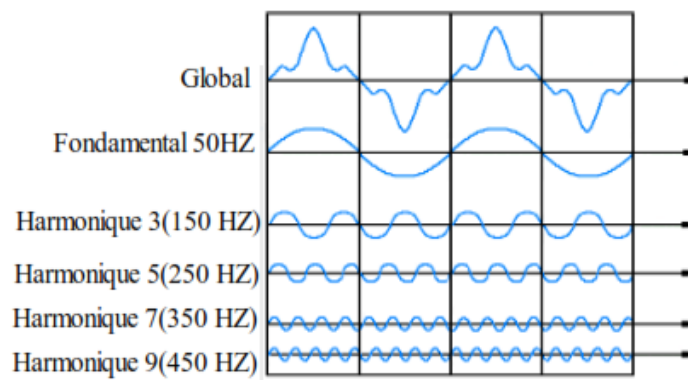


Figure 1.5 : Exemple d'un courant distordu et sa décomposition en composantes harmoniques de rang 1 (fondamental), 3, 5, 7 et 9.

1.3 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non-linéaires provoquent une distorsion de l'onde du courant, et donc celle de la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau [Ama-06].

Un récepteur d'énergie est considéré par le réseau électrique comme une charge perturbatrice s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou s'il consomme de la puissance réactive. Les deux premiers types de perturbations peuvent déformer ou déséquilibrer les tensions du réseau lorsque l'impédance de celui-ci n'est pas négligeable. Le troisième réduit la capacité de production ou de transmission de la puissance active des générateurs, des transformateurs et des lignes électriques [Bou-10].

Les harmoniques de courant, une fois injectés par des charges non-linéaires, se propagent à travers le réseau électrique en affectant la forme d'onde des tensions aux différents points du réseau. Cette propagation n'est limitée que par les bifurcations (*points de division des courants*) et les impédances du réseau qui dépendent généralement de la fréquence des courants harmoniques. La

présence des harmoniques de courant se révèle essentiellement à travers leurs effets sur la tension du réseau [Ama-06].

1.3.1 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental [Bou-10]. En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure 1.6 illustre un exemple de forme d'onde, l'allure d'un courant contenant un harmonique de rang 3, c'est à dire un courant qui contient une composante de rang 3 élevée en amplitude.

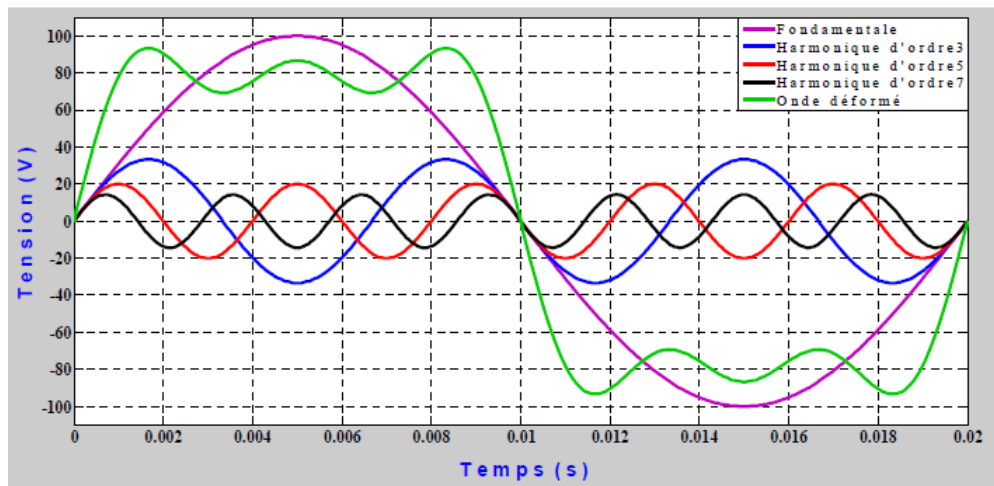


Figure 1.6 : Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

1.3.2 Décomposition d'un Courant Distordu Périodique en Série de Fourier

Avec les charges non-linéaires, les courants ne sont pas sinusoïdaux et peuvent être considérés comme la somme d'un courant sinusoïdal de 50/60Hz appelé fondamental et d'une série de courants sinusoïdaux de fréquences multiples de la fréquence fondamentale appelés harmoniques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique. Le courant alternatif périodique déformé absorbé par une charge non-linéaire peut être décomposé en série de Fourier comme :

$$i(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \sin(n\omega t) + b_n \cos(n\omega t) \quad (1.1)$$

Avec : a_0 , a_n et b_n sont les coefficients de Fourier.

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) d\omega t \quad (1.2)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \sin(n\omega t) d\omega t \quad (1.3)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t \quad (1.4)$$

L'expression du courant d'une charge non-linéaire est :

$$i(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} i_n \sin[(n\omega t + \varphi_n)] \quad (1.5)$$

Où : n est un nombre entier.

φ_n : est le déphasage de la composante harmonique à l'instant initial (t = 0).

D'une autre manière :

$$i(\omega t) = I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{n=1}^{\infty} I_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (1.6)$$

$$I_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ Et } \varphi_n = \text{Arctg} \left(\frac{b_n}{a_n} \right) \quad (1.7)$$

Les harmoniques se distinguent par leur rang, de type pair ou impair. Les harmoniques de rang pair (2, 4, 6, 8...), très souvent négligeables en milieu industriel, s'annulent en raison de la symétrie du signal. Ils n'existent qu'en présence d'une composante continue. Par contre, les harmoniques de rang impair (3, 5, 7, 9...) sont fréquemment rencontrés sur le réseau électrique.

Dans le cas où il y a des variations périodiques ou aléatoires de la puissance absorbée par certains récepteurs, on notera qu'il existe d'autres composantes harmoniques :

- **Inter-harmoniques:** Ce sont des composantes sinusoïdales qui ne sont pas à des fréquences multiples de celle du fondamental : 130 Hz, 170 Hz, 220 Hz.
- **Infra-harmoniques:** Ce sont des composantes sinusoïdales qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental : 10 Hz, 20 Hz [Bel-11].

1.3.3 Effets des harmoniques sur le réseau électrique

La présence d'harmoniques de courant ou de tension conduit à des effets néfastes sur le réseau de distribution qui sont résumés par les points suivants [Dje-05] :

- Échauffements des conducteurs, des câbles, des condensateurs et de machines due aux pertes cuivre et fer supplémentaires.
- Interférence avec les réseaux de télécommunication, causée par le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et les réseaux de télécommunication qui peut induire dans ces derniers des bruits importants.
- Phénomènes de résonance. Les fréquences de résonance des circuits formés par les inductances du transformateur et les capacités des câbles sont normalement assez élevées,

mais celles-ci peuvent coïncider avec la fréquence d'un harmonique. Dans ce cas, il y aura une amplification importante qui peut détruire les équipements raccordés au réseau.

- Dégradation de la précision des appareils de mesure.

1.4 Caractérisation des Harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour quantifier les perturbations harmoniques. Parmi celles-ci les plus utilisées sont :

1.4.1 Taux Harmonique de Rang n

Le taux harmonique (tension ou courant) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre n et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (1.8)$$

- ✓ C_n : représente l'amplitude la composante harmonique de rang n.
- ✓ C_1 : représente l'amplitude la composante fondamentale [Beg-09].

En général, la valeur de chaque harmonique est exprimée par son taux individuel (en pourcentage du fondamental) comme le montre la figure 1.7 :

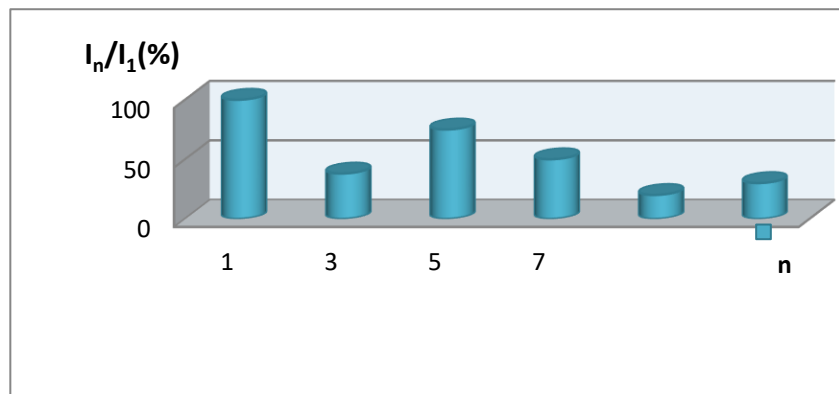


Figure 1.7 : Spectre de fréquences d'un courant non-sinusoidal.

1.4.2 Taux Global de Distorsion Harmonique (Total Harmonic Distortion)

Il représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques (X_n) à la valeur efficace du fondamental (X_1).

Le THD est défini par :

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left(\frac{X_n}{X_1} \right)^2} \quad (1.9)$$

X : désigne un courant ou une tension.

Lorsque le THD est nul, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau.

1.4.3 Facteur de Puissance (Power Factor)

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport Entre la puissance active P et la puissance apparente S.

$$FP = \frac{P}{S} \quad (1.10)$$

Les générateurs, les transformateurs, les lignes de transport et les appareils de contrôle et de mesure sont dimensionnés pour la tension et le courant nominaux. Une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de ces équipements.

Il est donc possible de caractériser les harmoniques par leur participation dans la puissance apparente. Nous utilisons alors la notion de puissance déformante D, d'où la puissance apparente dans le cas d'un réseau triphasé équilibré sera exprimée par la formule suivante [Bou-10] :

$$S = 3 \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 3VI \quad (1.11)$$

- ✓ I, V : Valeurs efficaces des courants et des tensions respectivement,
- ✓ V_n : Tension d'harmoniques d'ordre n,
- ✓ I_n : Courant d'harmoniques d'ordre n.

La puissance active p, la puissance réactive Q, sont donnée par les relations suivantes :

$$P = 3 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \cos \varphi_n \quad (1.12)$$

$$Q = 3 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} V_n \cdot I_n \cdot \sin \varphi_n \quad (1.13)$$

Le facteur de puissance FP est exprimé par l'expression suivante :

$$FP = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (1.14)$$

1.5 Perturbations produites par les convertisseurs AC/DC à commutation Naturelle

Avant l'apparition des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques et des ballasts constituaient l'essentiel des charges non-linéaires présentes sur le réseau électrique. Mais aujourd'hui, avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques deviennent les sources d'harmoniques les plus répandus sur le réseau. Les redresseurs non contrôlés à diodes et contrôlés à thyristors, fonctionnant en commutation naturelle, représentent la charge non-linéaire la plus usitée. Ces convertisseurs sont présents dans de nombreux équipements industriels et domestiques.

Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes [Bou-10] :

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu,

- Circuit d'excitation des alternateurs,
- Chargeur de batteries,
- Alimentation des systèmes informatiques et audio-visuels,
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

On classe les divers redresseurs en trois catégories :

1.5.1 Redresseurs non commandés

Ne comportent que des diodes, ils fournissent une tension moyenne de sortie fixe pour une tension alternative d'alimentation donnée [Bou-10].

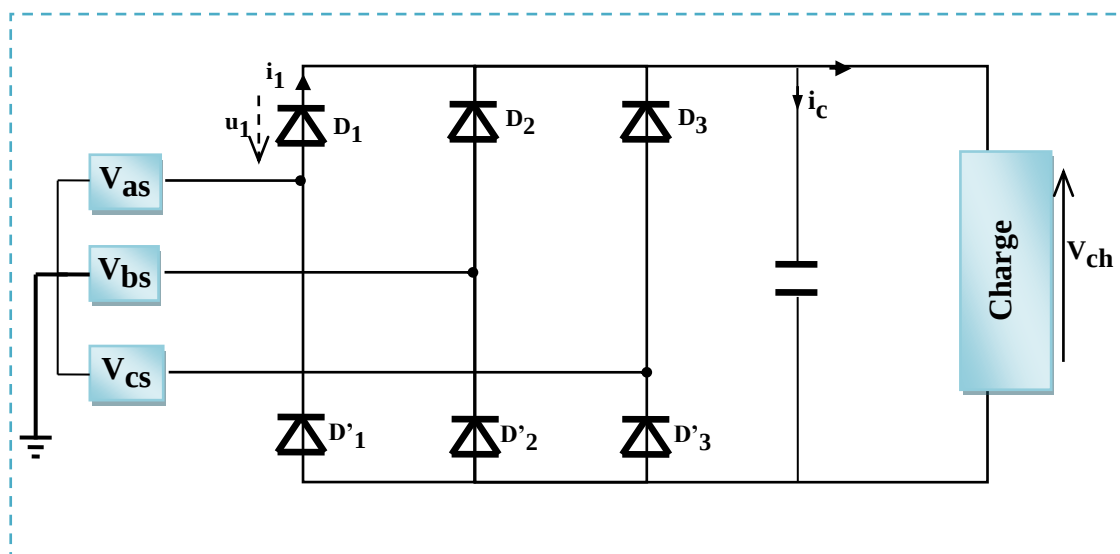


Figure 1.8 : Pont redresseur triphasé à diodes

1.5.2 Redresseurs semi-commandés

Ils comportent des thyristors ou transistor (IGBT, GTO) et des diodes qui empêchent la tension aux bornes de la charge de s'inverser, mais permettent de régler la tension moyenne.

Les redresseurs non commandés et les redresseurs semi-commandés sont appelés des convertisseurs unidirectionnels, car la puissance ne peut circuler que de l'alimentation vers la charge continue [Bou-10].

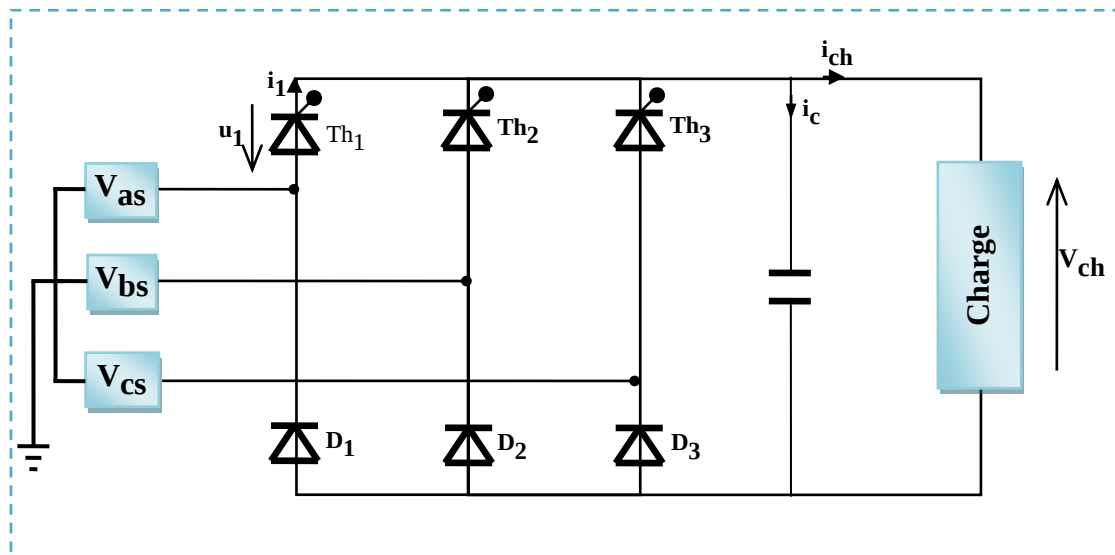


Figure 1.9 : Pont redresseur triphasés mixtes

1.5.3 Redresseurs commandés

Ne comportent que des transistors ou thyristors, ils sont appelés des convertisseurs bidirectionnels, car la puissance peut circuler dans les deux sens [Bou-10].

Le redresseur en pont de part sa structure représente une charge non-linéaire. À cause de la non linéarité de cette charge, le courant absorbé de la source ne sera pas sinusoïdal même si la source de tension est parfaite. Il contient donc une composante fondamentale et des composantes harmoniques. Ces harmoniques de courant circulent dans la source de tension, en même temps qu'ils parcourent la charge. En ce qui concerne le réseau électrique, ces courants harmoniques vont engendrer une détérioration de l'onde de tension au point de raccordement de la charge au réseau.

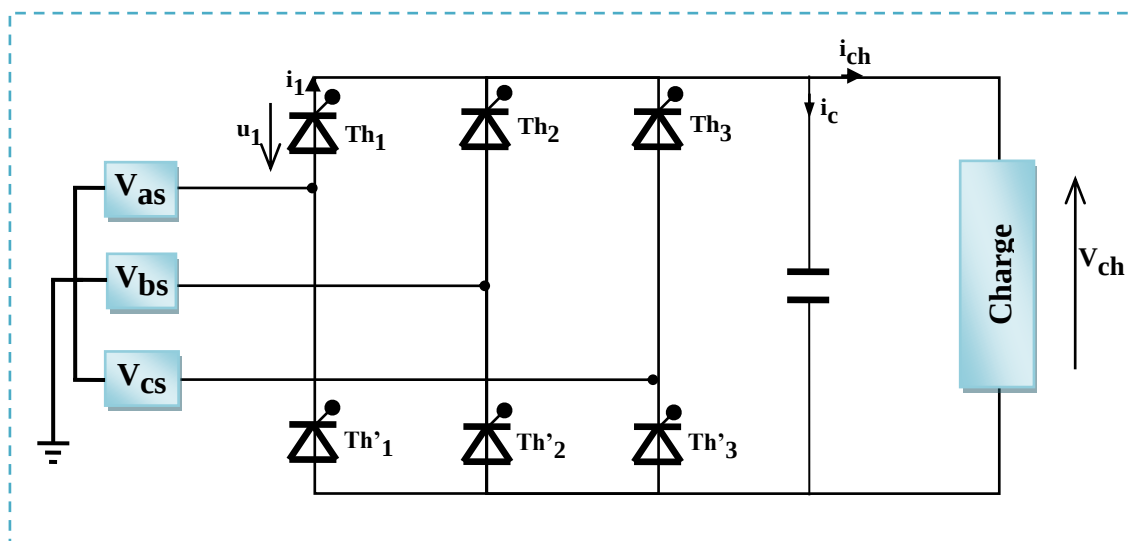


Figure 1.10 : Pont redresseur triphasé à thyristors

1.6 Solutions proposées pour éliminer la pollution harmonique

Afin de diminuer les perturbations en tension ou en courant, 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 celui de distribution,
- du côté du client en rendant le courant de ligne le plus sinusoïdal possible.

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité et la gestion de l'énergie électrique, elles peuvent être classées en deux groupes de solutions de dépollution pour compenser toutes les perturbations : Des solutions traditionnelles et des solutions modernes [Bou-10].

1.6.1 Solutions traditionnelles

Suivant les types de perturbation, courant et tension, deux solutions traditionnelles de dépollution sont analysées.

➤ Dépollution des courants perturbateurs

Afin de dépolluer les réseaux électriques de ce type de perturbation, plusieurs solutions ont été introduites dans la littérature.

a) Rééquilibrage des courants du réseau électrique

Répartition égale des charges sur les trois phases.

Compensateur passif, par exemple montage de Steinmetz qui provoque un fort déséquilibre pour les fréquences différentes de 50HZ avec des résonances qu'il faut éviter d'exciter à proximité d'un générateur d'harmonique [Nek-14].

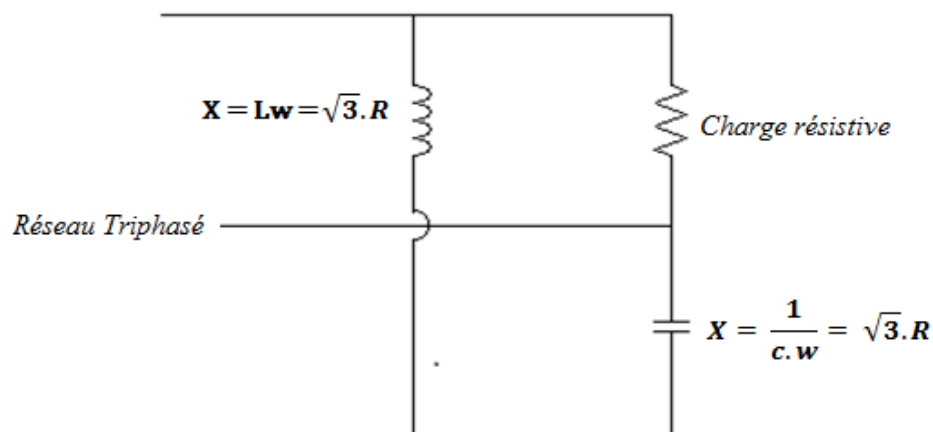


Figure 1.11 Montage de Steinmetz pour le rééquilibrage

b) Compensation de la puissance réactive

La puissance réactive est majoritairement consommée par les moteurs asynchrones et plus récemment par des dispositifs à base d'électronique de puissance. Différentes méthodes de compensation sont utilisées pour relever le facteur de puissance. La plus simple consiste à placer des batteries de condensateurs en parallèle avec le réseau. L'inconvénient de cette méthode réside dans le fait que la puissance réactive fournie par les condensateurs est constante et qu'elle ne s'adapte pas à l'évolution du besoin [Nek-14] [Ala-02].

c) Compensation des courants harmoniques

Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation de convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique,
- L'utilisation de dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produits par des charges non linéaires, à savoir le filtrage passif et qui fera l'objet de ce qui suit.

➤ Filtrage passif [Zel-06]

Le filtre passif modifie localement l'impédance du réseau, de façon à dériver les courants harmoniques et à diminuer les tensions harmoniques là où c'est nécessaire. On associe des éléments capacitifs et inductifs de manière à obtenir une résonance série accordée à une fréquence choisie

Il existe deux classes de filtres passifs (résonant, amorti) permettant de réduire les harmoniques :

a) Filtre résonant

Le filtre résonant est constitué d'un condensateur monté en série avec une inductance. Ces éléments sont placés en dérivation sur l'installation et accordés sur un rang d'harmonique à éliminer. L'impédance de cet ensemble est très faible pour sa fréquence d'accord, et se comporte ainsi comme un court circuit pour l'harmonique considéré, à savoir les deux harmoniques les plus gênantes h_5 et h_7 .

b) Filtre amorti

Un filtre amorti se compose d'une capacité en série avec un ensemble constitué de la mise en parallèle d'une inductance et d'une résistance appelée résistance d'amortissement (Figure 1.12(b)) Il est utilisé lorsque les performances demandées ne sont pas trop élevées. On utilise souvent un filtre passe haut pour filtrer simultanément les plus hautes fréquences du spectre et non une fréquence particulière. Donc est conçue pour éliminer une bande de fréquence à partir de l'harmonique h_{11} , qui correspond à la fréquence de 550 Hz. Les harmoniques h_{11} , h_{13} , h_{17} et h_{19} , pratiquement sont éliminés par ce type de filtre [Zel-06].

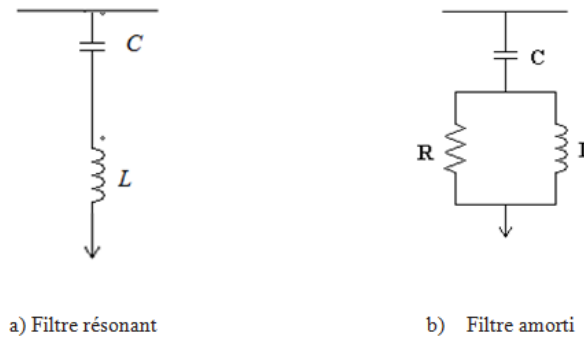


Figure 1.12 : Filtres amorti et résonant.

1.6.2 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]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

- Les alimentations sans interruption ou de secours (ou ASI, ou en anglais UPS, Un interruptible Power Supply),
- Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles "Flexible Alternating Current Transmission Systems (FACTS)",
- Les filtres actifs de puissance "Active Power Filters (APF)",
- Les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.

Le schéma suivant représente les Classification des filtres:

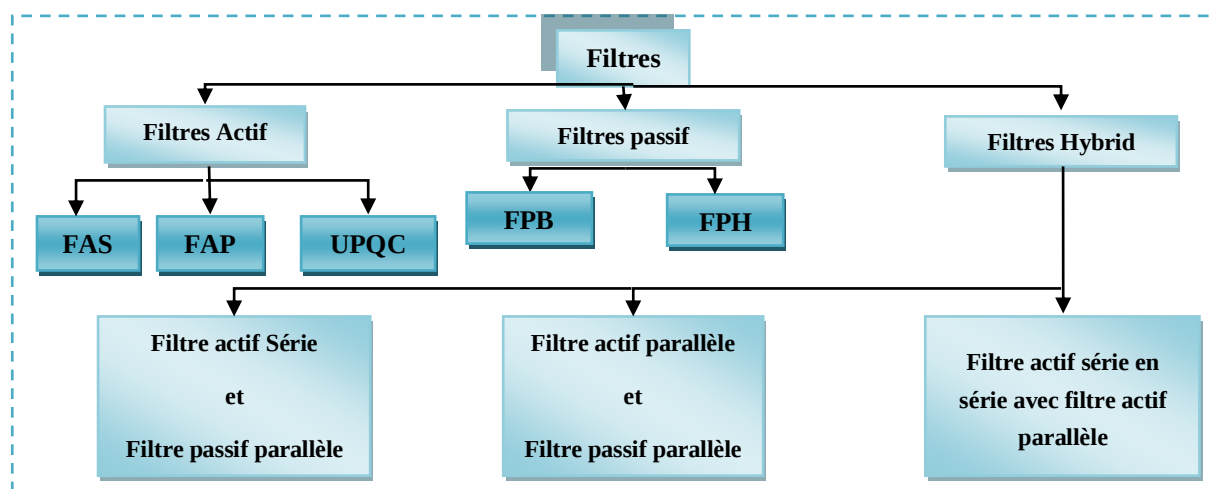


Figure 1.13: Classification des filtres

➤ Filtres Actifs [Gou-97]

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 (Active Power Filters) 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. En fonction de leur mode de connexion au réseau, on distingue :

a) Le Filtre Actif Parallèle (FAP)

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau comme le montre la figure 1.14, est le plus souvent commandé comme un générateur de courant. Il 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 du côté réseau est alors sinusoïdal. Ainsi l'objectif du *FAP* consiste à empêcher les courants perturbateurs (harmoniques, réactifs et déséquilibrés) produits par des charges polluantes de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif.

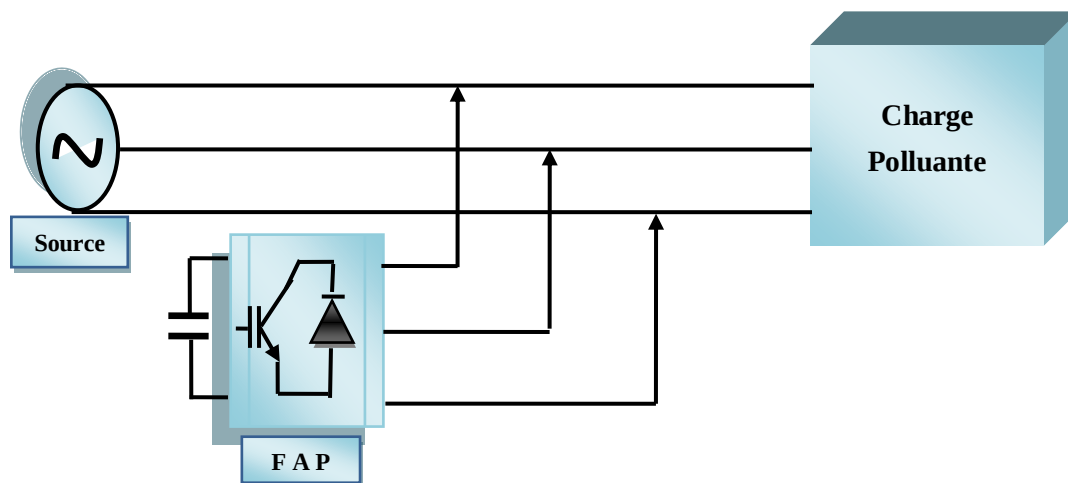


Figure 1.14 : Filtre actif parallèle.

b) Le Filtre Actif Série (FAS)

Dans cette configuration, le filtre est placé en série sur le réseau comme le montre la figure 1.15, Il se comporte comme une source de tension qui s'oppose aux tensions perturbatrices (creux, déséquilibre, harmonique) venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l'impédance du réseau.

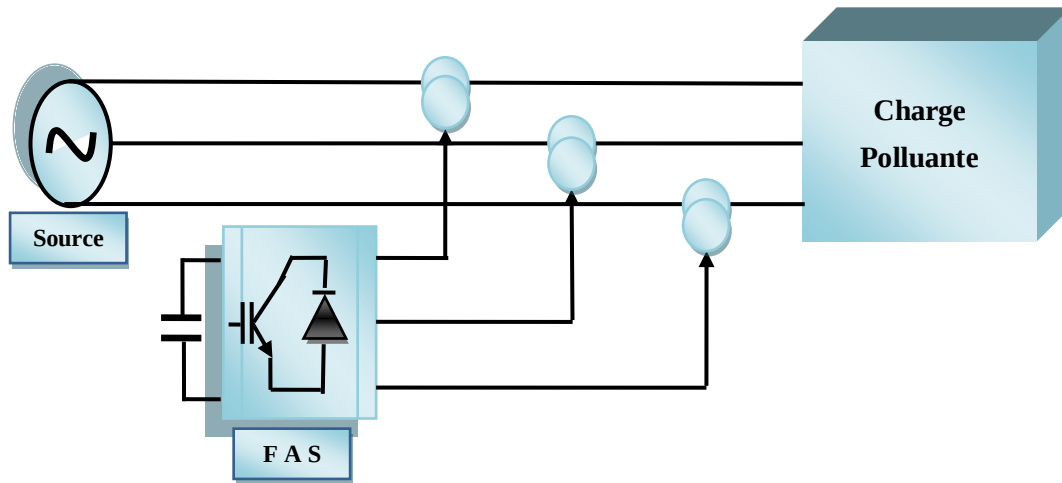


Figure 1.15: Filtre actif série.

c) La Combinaison Parallèle-Série Actifs (UPQC)

La figure 1.16 schématise la configuration de la combinaison parallèle-série actifs qui s'appelle aussi (Unified Power Quality Conditionner 'UPQC'), elle résulte de l'association des deux filtres actifs de puissance parallèle et série. Cette structure bénéficie des avantages de deux types de filtres actifs série et parallèle et elle permet d'assurer simultanément un courant sinusoïdal et une tension du réseau électrique également sinusoïdale [Gou-97].

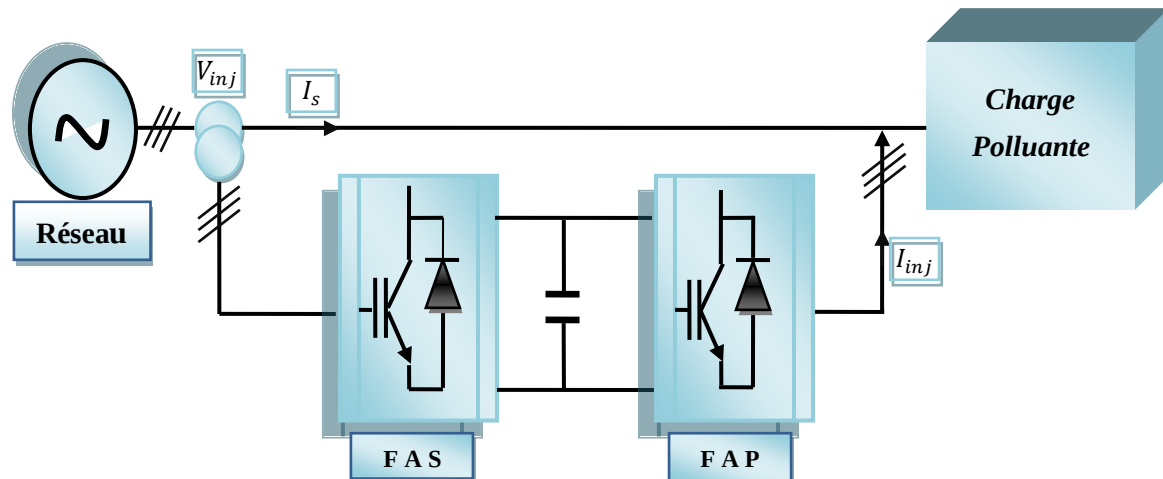


Figure 1.16 : Filtre combiné parallèle-série (UPQC).

d) Filtre Actif Hybride

Le filtre actif hybride est une topologie de filtre qui combine les avantages des filtres passifs et des filtres actifs. Pour cette raison, il est considéré comme l'une des meilleures solutions pour filtrer les harmoniques de courant des réseaux de distribution. Une des principales raisons de l'utilisation du

filtre actif hybride est liée au développement des semi-conducteur de puissance tels que les transistors de puissance de types *MOSFET* ou *IGBT*. De plus, du point de vue économique, le filtre hybride présente un atout majeur, il permet de réduire le coût de filtre actif, qui est actuellement l'obstacle majeur à l'utilisation de ce type des filtres. On peut distinguer trois configurations du filtre actif hybride [Had-07], [Att-05]:

- Combinaison du filtre actif série et du filtre passif parallèle,
- Combinaison du filtre actif parallèle et du filtre passif parallèle,
- Filtre actif parallèle connecté en série avec un filtre passif.

➤ Les Convertisseurs à 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.

a) 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 1.15. Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes connecté au réseau et doté d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et la charge. Cet étage de correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance bicommandable et une diode de puissance. Le principe de prélèvement sinusoïdal consiste à forcer le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée, en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur commandé de puissance. 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].

Il convient aussi de noter que cette structure est réalisée à partir d'un pont redresseur monophasé (Figure 1.17). 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.

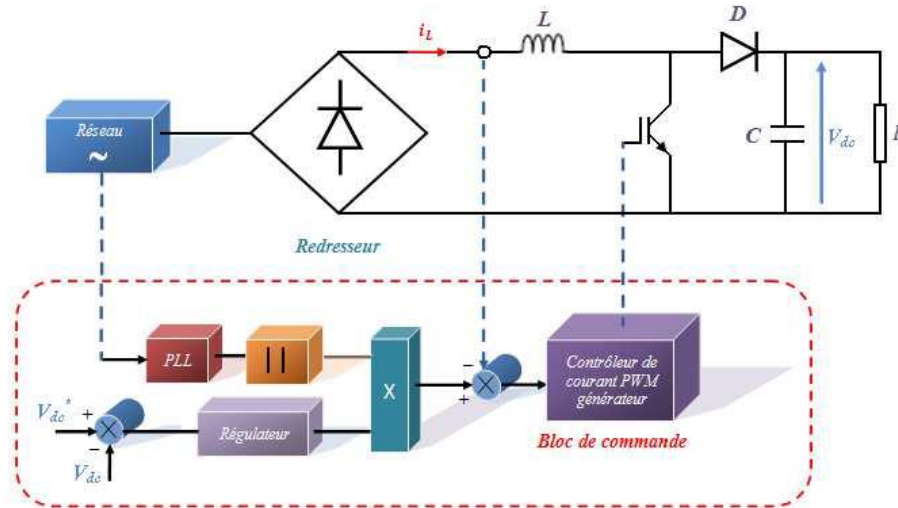


Figure 1.17: Structure du PFC.

b) Structures de 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 1.18. 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 [Nim-09].

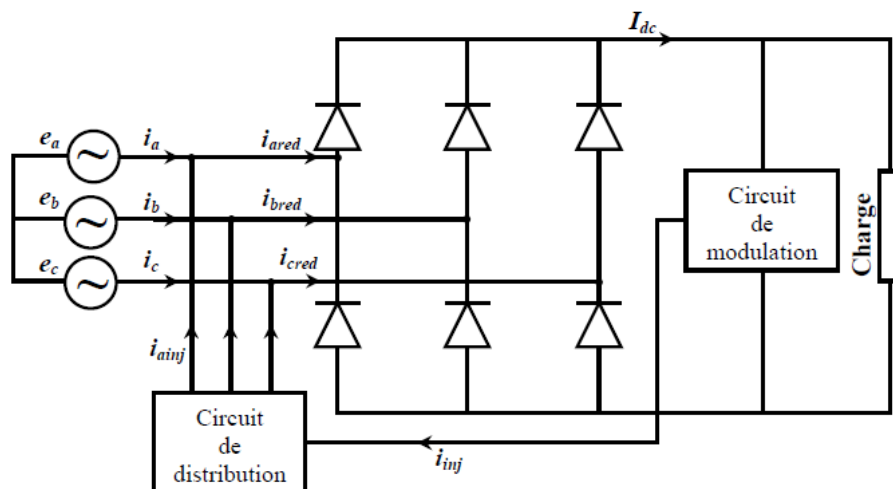


Figure 1.18 : Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.

c) Redresseurs 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 With 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* [Bou-10]:

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

❖ Comparaison des différents filtres actifs

Dans ce tableau nous avons présentées les différents filtres avec ses avantages avec ses inconvénients :

Principes	Avantages	Inconvénients
Filtrage actif parallèle	Amélioration de la forme du courant, adaptabilité aux variations de la charge du réseau.	Amélioration de la forme de tension n'est pas toujours Evidente.
Filtrage actif série	Amélioration de la forme de tension, adaptabilité aux variations de la charge du réseau.	Pas Amélioration de la forme du courant.
Combinaison parallèles série actif	Amélioration de la forme du courant, Amélioration de la forme de tension, adaptabilité aux variations de la charge du réseau.	Réalisation difficile.

Tableau 1.1 :Avantages et inconvénients des différents filtrages

1.7 Conclusion

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différentes charges sur le réseau électrique. Lorsque la forme d'onde n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations qui peuvent affecter le bon fonctionnement de nombreux équipements et de charges raccordés sur le réseau. Dans ces conditions, des problèmes de compatibilité électromagnétique peuvent survenir entre ces éléments connectés au réseau.

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différentes solutions traditionnelles et modernes de dépollution. Les solutions classiques ne sont pas très efficaces pour traiter ce problème. Les filtres passifs sont souvent pénalisés en termes d'encombrement et de résonance. Nous avons aussi présenté les différentes topologies des filtre actif série et parallèle. Le filtre actif parallèle peut être installé pour

compenser toutes les perturbations de courant comme les harmoniques, les déséquilibres et la puissance réactive. Le filtre actif série peut être installé pour compenser toutes les perturbations de tension comme les harmoniques, les déséquilibres et les creux de tension. La combinaison parallèle-série actifs est la solution universelle pour compenser les perturbation (harmonique).

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.

2.1 Introduction

Le domaine de l'électronique de puissance s'est considérablement développé et offre un énorme potentiel pour la conversion d'énergie électrique. Les nouveaux convertisseurs statiques AC/DC sont devenus un domaine de recherche attractif et de grand intérêt, ceci grâce aux applications industrielles domestiques diverses et des avantages qu'ils offrent, à savoir : le transfert bidirectionnel de puissance, le contrôle de la tension de bus continue et l'amélioration du facteur de puissance.

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à MLI sont proposés comme solution avancée de dépollution des réseaux électriques. En effet, les redresseurs à MLI 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.

Il ya Différents stratégies de contrôle ont été proposées pour contrôler le redresseur, parmi ces stratégies les plus répandues et les plus attractives se trouvent le redresseur MLI, pour la commande de redresseur a MLI il y a deux techniques basée sur le vecteur de tension (VOC, DPC) et technique basée sur le vecteur flux virtuel (VFOC, VF-DPC).

Dans ce contexte, nous avons présenté dans ce chapitre la structure du redresseur à MLI et sont principe de fonctionnement, après cela, les différentes stratégies de commande utilisées pour les ponts redresseurs à commandés, puis après nous avons introduit la modélisation qui dépendent à leur tour sur le formalisme de Park, Concordia et le modèle mathématiques dans les repères (a, b, c) , (d, q) et (α, β) , avec ça on a choisi le contrôle orienté de tension pour notre travail.

Donc l'objectif principal de ce chapitre est d'étudier le circuit de puissance du redresseur à MLI, commandé par la technique (VOC).

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 (Gate Turn-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 [Bou-10].

2.2.1 Topologies de base :

Le redresseur à MLI triphasé est constitué de trois bras. Les interrupteurs bicommandables à deux segments sont des interrupteurs entièrement contrôlables (ouverture et fermeture) remplacent les diodes du montage en pont de Graëtz. Ces dispositifs offrent les avantages suivants [Bou-09]:

- le courant et la tension peuvent être modulés (modulation de largeur d'impulsions ou MLI), ce qui produit moins de perturbations harmoniques.
- le facteur de puissance peut être contrôlé.
- le redresseur peut être considéré comme source de tension ou source de courant.

Il y a deux manières de mettre en application les redresseurs triphasés à MLI [Nou-04]:

- Redresseur de tension, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion de la tension.
- Redresseur de courant, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion du courant

1) Redresseur à MLI triphasé de tension :

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure 2.1. Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et au blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur, de par sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau [Fad-08]. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif (V_{as} , V_{bs} et V_{cs}), le courant absorbé étant sinusoïdal et, éventuellement, en phase avec la tension réseau correspondante.

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 [Lad-02].

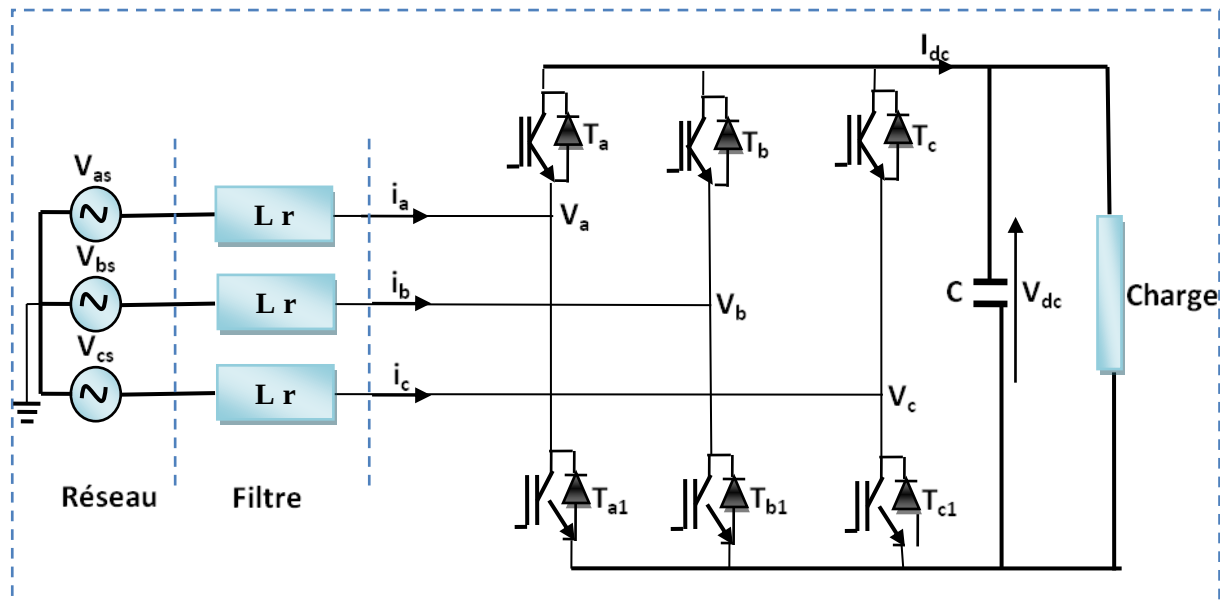


Figure 2.1 : Redresseur à MLI structure tension

2) Redresseur MLI triphasé de courant :

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée sur la figure 2.2. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs ($T_a, T_{a1}, T_b, T_{b1}, T_c$ et T_{c1}) sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation

des techniques MLI conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée [Nia-96].

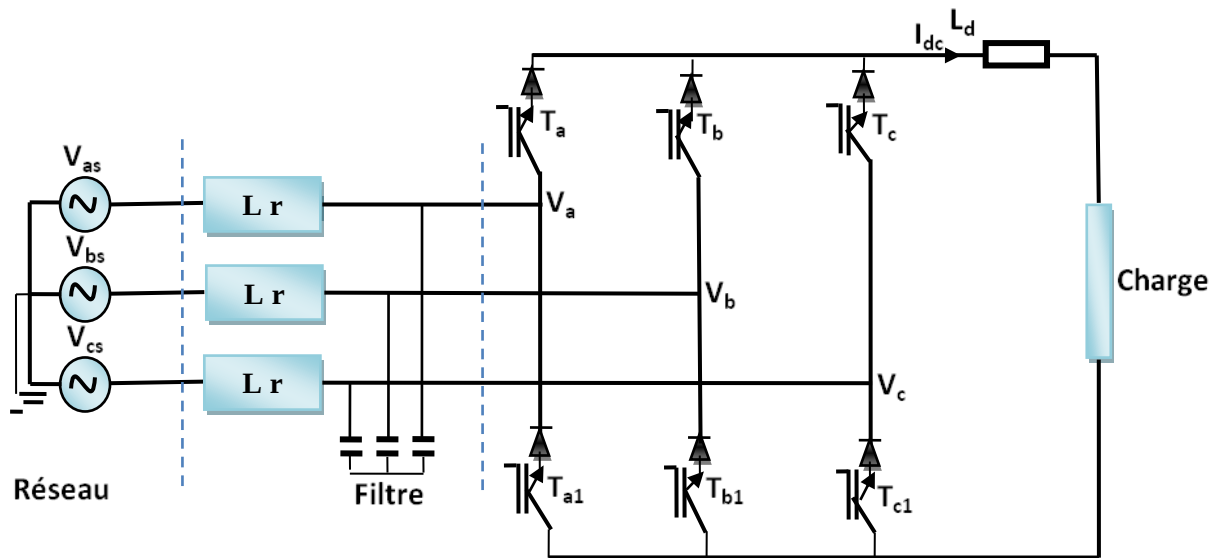


Figure 2.2: Redresseur à MLI structure courant

Le tableau suivant représenté La différence entre le Redresseur à MLI de courant et de tension :

Redresseur à MLI de courant	Redresseur à MLI de tension
• Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension et un récepteur de courant continu ; • Les interrupteurs sont unidirectionnels courant mais bidirectionnel en tension ; • Les interrupteurs sont constitués d'une diode et un thyristor.	• Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif ; • Les interrupteurs sont bidirectionnels en courant et unidirectionnel en tension ; • Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT et une diode en antiparallèle.

Tableau 2.1 : Comparaison entre le redresseur à MLI du courant et de tension.

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 [Ben-16] :

- 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 [Gui-92].

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.

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 déchargement du condensateur et le diagramme de Fresnel correspondant est représenté sur la figure 2.3. 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 quel que soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non linéaire, passive ou active [Kot-14].

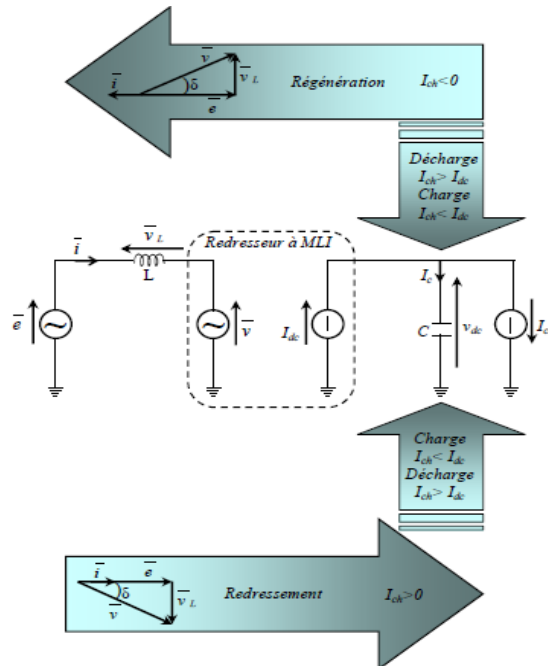


Figure 2.3: Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

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[Chi-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[Bou-10].

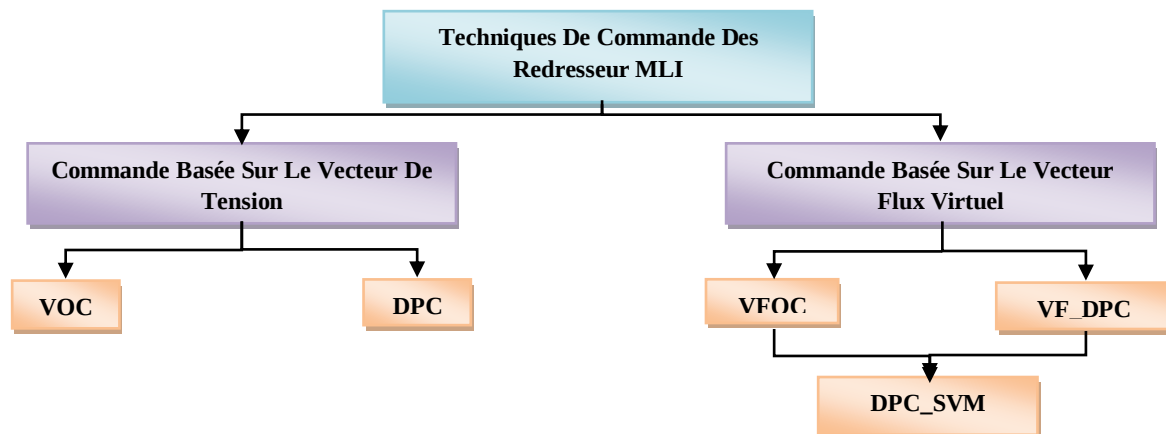


Figure 2.4: Classification des stratégies de commande du redresseur à MLI.

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

Techniques	Avantages	Inconvénients
VOC	• fréquence de commutation est fixe ; • Stratégies avancées de MLI peuvent être employées ; • Aucune sensibilité pour la variation d'inductance.	• 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	• Aucun bloc séparé de modulation de tension ; • Algorithme simple ; • Aucune transformation du même rang ; • Bonne dynamique ; • Commande de puissance active et réactive découplé ;	• 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 2.2 : Comparaison des stratégies de commande.

Après la classification des stratégies de commande du redresseur à MLI nous avons choisi pour notre travail les stratégies “Contrôle orienté de tension (VOC) et le contrôle direct de puissance (DPC)”, avant de commencer nous avons présentés la modélisation des redresseurs a MLI comme suit.

2.3 Modélisation des redresseurs à MLI

La figure 2.5 représente les trois étages du circuit de puissance de montage étudié, à savoir le réseau, le convertisseur à MLI et la charge, chaque étage sera présenté par suite :

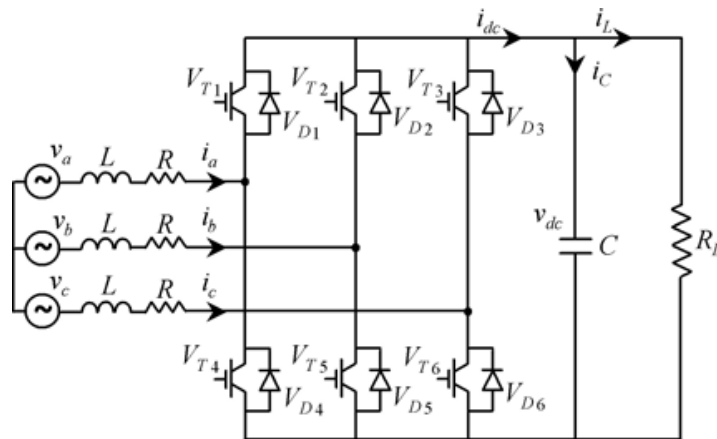


Figure :2.5: Schéma du Redresseur à MLI triphasé

À partir de la figure 2.5, on tire les équations suivantes :

➤ Réseau

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

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

➤ Filtre

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

➤ Redresseur MLI

Prenant une seule phase et en appliquant la loi des mailles

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

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

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

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

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

Le courant de sortie du redresseur est donné par :

$$i_{dc} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (2.4)$$

$$\text{D'où : } \begin{cases} v_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + \frac{2s_a - s_b - s_c}{3} v_{dc} \\ v_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + \frac{-s_a + 2s_b - s_c}{3} v_{dc} \\ v_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + \frac{-s_a - s_b + 2s_c}{3} v_{dc} \end{cases} \quad (2.5)$$

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

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

Ou :

$$i_c = i_{dc} - i_L \Rightarrow c \frac{dv_{dc}}{dt} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \quad (2.7)$$

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

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

Ou sous la forme généralisée :

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

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[Bou-18].

Avec la transformation dans le repère de Park du système (2.8), on aura

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + \omega Li_q - v_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q + \omega Li_d - v_{rq} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (s_d i_d + s_q i_q) - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (2.10)$$

Avec :

$$\begin{cases} v_{rd} = s_d \cdot v_{dc} \\ v_{rq} = s_q \cdot v_{dc} \end{cases} \quad (2.11)$$

v_{rd} , v_{rq} et s_d , s_q : sont les tentions d'entrée du redresseur, les états des interrupteurs dans le repère(d,q),respectivement.

v_d , v_q et i_d , i_q : sont les tensions et courants du réseau dans le repère (d.q).

ω : est la fréquence angulaire.

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 alternative[Bou-18].

2.4 Contrôle orienté de tension (VOC)

Le principe de la commande à tension orienté (VOC), est basée sur la transformation du système dans les coordonnées tournant $d-q$ en utilisant un détecteur de phase qu'on connaît sous le nom de $P.L.L$, qui est constitué d'un régulateur PI pour déterminer la vitesse angulaire ω puis d'un oscillateur pour déterminer $\theta = \omega t$. Ce système de détection de phase garantie le suivie de phase d'un signal généré par rapport à la tension du réseau électrique. Nous avons également dans cette commande trois régulateurs. Deux pour le contrôle des courants dans les coordonnées $d-q$ et un pour le contrôle de la tension à la sortie du pont redresseur[Ken-11].

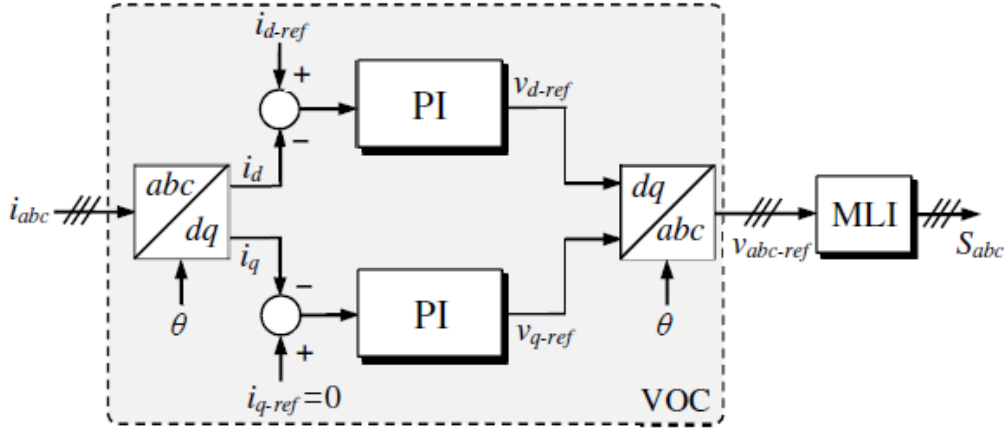


Figure : 2.6 schéma de principe de la VOC

Le système est décrit par les lois de commande :

$$\begin{cases} v_{rd} = -v'_{rd} + \omega L i_q + v_d \\ v_{rq} = -v'_{rq} + \omega L i_d + v_q \end{cases} \quad (2.12)$$

Substituant l'équation (2.16) dans l'équation (2.14), on obtient :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -R i_d + v'_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -R i_q + v'_{rq} \end{cases} \quad (2.13)$$

2.4.1 Régulation de la tension V_{dc}

La régulation de la tension v_{DC} du bus continu est assurée par une gestion des échanges de puissances entre le réseau et l'élément stockeur d'énergie (DC-Link Capacitor) [Bou-18].

La tension v_{dc} est régulée à travers la boucle externe du bloc. La sortie de son régulateur IP est le courant de référence i_d^* (il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques des IGBT du redresseur). Le courant i_d^* est comparé à la valeur de courant i_d issue de la mesure des courants réels.

L'erreur sollicite l'entrée du régulateur PI dont la sortie est la tension de référence v'_{rd} .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de i_q^* (courant réactif absorbé par le redresseur) est maintenu nul. La sortie du régulateur i_q donne la tension de référence v'_{rq} les deux tensions de références v_{rd}, v_{rq} sont alors transformée en grandeurs v'_{ra}, v_{rb}, v'_{rc} .

Les courants i_a, i_b, i_c sont mesurées puis transformées et donnent i_d et i_q qu'on utilise pour la régulation des courants.

Donc le principe de régulation des courants consiste à reconstruire des tensions v'_{rd} et v'_{rq} à la sortie des régulateurs de courants de manière à séparer les boucles de régulations d'axe d et q et le schéma bloc de la régulation orienté de tension VOC comme suit :

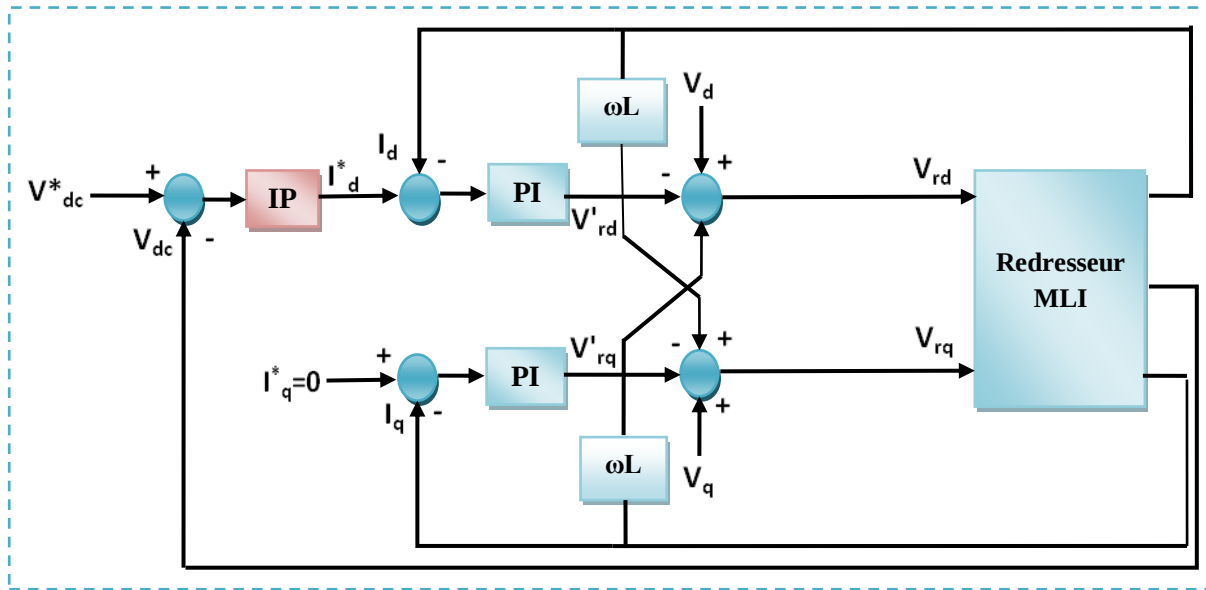


Figure 2.7: schéma bloc de la régulation orienté de tension VOC

2.5 Résultats de simulation

Le redresseur MLI a été étudié par simulation sous Matlab/Simulink selon le schéma de la figure 2.5, nous avons effectué des essais en simulation, les résultats de simulation qui décrivent par la suite, représentent la simulation du redresseur triphasé alimenté par un réseau (50Hz, 125v), commandée par la technique "VOC". Les paramètres du système de cette simulation sont donnés par le tableau suivant :

Réseau électrique	$V=125V, f=50Hz$
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

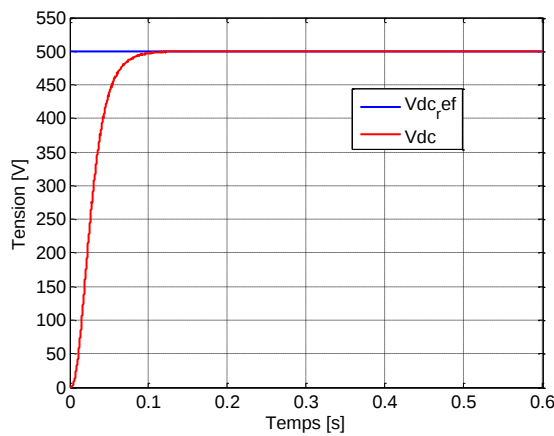
Tableau 2.3 : Paramètres du système

2.5.1 Fonctionnement en régime normale

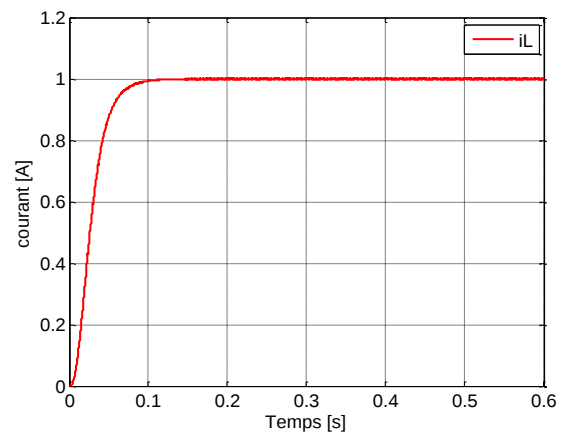
La réponse en tension d'après la figure 2.8. (a), montre que la tension de sortie du redresseur se stabilise à la valeur 500v avec un temps de réponse de 0.12s. On remarque que la dynamique du système est rapide, cela est dû au temps de réponse qui est faible. On peut constater alors, un fonctionnement satisfaisant en régime transitoire et en régime permanent (erreur statique nulle).

Le courant i_L circulant dans la charge est représenté par la figure 2.8(b), d'après les résultats de simulation, on remarque que le courant est maintenu constant à la valeur (1A). On ce qui concerne que le courant i_d qui est montré dans la figure 2.8(c), il attient une valeur maximale de 20.4 A, puis se fixe a la valeur 1.7 A, par contre le courant i_q est maintenu nul.

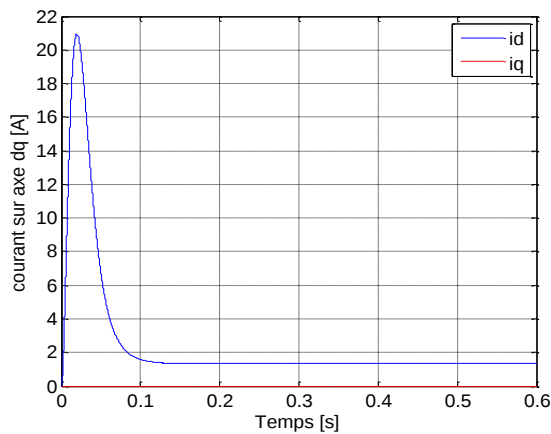
La figure 2.8(d) représente l'allure des trois courants i_a, i_b, i_c correspondant au fonctionnement considéré .Au démarrage les courants de ligne font apparaitre un transitoire de 15.1A et après une courte période, il se stabilise à la valeur 2.5A. La figure 2.8 (e) représente le zoom des courants triphasés, on remarque une forme sinusoïdale qui apparait sur l'allure de ces trois courants. La figure 2.8(f), (d) représentent respectivement les trois tensions triphasés V_a, V_b, V_c ainsi que leur zoom avec une valeur maximal de 176V.



(a) Tension continue



(b) Courant de charge



(c) Courants id, iq

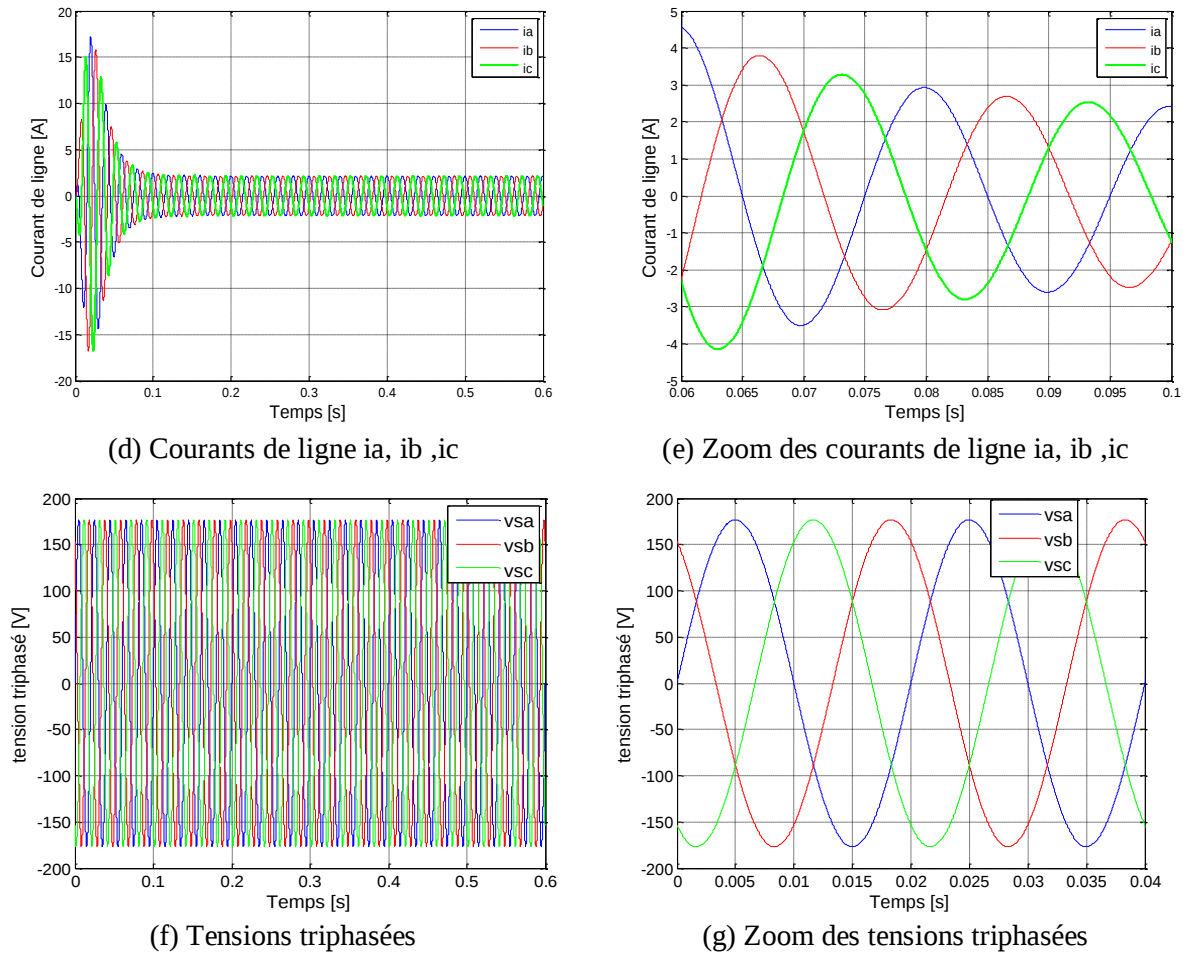


Figure 2.8 : résultats de simulation du système en fonctionnement normal

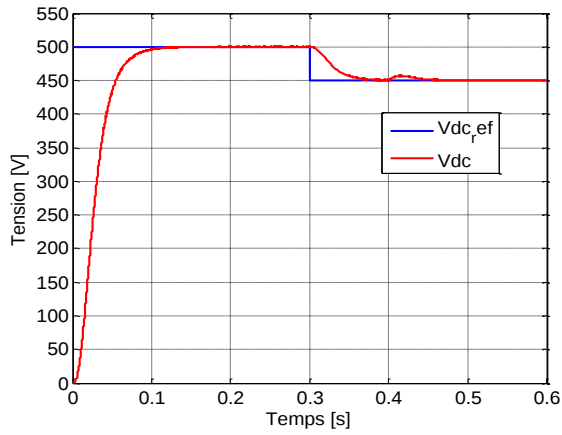
2.5.2 Application d'une diminution de tension avec une variation de la charge

Dans cet essai nous allons appliquer une diminution de la tension du bus continu et une variation de la charge.

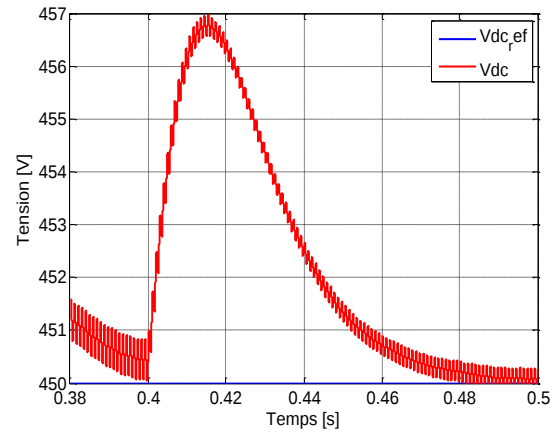
La figure 2.9 (a) représente l'évolution de la tension du bus continu, on remarque que la tension V_{dc} est obtenue sans dépassement et suit parfaitement sa référence. a l'instant $t=0.3s$ nous avons appliqué une diminution de la tension d'une valeur de 50V, on remarque que la tension V_{dc} suit bien sa référence. a l'instant $t=0.4s$, nous avons appliqué une variation de la charge on a remarqué une petite augmentation de la tension V_{dc} comme illustré dans le zoom de la figure 2.9(b) où elle sera rejetée rapidement par le régulateur de tension.

Le courant de charge I_L subit une diminution de la valeur 1.8A jusqu'à 0.9A lors de l'application de la variation de la charge à $t=0.4$ (figure 2.9 (c)). Dans la figure 2.9 (d) le courant I_d fait apparaître un transitoire puis une diminution rapide lors de la diminution de la tension V_{dc} à $t=0.4s$, alors que le courant I_q est maintenu autour de zéro.

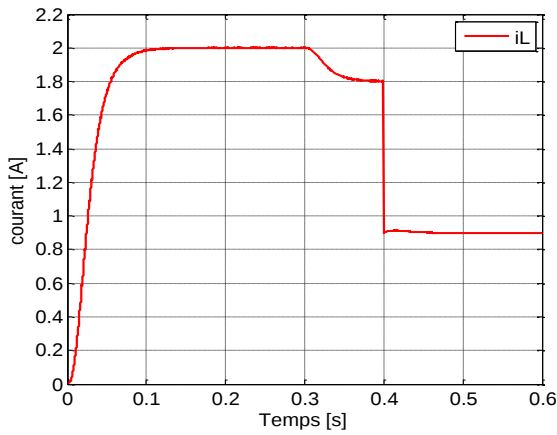
Les figures 2.9 (d) et 2.9 (f) représente les trois courants alternatifs à l'entrée du redresseur et les trois tensions correspondant au fonctionnement considéré.



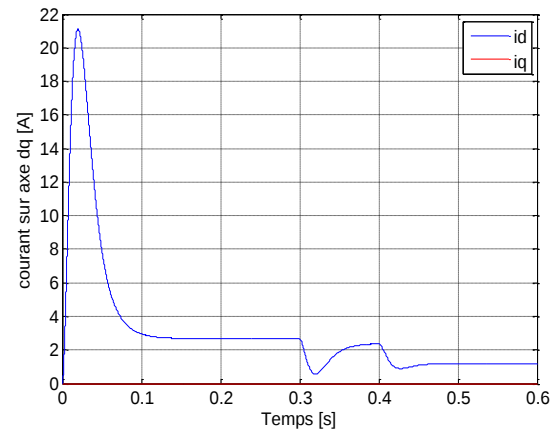
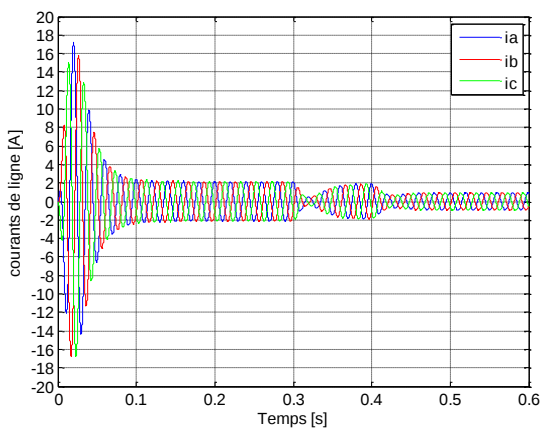
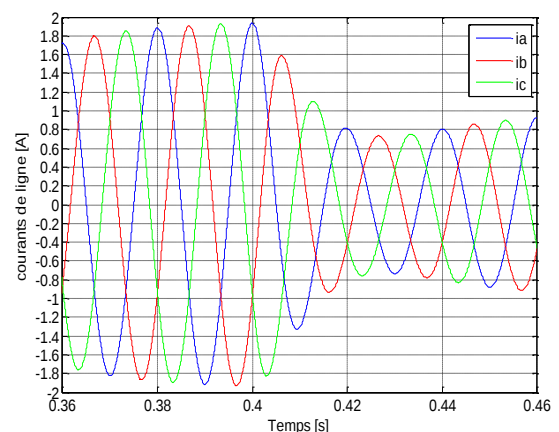
(a) Tension continue

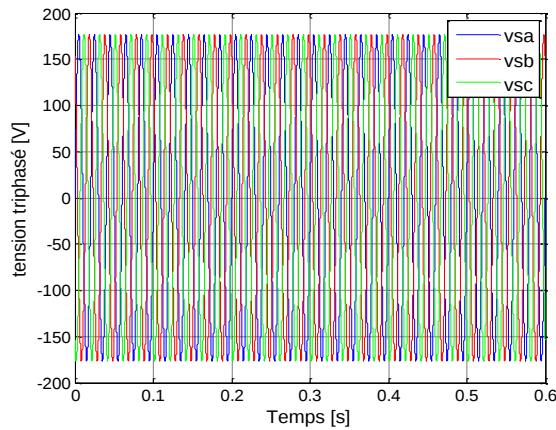


(b) Zoom tension continue

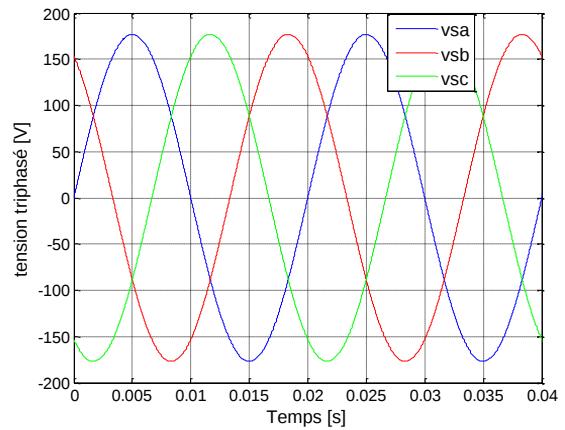


(c) Courant de charge

(d) Courants i_d , i_q (e) Courants de ligne i_a , i_b , i_c (f) Zoom des courants de ligne i_a , i_b , i_c



(f) Tensions triphasées



(g) Zoom des tensions triphasées

Figure 2.9 : résultats de simulation du système avec une variation de charge.

2.6 Conclusion

Ce chapitre a fait l'objet de l'application de la commande (VOC) pour le côté réseau du redresseur MLI, l'objectif principal étant la régulation de la tension de bus continu, cette structure est basée sur la transformation des coordonnées entre le système de coordonnées fixe (abc) et de coordonnées (d.q).

Cette technique présente plusieurs avantages, on peut citer:

- La fréquence de commutation fixe Des stratégies PWM avancées peuvent être utilisées ;
- des stratégies avancées de MLI peuvent être employées.

D'autre part quelques inconvénients caractérisent cette stratégie de contrôle:

- La transformation du même rang et le découplage entre les composants actifs et réactifs est exigée ;
- Algorithme complexe ;
- Facteur de puissance moins que l'unitaire.

Dans ce contexte, quels que soient les résultats de simulation obtenus et les inconvénients de cette stratégie, nous allons présenter dans le chapitre suivant une notre stratégie pour les applications de contrôle des redresseurs afin d'obtenir des meilleurs résultats mieux que le VOC.

3.1 Introduction

Plusieurs techniques ont été utilisées pour obtenir une bonne qualité de l'énergie électrique et un facteur de puissance proche l'unitaire, dans le chapitre précédent nous avons présenté la technique de la commande (VOC) pour le contrôle du redresseur à MLI. Cette technique relativement simple utilise un régulateur IP pour la régulation de la tension du bus continu et deux régulateur PI pour le contrôle des courants absorbés. Les incertitudes paramétriques peuvent compromettre les performances du système, par extension l'erreur ou imprécision dans la valeur de l'inductance du filtre d'entrée peut causer un mauvais découplage des courants direct et un algorithme complexe, ce qui aura pour conséquence une instabilité de la boucle de régulation des courants.

Des plusieurs stratégies ont été développées étant qu'alternatives au VOC, on peut citer la commande direct de puissance (direct power control) (DPC) était proposée par [NO-98] et développée après par [MA-01] pour une application de contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basés sur la régulation de boucles de courant (VOC). Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Ce chapitre est consacré au contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé, ci-dessous nous présentons un petit rappelle sur le principe et les étapes de la commande DPC à base d'une table de commutation classique, à la fin de ce chapitre, nous présenterons les résultats de simulation obtenus de la commande DPC.

3.2 Principe du DPC avec table de commutation prédéfinie

La structure globale du DPC, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à MLI triphasé est illustrée sur la figure 3.1. 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 α - β est divisé en douze secteurs égaux de 30° , comme l'illustre le graphique de la figure 3.2. Chacune des séquences de commande (s_a, s_b, s_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur, v_i , dont l'ensemble est représenté sur la figure 3.2 [Bou-10].

Pour toute structure du DPC, le contrôle de la tension du bus continu v_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du DPC est de permettre au redresseur à MLI d'échanger avec le réseau des puissances instantanées actives et réactive constantes, tout en

garantissant un contrôle découplé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active, P^* , est fournie par le régulateur IP de la tension du bus continu. Tandis que celle de la puissance réactive, q^* , provient de l'extérieur. Elle est imposée égale à zéro pour l'absorption de courants sinusoïdaux sous une tension de source de forme supposée sinusoïdale, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire [Bou-18].

3.3 DPC Classique

La table de commutation est désignée classique dans le présent mémoire (figure 3.1). Le vecteur de tension à l'entrée du redresseur à MLI v_{ra}, v_{rb}, v_{rc} , dépend des états de commutation S_a, S_b et S_c des semi-conducteurs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur. Deux vecteurs nuls nommés (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 3.2. 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. Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'établir deux sorties logiques s_p et s_q qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (pour q) et l'état "0" pour une diminution [Bou-10].

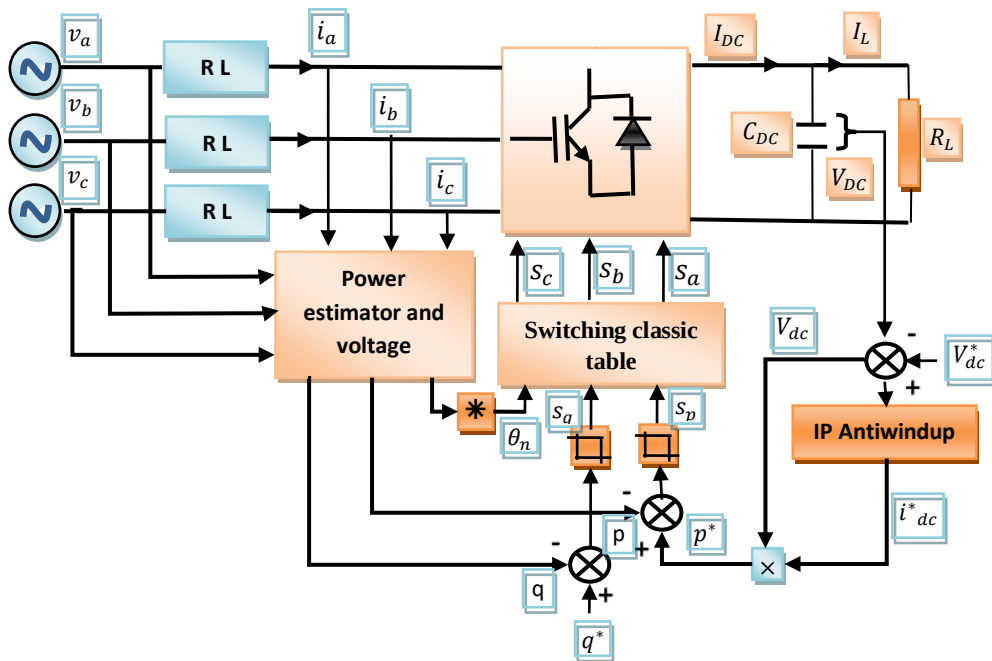


Figure 3.1 : Configuration du DPC du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation classique

3.3.1 Expressions des puissances instantanées

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel [Mal-03].

Ces puissances peuvent être exprimées respectivement par les relations suivantes :

$$\begin{cases} p = v_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + v_{\beta} \cdot i_{\beta} \\ q = v_{\alpha} \cdot i_{\beta} - v_{\beta} \cdot i_{\alpha} \end{cases} \quad (3.1)$$

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

$$\Delta p = p^* - p \quad (3.2)$$

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 :

$$\Delta q = q^* - q \quad (3.3)$$

3.3.2 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] :

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)} \cdot \begin{bmatrix} i_{\alpha} & -i_{\beta} \\ i_{\beta} & i_{\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

3.3.3 Détermination du secteur

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α, β) est divisé en douze secteurs (figure 3.2), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [Ben-13] :

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq (\theta_n - 1) \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \text{ Avec : } n=1,2,\dots,12 \quad (3.7)$$

Où : n est le numéro du secteur.

Le numéro du secteur est déterminé instantanément par la position de vecteur tension donné par:

$$\theta_n = \arctg \frac{v_\beta}{v_\alpha} \quad (3.8)$$

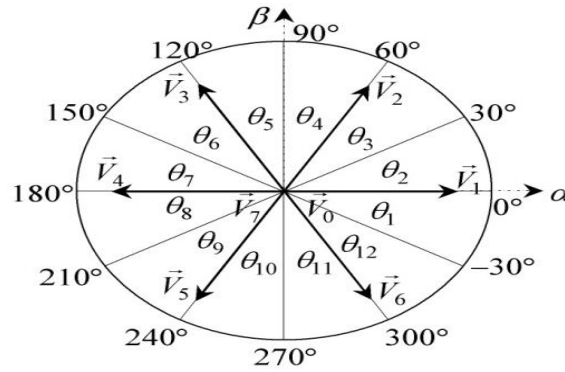


Figure 3.2 : Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur dans le plans $\alpha - \beta$

La détermination de la valeur exacte de l'angle dans l'intervalle $[0, 2\pi]$ que fait un vecteur avec l'axe horizontal dans le sens trigonométrique, peut être obtenue à partir du tableau suivant:

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

Tableau 3.1 : Position du vecteur tension dans l'intervalle $[0, 2\pi]$

Pour choisir le vecteur de tension à appliquer, nous suggérons une analyse afin de déterminer le secteur quel que soit le vecteur de tension, en fonction de v_α et v_β , en comparant v_α à $(v_{\alpha\max_1} = 1/2v_s)$ et $v_{\alpha\max_2} = \frac{\sqrt{3}}{2}v_s$ et v_β à $(v_{\beta\max_1} = 1/2v_s)$ et $v_{\beta\max_2} = \frac{\sqrt{3}}{2}v_s$. Le tableau suivant représente les différentes possibilités pour déterminer le secteur cherché.

Signe de v_α	Signe de v_β	Quadrant	Limitation du flux	Secteur d'appartenance
$v_\alpha > 0$	$v_\beta > 0$	1	$v_\beta < v_{\beta\max_1}$	2
			$v_{\beta\max_1} < v_\beta < v_{\beta\max_2}$	3
			$v_\beta > v_{\beta\max_2}$	4
$v_\alpha > 0$	$v_\beta > 0$	2	$v_\beta < v_{\beta\max_1}$	7
			$v_{\beta\max_1} < v_\beta < v_{\beta\max_2}$	8
			$v_\beta < v_{\beta\max_2}$	9
$v_\alpha > 0$	$v_\beta < 0$	3	$v_\beta > -v_{\beta\max_1}$	8
			$-v_{\beta\max_2} < v_\beta < -v_{\beta\max_1}$	9
			$v_\beta < -v_{\beta\max_2}$	10
$v_\alpha > 0$	$v_\beta < 0$	4	$v_\beta > -v_{\beta\max_1}$	1
			$-v_{\beta\max_2} < v_\beta < -v_{\beta\max_1}$	12
			$v_\beta < -v_{\beta\max_2}$	11

Tableau 3.2 : localisation du vecteur tension

Le vecteur de tension à l'entrée du pont redresseur à MLI, dépend les états de commutation s_a, s_b et s_c des IGBT seront les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqué à la sortie de l'onduleur, ces vecteurs sont représentés dans le repère α, β comme montré dans la figure 3.2, six vecteurs non nul et deux vecteurs nul, en divisent les six vecteur à deux secteur égaux afin d'obtenir un contrôle précis [Ant-08].

3.3.4 Régulateur 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. Ou 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 [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 :

$$s_p \begin{cases} 1 & \text{pour } p < p_{ref} - H_p \\ 0 & \text{pour } p > p_{ref} + H_p \end{cases} \text{ et } s_q \begin{cases} 1 & \text{pour } q < q_{ref} - H_q \\ 0 & \text{pour } q > q_{ref} + H_q \end{cases} \quad (3.9)$$

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

3.3.5 Table de commutation

Les signaux numériques d'erreurs s_p et s_q et le secteur de travail sont les entrées de la table de commutation (Tableau 3.3), 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 $2H_q$ [Jar-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 3.3 : Table de commutation classique

3.3.6 Régulation du bus continu

Pour réduire la variation et l'instabilité 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 3.4 [Har-07]. Ce régulateur possède l'avantage de ne pas introduire de zéro dans la fonction de transfert en boucle fermée tout en garantissant une erreur statique nulle.

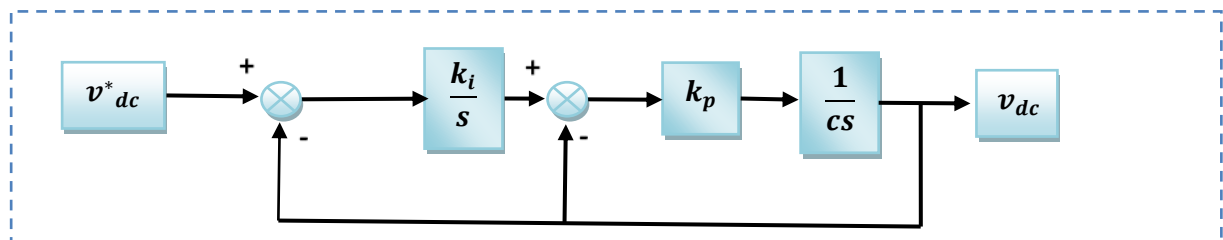


Figure 3.4 : Schéma de la régulation de la tension du bus continu v_{dc} par un correcteur IP

En appliquant la méthode de placement des pôles, et suit au calcul en obtient les paramètres suivants du correcteur IP, en fonction de l'amortissement ε est la fréquence ω_n :

$$\begin{cases} k_p = 2\varepsilon\omega_n C_s \\ k_i = \frac{\omega_n}{2\varepsilon} \end{cases} \quad (3.9)$$

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

$$p^* = v_{dc} \cdot i_{sm} \quad (3.10)$$

3.4 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 résultats de simulation obtenus sont représentés dans la figure 3.4 ci-dessus, dans cet essai nous avons fait la simulation par la commande directe de puissance du redresseur MLI triphasé, on a appliqué un échelon de tension avec une variation de la charge.

On a appliqué cette variation de charge (augmentation et diminution) à $t=0.45$ et $t=0.65$, comme le montre dans la figure 3.4 (s). La figure 3.4 (a) représente l'allure de la tension de sortie avec l'application d'un échelon de tension à $t=0.25$. 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 dépassement. Avec l'application de la charge nous obtenons une chute de 0.44 % pendant une durée de 0.05 s, donc on peut dire que le régulateur de tension fonctionne très bien avec la stratégie de contrôle DPC.

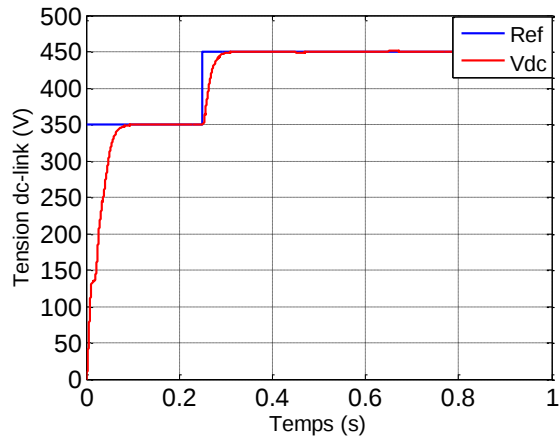
Dans les figures 3.4 (c),(d), le courant de charge I_L fait un transitoire, avec la variation de la charge à $t=0.45$, le courant subit une augmentation jusqu'à 1.8 A. Dans les figures 3.4 (e)- (g), les courants I_d, I_q sont apparus un transitoire, puis une augmentation rapide lors de l'augmentation de la tension V_{dc} à $t=0.25$ s et lors l'application de la charge à $t=0.45$ s.

Les figures 3.4(h)-(l) représentent l'allure des trois courants du réseau correspondant au fonctionnement considéré. Au début le courant fait apparaître un transitoire, puis une augmentation rapide lors de l'application de la charge.

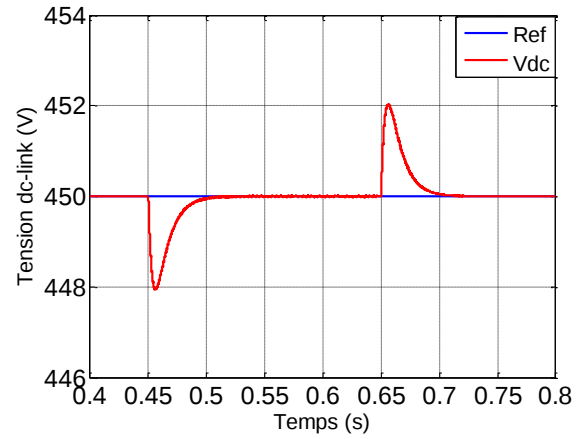
Le courant et la tension de phase sont représentés par la figure 3.4 (n), on remarque que le courant i_a est en phase avec la tension du réseau, ce qui donne un facteur de puissance unitaire.

Les figures 3.4 (o),(p) représentent la puissance active et son zoom, au début la puissance fait apparaître un accroissement oscillatoire jusqu'à la valeur 3800 W après se stabilise à sa valeur limite à $t=0.1$. Lors de l'application de la charge à $t=0.25$ s, la puissance fait apparaître une augmentation de 3100 W et une autre courte augmentation lors l'application de la charge à $t=0.45$ s. La puissance réactive fait apparaître une augmentation transitoire qui atteint la valeur 6150 VAR puis après une courte période elle se stabilise à sa valeur de référence 0 VAR à $t=0.1$ s comme le montre la figure 3.4 (q),(r).

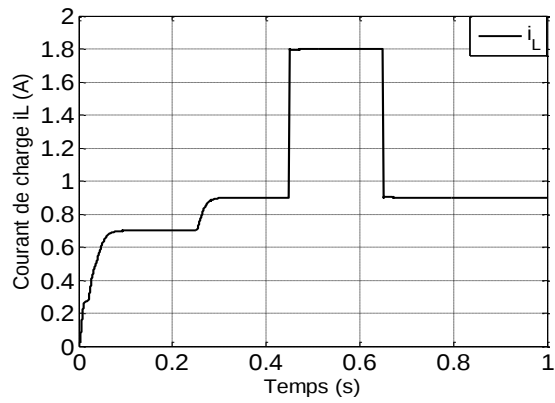
La figure 3.4 (t) représente l'allure de courant de ligne i_a , il a une forme sinusoïdale mais un peu dégradée qui dû à la présence des harmoniques. Nous pouvons conclure que le système se comporte bien vis-à-vis de la variation de la charge en assurant un facteur de puissance unitaire et des courants de ligne sinusoïdaux circulant dans les phases alimentant le redresseur à MLI (figures 3.4 (n), (t)).



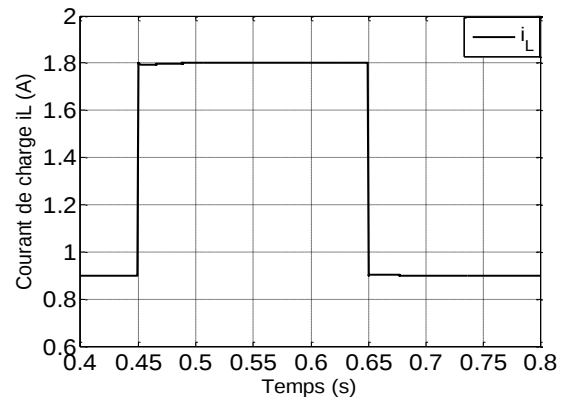
a) Tension de sortie



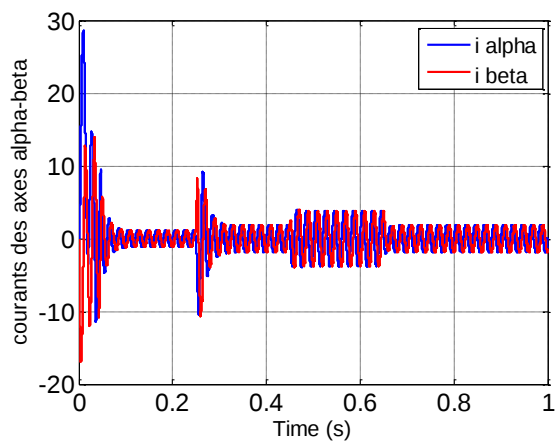
b) Zoom tension de sortie



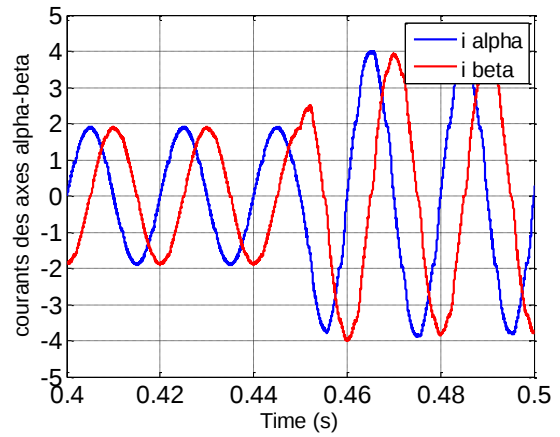
c) $\alpha\beta$ Courant de charge i_L



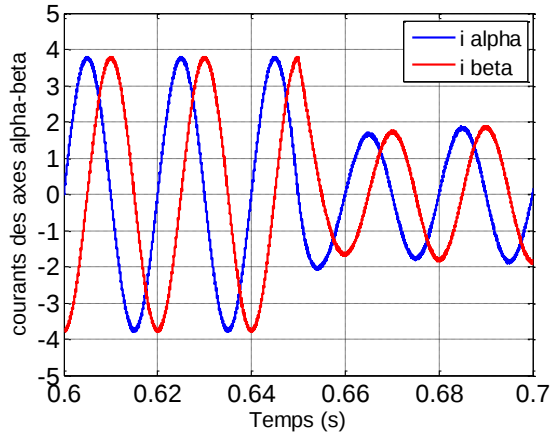
d) Zoom Courant de charge i_L



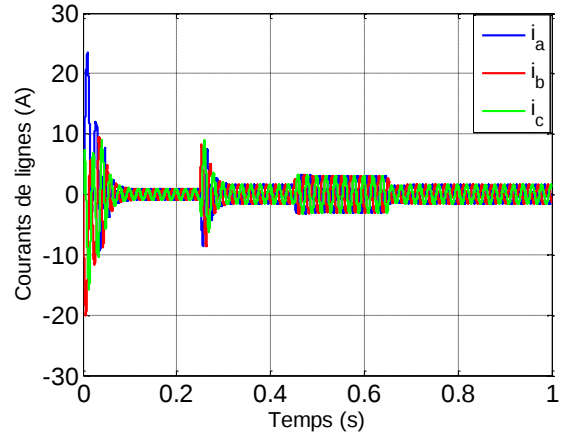
e) Courants i_α, i_β



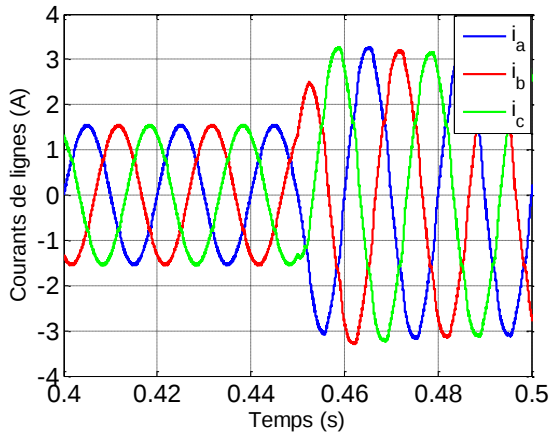
f) Zoom des courants i_α, i_β



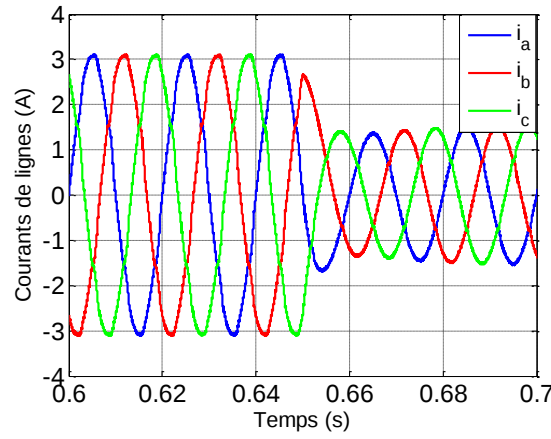
g) Zoom des courants i_α, i_β



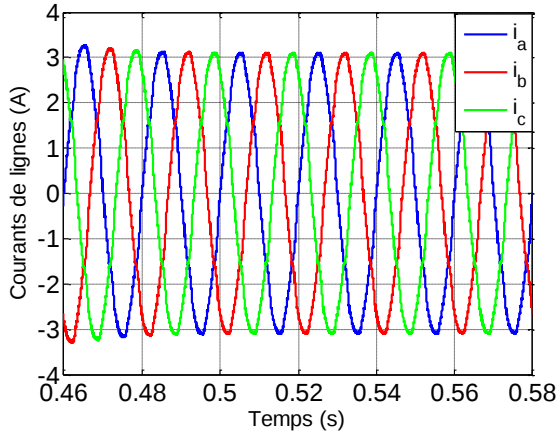
h) Courants de ligne i_a, i_b, i_c



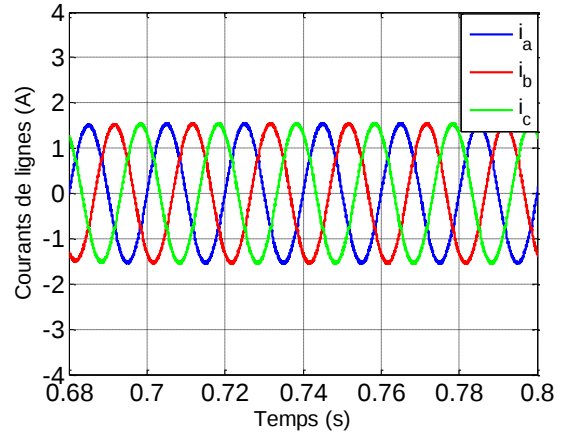
i) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c



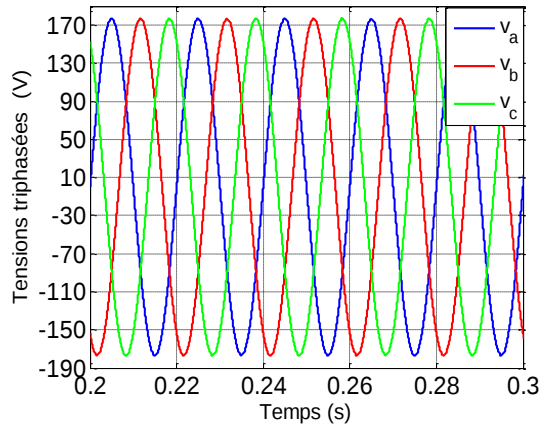
j) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c



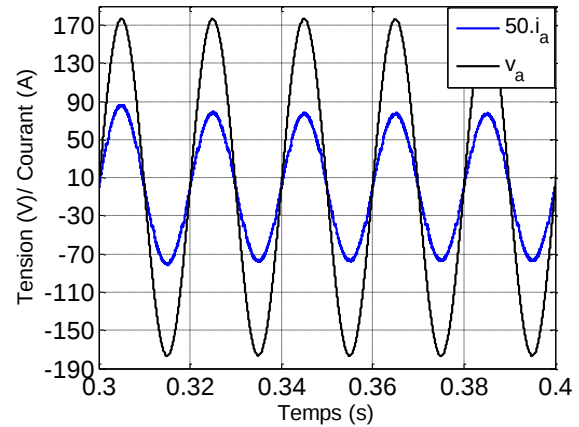
k) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c



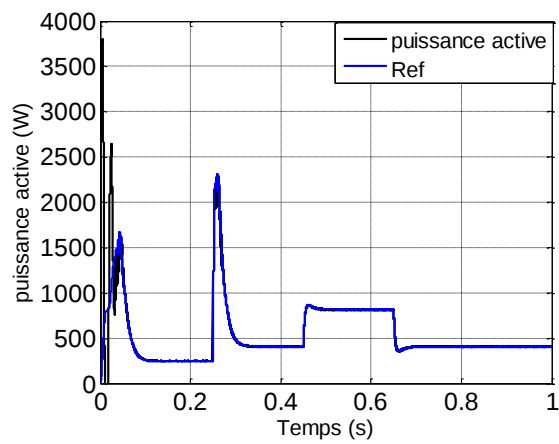
l) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c



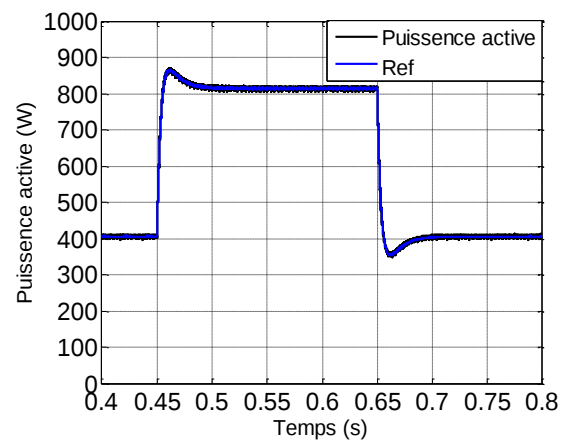
m) Tensions triphasées



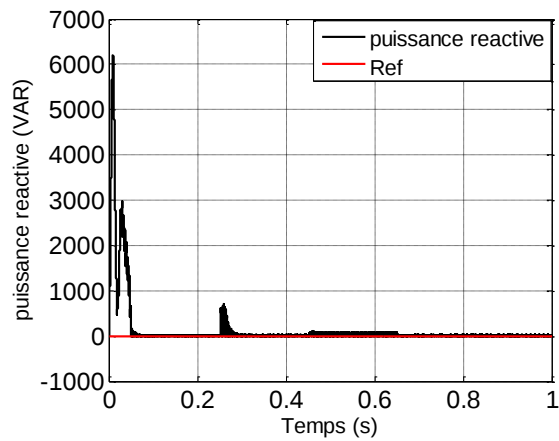
n) Tension et courant de phase α



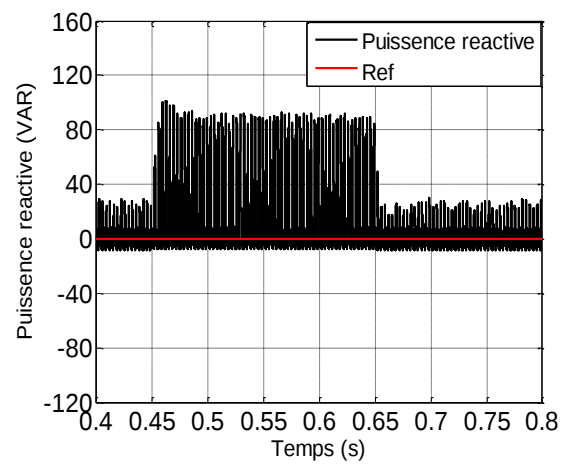
o) la puissance active



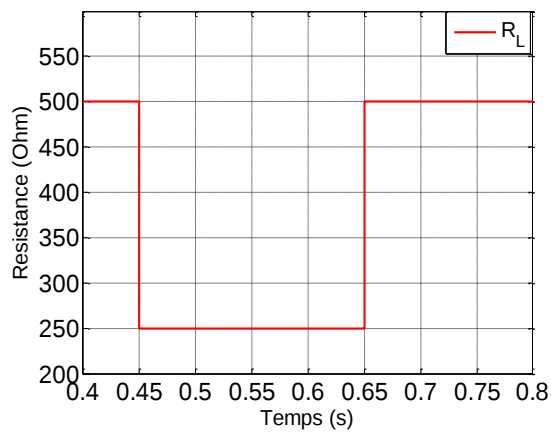
p) Zoom de la puissance active



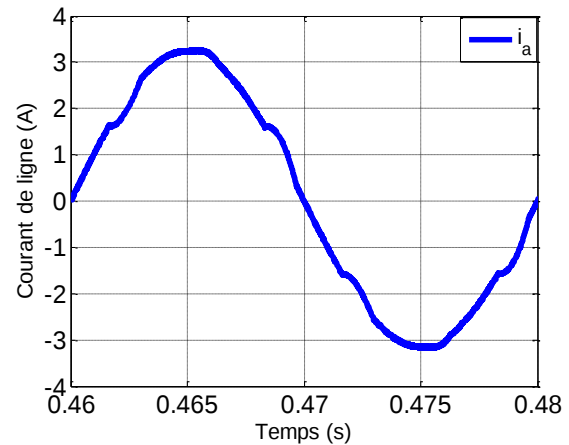
q) la puissance réactive



r) Zoom de la puissance réactive



s) Résistance de charge RL



t) Courant de ligne ia

Figure 3.5 : Les résultats de simulation

3.5 Conclusion

L'objet principal de ce chapitre était de présenter le contrôle direct de puissance d'un redresseur à MLI triphasé avec une table de commutation classique, cette technique a apporté une solution pour remédier aux différentes perturbations en traitant le problème des harmoniques et le réglage de la tension de bus continu.

Cette technique de contrôle permet d'obtenir une réponse rapide mais le contrôle n'est pas précis car il produit des ondulations de puissance.

Enfin d'après les résultats de simulation obtenue, nous pouvons conclure que la table de commutation classique ne permet pas de réaliser un contrôle simultané de la puissance active et réactive, même si les formes d'ondes des tensions du réseau conservent une allure sinusoïdale. Donc, nous devons trouver une autre méthode qui permet un contrôle précis et simultané des puissances active et réactive dans tous les secteurs. On cherche donc à améliorer les performances de contrôle, nous suggérons dans le chapitre suivant une nouvelle table de commutation pour sélectionner le vecteur tension optimale du redresseur tout en assurant un contrôle simultané et précis des puissances active et réactive.

4.1 Introduction

La table de commutation conventionnelle développée dans le contrôle direct de puissance (DPC) en démontre qu'elle n'est pas satisfaisante dans le contrôle de la puissance active et réactive. Afin d'améliorer les performances du contrôle DPC surtout en régime transitoire, les chercheurs dans [Bak-07] [Nog-98][Bou-08] et [Mar-10] ont proposé de nouvelles tables de commutation, basée sur l'analyse des variations des puissances instantanées active et réactive.

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.

Dans la première partie de ce chapitre nous avons présenté le principe de la nouvelle DPC, ensuite nous avons élaborer les équations de la variation des puissancesdes puissances active réactive pour la sélection du vecteur tension avec la nouvelle table de commutation, enfin des résultats de l simulation obtenus ont été discutés et interprétés.

4.2 Principe du contrôle direct de puissance

La technique de contrôle directe de puissance (DPC) est basée sur le contrôle direct de la puissance active et réactive du redresseur MLI, comme représenté sur la figure 4.1, la sortie des deux contrôleurs à hystérésis s_p, s_q constitue les entrées de la nouvelle table de commutation, qui sélectionne les états de commutation optimaux du redresseur à MLI.

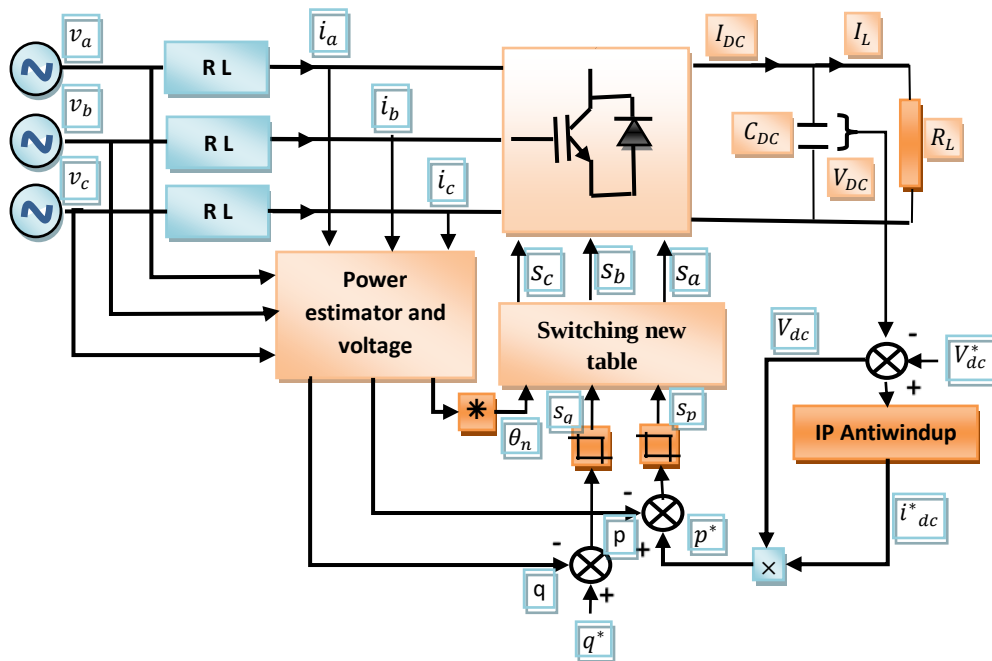


Figure 4.1 : La structure proposée pour le contrôle DPC du redresseur à MLI

4.2.1 Étude des variations des puissances instantanées

Dans le repère stationnaire (a,b,c) et avec un système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par un redresseur à MLI, « figure 4.1 », est régie par les équations différentielles suivantes [Chi 3-18]:

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_a}{dt} \\ L \frac{di_b}{dt} \\ L \frac{di_c}{dt} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R & 0 \\ S_a & S_b & S_c & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a - v_{ra} \\ v_b - v_{rb} \\ v_c - v_{rc} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & 2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} v_{dc} \quad (4.2)$$

avec S_a, S_b et $S_c, S_i = 1 (i = a, b, c)$ sont les états des interrupteurs du redresseur dans le repère (a,b,c) .

Si la phase i est activée alors que le commutateur inférieur est désactivé, il existe huit vecteurs de tension $v_{ri} (v_{ra}, v_{rb}$ et $v_{rc})$ c'est-à-dire six vecteurs actifs et deux vecteurs zéro, avec les coordonnées ont été divisées en 12 secteurs, de 1 ~ 12. à l'aide de la matrice (4.1), (4.2) et (4.3) peuvent être transformés dans le repère fixe α, β .

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

La transformation de l'équation (4.1) sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_\alpha}{dt} \\ L \frac{di_\beta}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_\alpha - v_{r\alpha} \\ v_\beta - v_{r\beta} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

La transformation de Park de l'équation (4.1) dans le repère $(d-q)$ sont exprimés par :

$$\begin{bmatrix} L \frac{di_d}{dt} \\ L \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R & 0 \\ 0 & -R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d - v_{rd} \\ v_q - v_{rq} \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Où ω est la vitesse de rotation du cadre $d-q$, v_{rd} et v_{rq} sont les composantes $d-q$ de la tension d'entrée du redresseur v_r et son expression comme suit :

$$\begin{cases} v_{rd} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cos[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1)] \\ v_{rq} = \sqrt{\frac{2}{3}} \sin[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1)] \end{cases} \quad (4.6)$$

Où $k = 1,2,3,4,5,6$, correspondant à la valeur non nulle sélectionnée numéro de vecteur de tension indiqué à la Figure 4.2.

Le vecteur de la tension $v = V_M e^{j\theta}$ alors il en résulte $v_d = \sqrt{3/2}V_M$ et $v_q = 0$ $\theta = \omega t$. D'autre part, dans le repère stationnaire (d - q) les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{3}{2}} \begin{bmatrix} V_M & 0 \\ 0 & -V_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

Sur la base de (4.5) et (4.6), la variation de p et q peut être calculé comme :

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3}{2L} V_M^2 - \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{L} V_M v_{rd} - \frac{R}{L} p - \omega q \\ \frac{dq}{dt} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{L} V_M v_{rq} - \frac{1}{L} q + \omega p \end{cases} \quad (4.8)$$

A partir du modèle de puissance du redresseur MLI, on peut savoir que les différents états de commutation ont des influences sur la puissance active et réactive [Chi 3-18].

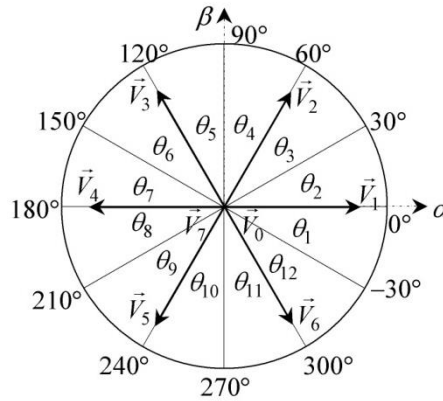


Figure 4.2 : Les différents vecteurs de tension possibles dans les 12 secteurs.

4.2.2 Sélection du vecteur tension avec la nouvelle table de commutation

La nouvelle table de commutation est formée à partir de la sortie des deux contrôleurs à hystérésis (s_p, s_q) et la position angulaire θ_n du vecteur de tension, $s_p = 1$ indique que on veut augmenter la puissance active, $s_p = 0$ indiquant la nécessité de diminuer la puissance active (la même règle pour s_q), par conséquent l'état de commutation correspondant sera envoyée pour déclencher les IGBT de circuit principal.

Considérent que la valeur de R est suffisamment petite pour être négligée et la puissance réactive est toujours contrôlé pour être 0.

Avec (4.6), (4.7) peut être réécrit comme :

$$\begin{cases} \frac{dp}{dt} = \frac{3}{2} \frac{V_M^2}{L} - \frac{V_M v_{dc}}{L} - \cos \left[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1) \right] \\ \frac{dq}{dt} = \frac{V_M v_{dc}}{L} - \sin \left[\omega t - \frac{\pi}{3}(k-1) \right] \end{cases} \quad (4.9)$$

La variation de la puissance active et réactive, est représentée sur la Figure 4.3, en fonction de la position pour différents vecteurs tension du redresseur [Chi1-18] [Chi2-18] [Chi 3-18] :

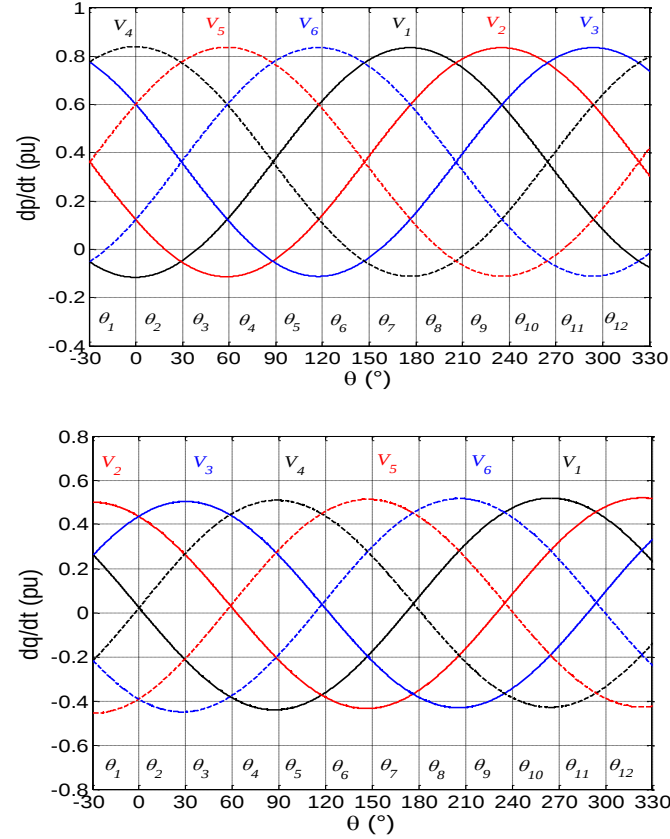


Figure 4.3 : Variation de la puissance active et réactive pour divers vecteurs de tension du redresseur

Sur la base des courbes de variations présentées précédemment, les vecteurs sélectionnés pour le les secteurs 1, 2 et 3 sont représentés dans le tableau 4.1 :

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	dq	
	$s_q = 1$	$s_q = 0$
	V_3	V_5
$s_p = 1$		
$s_p = 0$	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 4.1 : 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 4. Les signes de variation des puissances active et réactive sont illustrés dans le tableau 4.2 :

dp/dt			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 4.2 :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 4.3.

s_p	s_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
	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 4.3 : La nouvelle table de commutation

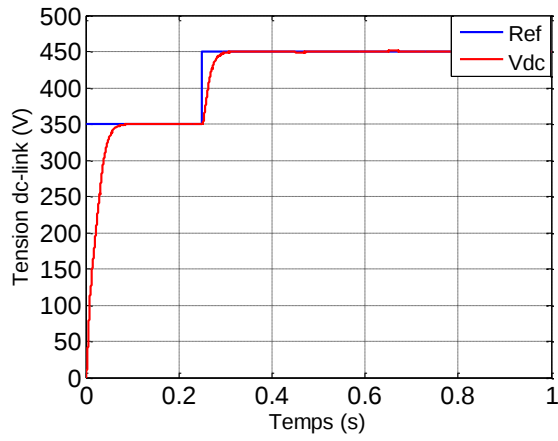
4.3 Résultats de simulation

Pour vérifier l'efficacité du contrôle DPC avec la structure proposée, appliqué 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 les chapitres précédents.

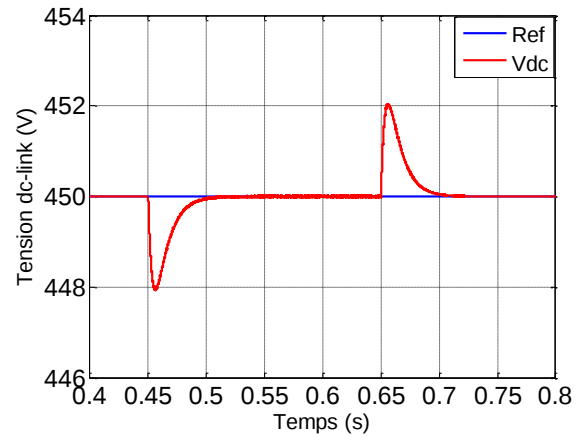
Les résultats de simulation obtenus montrent que les puissances instantanées active et réactive ainsi que la tension du bus continu suivent leurs références avec précision. Les courants observés sont en phase avec les tensions de lignes du réseau qui fournissent un facteur de puissance unitaire. Par 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 découplé de la puissance active et réactive lorsque la charge varie.

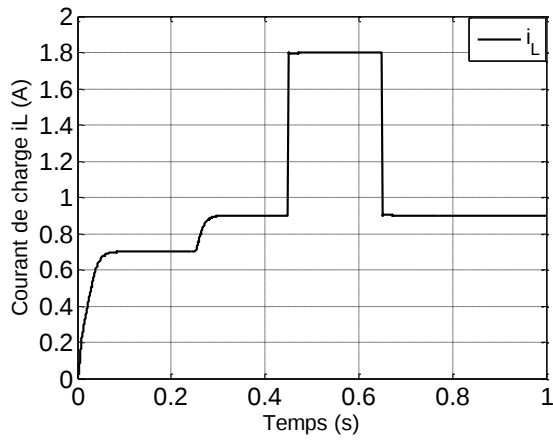
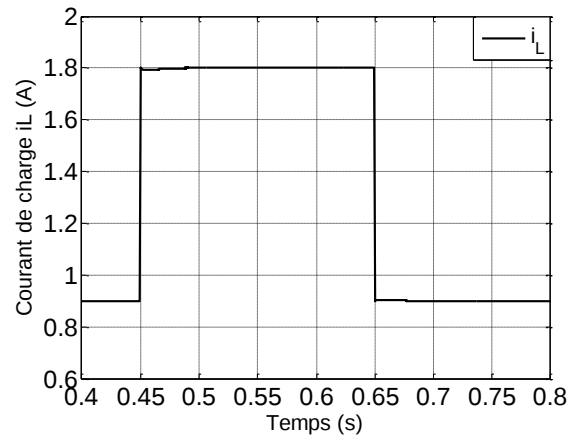
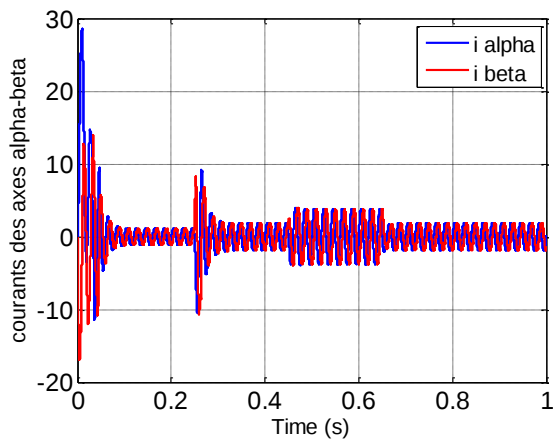
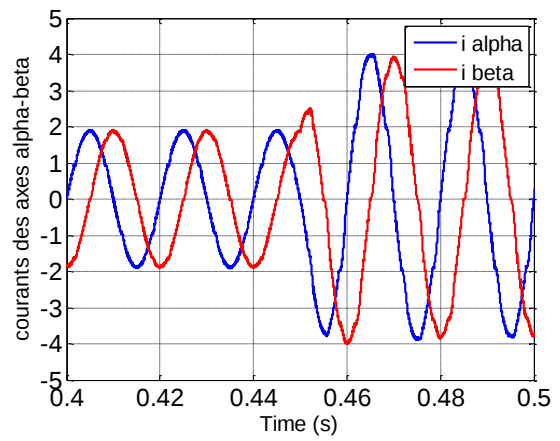
On Faisant une étude comparative entre les deux structures, on peut remarquer sur les figures 4.5 (u) – (x) une importance atténuation des ondulations des puissances active et réactive et que la réponse en courant présente une forme sinusoïdale et sans aucune ondulation en régime permanent. Cela montre 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 et que l'approche analytique proposée est assez rigoureuse.

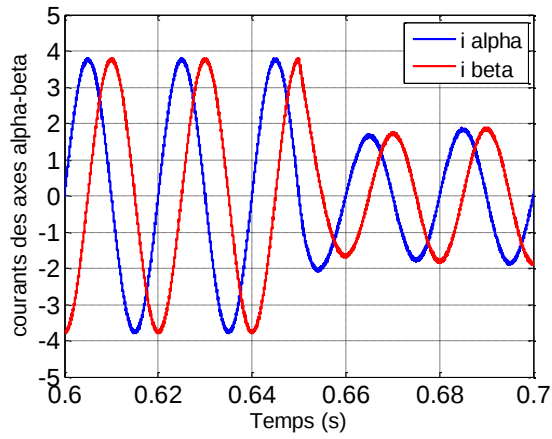
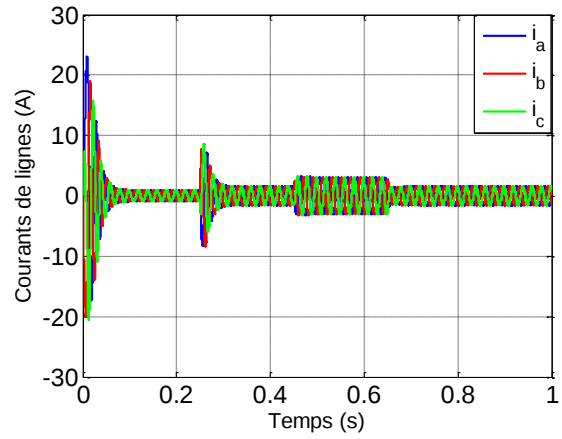
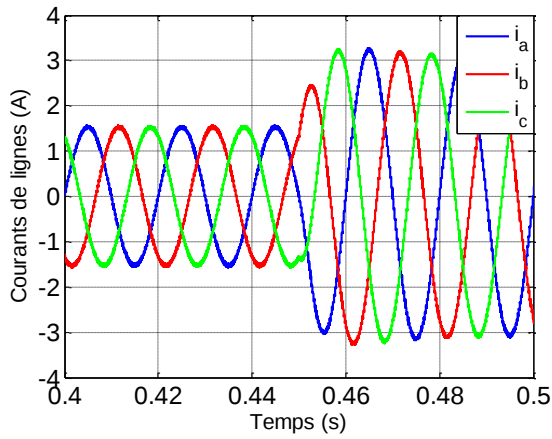
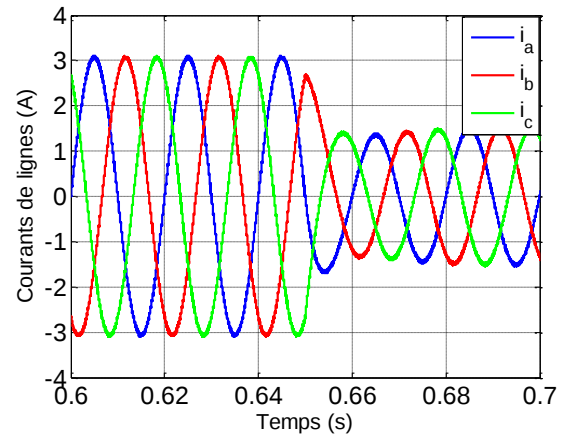
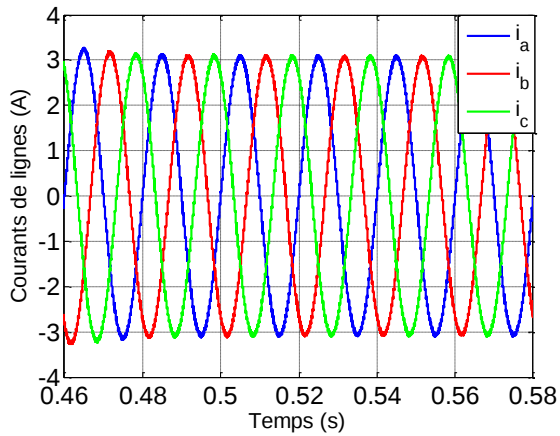
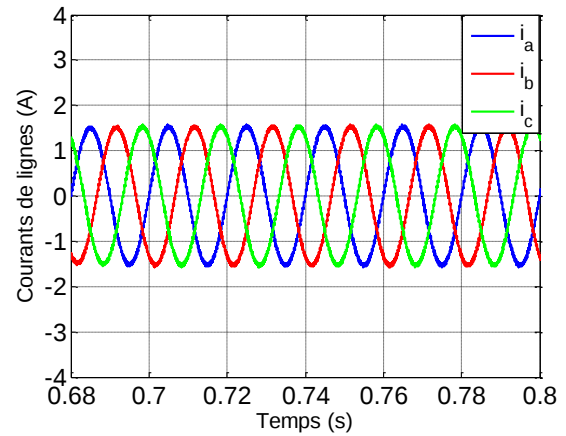


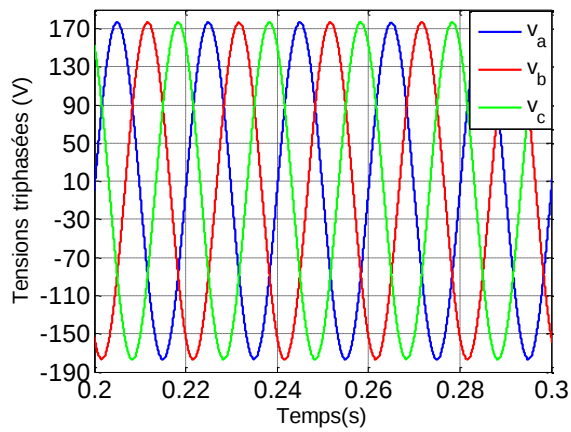
a) Tension de sortie



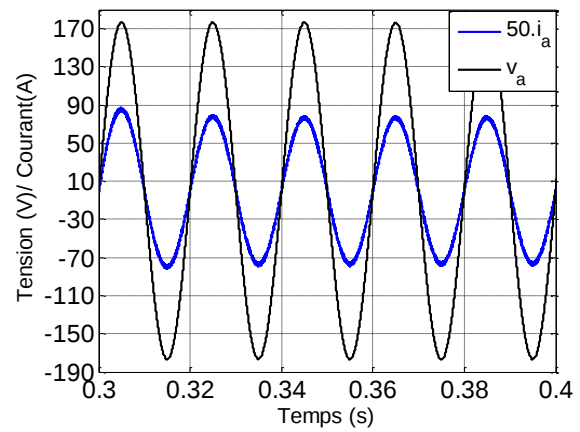
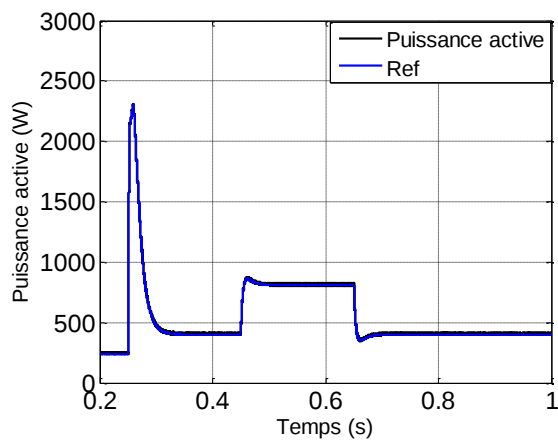
b) Zoom tension de sortie

c) Courant de charge i_L d) Zoom Courant de charge i_L e) Courants i_α, i_β f) Zoom des courants i_α, i_β

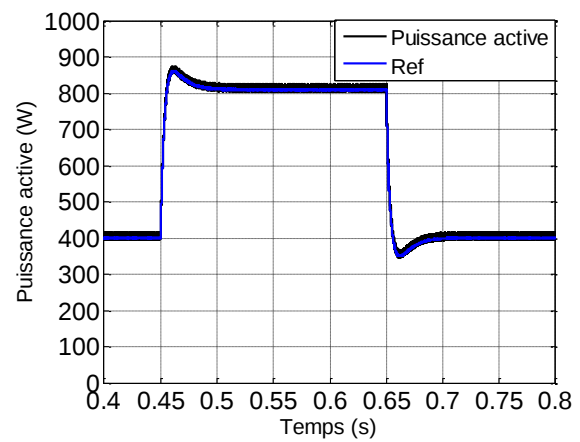
g) Zoom des courants i_α, i_β h) Courants de ligne i_a, i_b, i_c i) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c j) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c k) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c l) Zoom des Courants de ligne i_a, i_b, i_c



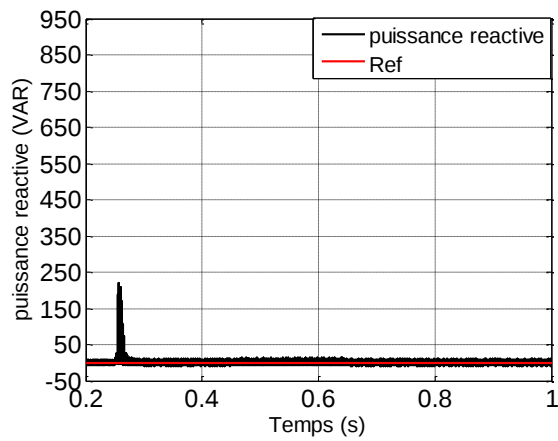
m) Tensions triphasées

n) Tension et courant de phase α 

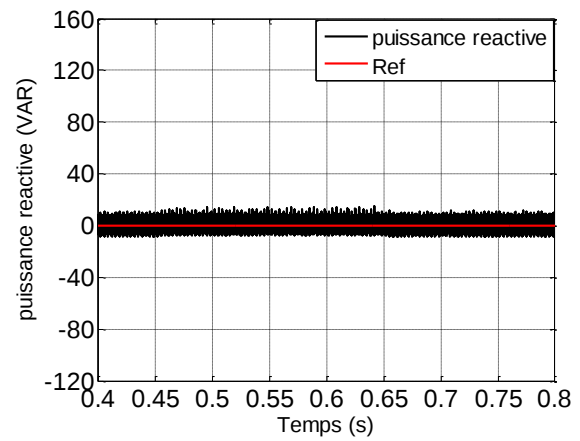
o) la puissance active



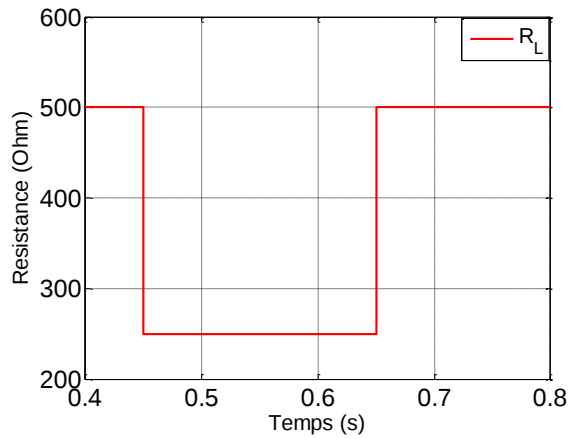
p) Zoom de la puissance active



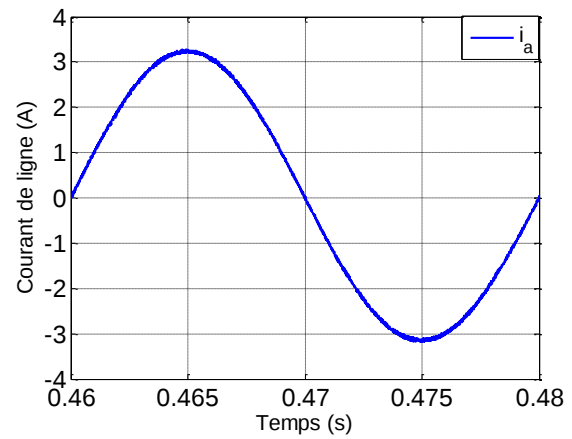
q) la puissance réactive



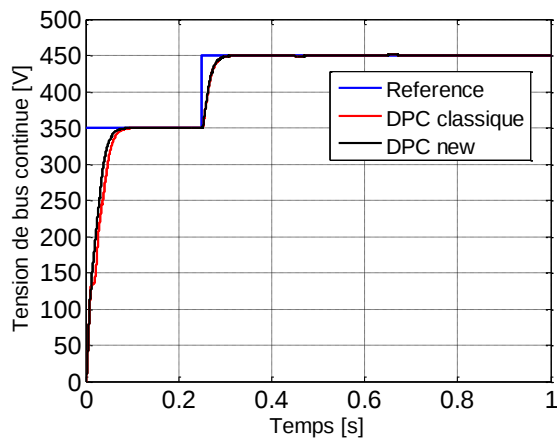
r) Zoom de la puissance réactive



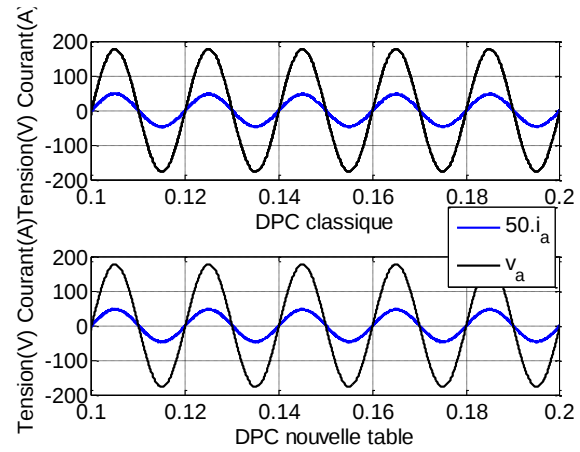
s) Résistance de charge RL



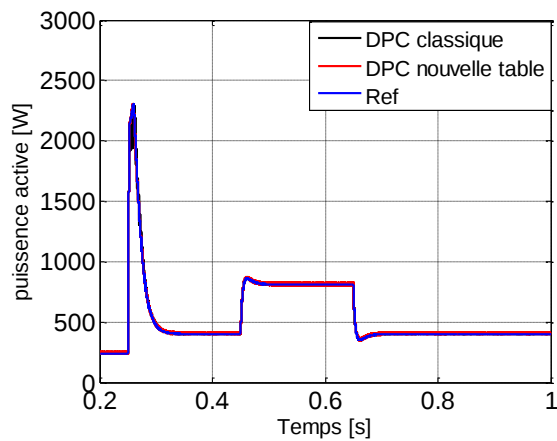
t) Courant de ligne ia

Figure 4.4 : Résultats de simulation de la structure du contrôle DPC avec nouvelle table de commutation

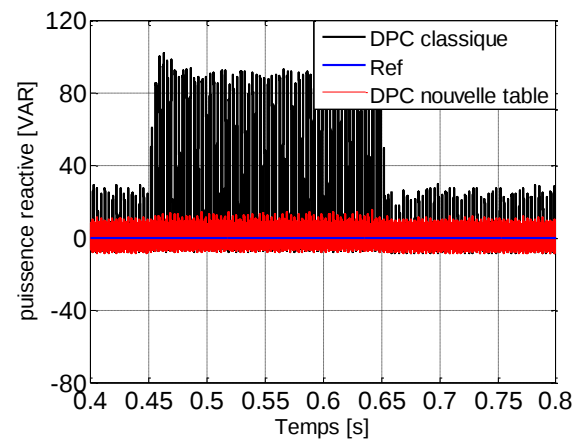
u) Tension de sortie



v) Tension et courant de phase a



w) la puissance active



x) Zoom de la puissance réactive

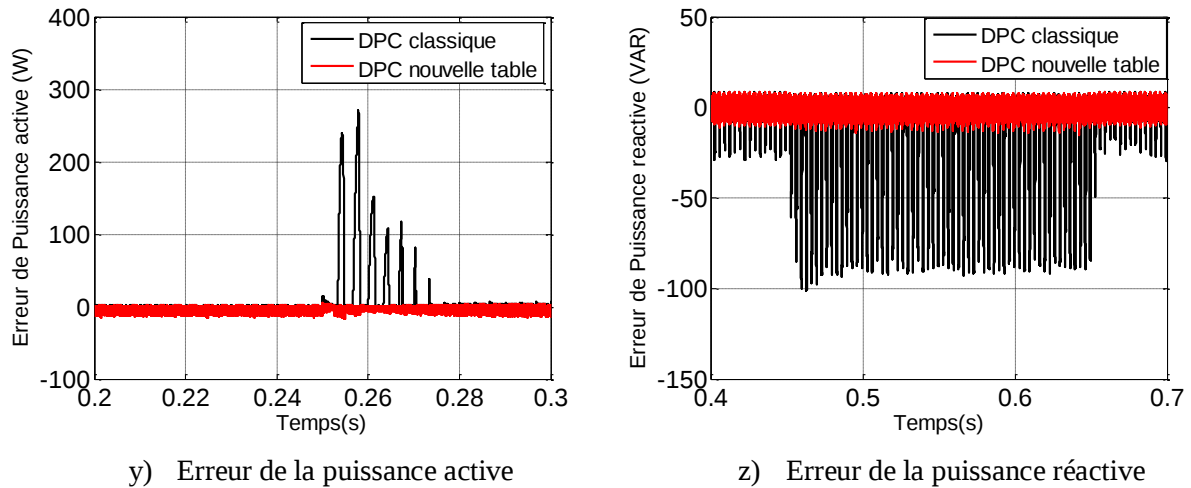


Figure 4.5 : Résultats de simulation – Etude comparative

4.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre le contrôle direct de puissance avec une nouvelle table de commutation, cette technique a apporté une solution des problèmes qui sont soumis à un réseau électrique par la régulation de la tension du bus continue, la réduction de la distorsion harmonique totale du courant de ligne et l'améliorer le facteur de puissance (un facteur de puissance unitaire).

Vu les résultats obtenue avec cette stratégie, la technique DPC assuré un contrôle précis et simultanée des puissances instantanées active et réactive. La table proposée est 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, donc la table de commutation joue un rôle très important dans la performance du contrôle de puissance direct.

Par comparaison les résultats de simulation obtenue avec la table de commutation classique et la nouvelle table, nous concluons que les performances de cette dernière sont bien supérieures par rapport à la table classique.

Conclusion Générale

Notre travail a été consacré pour la recherche et le développement des solutions de dépollution harmonique dans le réseau électrique à base d'électronique de puissance, caractérisant les ponts redresseurs à diodes ou 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 d'éliminer ces problèmes pour but du filtrage des courants perturbateurs harmoniques et la compensation de l'énergie réactive, il a été nécessaire de développer dans le domaine industriel et sur le plan domestique des dispositifs comme les filtres actifs d'une part et d'autre part de concevoir des convertisseurs statiques non polluants dans un cadre préventif. Dans ce travail, nous nous sommes intéressé aux principes de fonctionnement et du contrôle d'un convertisseur AC/DC associé à un réseau électrique, le but principal est de présenter des nouvelles stratégies de commande des convertisseurs AC/DC à absorption de courant sinusoïdal.

A en juger par cette idée, nous avons pu apprécier l'importance des recherches effectuées sur les redresseurs à *MLI* surtout de structure tension (redresseur de tension à *MLI*), il est semblable à une machine électrique virtuelle par rapport au réseau d'alimentation, cette dernière propriété lui permet d'être commandé par des techniques similaires à celles des machines électriques.

Ainsi, dans notre premier chapitre, nous avons donné une généralité sur la qualité d'énergie électrique, en montrant, ces problèmes et ces effets sur le réseau électrique, de cette constatation, nous avons exposé la problématique ensuite les solutions proposées pour éliminer la pollution harmonique.

Dans le deuxième chapitre, tout d'abord nous avons présenté la structure du redresseur à *MLI* et les différentes stratégies de commande avec ces applications, c'est notre choix sur la commande orientée de tension (*VOC*). Après nous avons présenté la modélisation de chaque bloc du convertisseur AC-DC, les équations analytiques du redresseur à *MLI*, enfin le principe de la commande (*VOC*) avec les résultats de simulation. Nous avons donc constaté que nous devons étudier une autre méthode pour améliorer les résultats obtenus par ce contrôle.

Dans le troisième chapitre, il a été développé étant que l'alternative au *VOC*, une étude sur le contrôle direct de puissance utilisant une table de commutation classique. On a présenté les relations fondamentales sur la *DPC* à travers le contrôle de puissances active et réactive en estimant le vecteur tension et les comparateurs hystérésis. Après avoir montré les limites et les inconvénients de la table de commutation classique et afin de remédier à ces inconvénients, nous avons proposé dans le quatrième chapitre une nouvelle table de commutation pour le *DPC*.

Dans le quatrième chapitre, nous avons proposé la nouvelle stratégie de la *DPC* basée sur la nouvelle table de commutation, Elle a été élaborée sur la base de l'étude des variations des puissances

active et réactive, provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande durant une période complète de la tension du réseau. D'après les résultats obtenus dans ce chapitre nous avons constaté que la nouvelle table assure un contrôle plus précis et simultané des puissances actives et réactive dans tous les secteurs. Cette stratégie a pu assurer un fonctionnement à facteur de puissance unitaire et une bonne résultat pour la tension du bus continue ainsi, les courants absorbés possèdent une forme quasi-sinusoidale et les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la table classique.

Bibliographie

- [Abd-08] **Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, Fateh Karim** : « Analysis and design of new switching table for direct power control of Three-phase PWM rectifier », 13th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-EPEMC 2008), Poznan, Poland, Sep. 2008.
- [Abd-09] **Abdelouahab Bouafia, Fateh Krim, Jean-Paul Gaubert** : « Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output régulation », Energy Conversion and Management, Éd. Elsevier, vol. 50, no. 1, pp. 6-13, Jan. 2009.
- [Abd-10] **Abdelouahab Bouafia, Jean-Paul Gaubert, FatehKrim** : « Predictive direct power control of three-phase PWM rectifier using space-Vector modulation (SVM) », IEEE Trans. On Power Electronics, vol. 25, no. 1, pp. 228-236, Jan. 2010
- [Ala-02] **M.A.E.Alali** : « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissance électriques) », Thèse de doctorat, Université Louis Pasteur, Strasbourg I, 12 Octobre 2002.
- [Ama-06] **Amaia Lopez De Heredia Bermeo** : « Commandes avancées des systèmes dédiées à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la basse tension à la montée en tension », Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 14 novembre 2006.
- [Att-05] **S.Attia** : « Commande en temps réel d'un filtre actif de puissance utilisant la technique par mode de glissement », Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 2005.
- [Bak-07] **A.Baktash, A.Vahedi, and M.Masoum** : «Improved switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier », in Power Engineering Conference, 2007. AUPEC 2007. Australasian Universities, 2007, pp. 1-5.
- [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 Conférence on Electrical Engineering (ICEE'09), Algiers, Algérie, May 19-21, 2009.
- [Bel-07] **L.BELHADJI** : « Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension » Mémoire de magister,

Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2007.

- [Bel-11] **Belhaouchet nouri** : « fonctionnement a fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées », thèse doctorat, université ferhatabbas Sétif, 06/07/2011.
- [Ben-16] **Bensalah Wassila** : « Etude de la commande des redresseurs MLI », Projet de fin d'études Pour l'obtention du diplôme de Master, Centre Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent 2015/2016
- [Bou-18] **Bouarfa Bouchra, Bouzar Salima** : « commande floue direct de puissance d'u redresseur a MLI triphasée » mémoire de master, université de Saida .2018
- [Bou-10] **A.Bouafia** : « Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI », Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif (UFAS), Algérie, 06 Octobre 2010.
- [Bou-09] **A. BOULAHIA** : « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique ». Mémoire de Magister en électrotechnique Université.de Constantine Avril 2009.
- [Bou-08] **A.Bouafia, J.P. Gaubert, and F. Krim** : « Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier », in Power Electronics and Motion Control Conference, 2008. EPE-PEMC 2008. 13th, 2008, pp. 703-709.
- [Chi 1-18] **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.
- [Chi 2-18] **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.
- [Chi 3-18] **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.
- [Des-95] **G.Desquilbet, C.Foucher, P.Fauquembergue** : « Statisticalanalysis of voltage dips », Notes EDF, 96NR00 102, 1995
- [Dje-05] **Djebbar Mohamed Salah** : « Etude comparative des redresseurs cascades et multi niveaux a commande MLI », thèse magistère centre universitaire de Mentouri

Constantine département d'électrotechnique ,2005.

- [Fad-08]** **J.Fadat, Y.Dorali** : « Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé », Mars 2008.
- [Gou-97]** **T.Gouraud** : « Identification et rejet de perturbations harmoniques dans des réseaux de distribution électrique », Thèse de doctorat, École Doctorale Sciences pour l'Ingénieur de Nantes, Janvier 1997.
- [Gui-92]** **X.GUILLAUD** : « La modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bicommandables » Thèse doctorat: Université des sciences et technologie de LILLE, 1992.
- [Had-07]** **Hadji Seddik** : « Correction du facteur de puissance dans les systèmes de traction alimentés en courant alternatif monophasé », Thèse de doctorat, École Nationale Polytechnique, El Harrache, Alger, Algérie, Décembre 2007
- [Har-07]** **K.Hartani** : «Contribution a la stabilité de véhicule électrique a l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage.» thèse de doctorat en science,USTO,2007.
- [Ken-11]** **F.Kendouli**: « Central éolienne et qualité de l'énergie électrique ».2011
- [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 ACADEMIQUE Université d'EL-Oued 2013/2014.
- [Lad-02]** **P.Ladoux, G. Ollé** : « Compensateur d'harmonique et de puissance réactive », système didactique, RESELEC 2002.
- [Mal-01]** **M.Malinowski** : « Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers ». Phd Thesis, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, 2001.
- [Mal-03]** **M.MALINOWSKI, M.P. KAZMIERKOWSKI, A. TRZYNADLOWSK** : « Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers », Science Direct, M. Malinowski et al. / Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 349–36 03 ,2003
- [Mal-04]** **M.Malinowski, M.Jasinski, M.P.Kazmierkowski** : « Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation ». IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol. 51, n° 2, p. 447-454, April 2004.
- [Mar-99]** **L.Marroyo** : « Contribution à l'étude des redresseurs triphasés à absorption de courants sinusoïdaux », Thèse de docteur, Institut National Polytechnique de

Toulouse (INPT), Toulouse, 1999.

- [Mar-08] **Mariuz Cichwlas, Marian p** : « comparison of current control technics for PWM rectifiers », warsawuniversity of technology, Institute of control and industrial electronics, 00-662 warszawa, Ul, Koszykow 75, Poland. 2008
- [Mar-10] **J.Alonso-Martínez, J.E.G. Carrasco, and S.Arnaltes** : « Table-based direct power control: A critical review for microgrid applications," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 25, pp. 2949-2961, 2010.
- [Meg-17] **Megherbi Hichem**: « étude et modélisation des convertisseurs statiques destinés à améliorer la qualité de l'énergie électrique », mémoire de fin d'étude master en électrotechnique de l'université de Moulay Taher a Saida.2016/2017
- [Nek-14] **NEKKAR Djamel** : « Contribution à l'étude des stratégies de commande des filtres actifs triphasés », Mémoire de magister .Université de Souk-Ahras 2013_2014.
- [Nia-96] **S.Nia Ahmed** : « Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel », Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.
- [Nim-09] **Nimrod Vázquez et al** : « Three-phase rectifier with active current injection and high efficiency », IEEE, Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, No. 1, pp. 689–694, January 2009.
- [Nog-98] **T.Noguchi, H.Tomiki., S.Takahashi** : « Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors ». IEEE Trans. On Industrial Application, vol 34, p. 473- 479, 1998.
- [Nou-04] **S.NOUI** : « Etude et Réalisation d'un Redresseur à MLI Commandé par DSP. Application à l'alimentation d'un Onduleur Á Trois Niveaux », Mémoire de magister, Ecole Militaire polytechnique (EMP), Alger, 2004.
- [Ome-07] **Omeiri Amar** : « Simulation d'un filtre actif parallèle de puissance pour la compensation des harmoniques de courant "Thèse Doctorat. Université Annaba 2007.
- [Res-10] **J.A.Restrepo, J.M. Aller, A.Bueno, J.C.Viola, A.Berzoy** : «Direct Power Control of a Dual Converter Operating as Synchronous Rectifier.» IEEE TRANS ON POWER ELECTRONICS. 2010.
- [Sha-06] **M.ShafieeKhood** : « Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs série », parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques", Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'Université de Nantes,

Nantes, 2006.

- [Ted-11]** **M.TEDJANI** : «Gestion des flux énergétiques dans un système de conversion éolienne» Mémoire de magister, Université. D'Annaba 2011.

- [Zel-06]** **Laid. Zellouma** : « filtrage actif parallèle des harmoniques du courant génères par un pont redresseur triphasé non commandé », Mémoire de magister. Université Annaba 2006.

- [Zou-13]** **Zoubir Boudries** : « Etude d'une Génératrice Asynchrone Commandée » thèse doctorat, Université A. mira Bejaia. 2013.

ANNEXE -A-

❖ Paramètre du système

Pour le système global nous avons utilisé les paramètres suivant :

Paramètres de la ligne

- Amplitude de la tension de la ligne : $E=125V$
- Fréquence : 50 HZ.
- Résistance de la ligne : $R = 0.3 \Omega$
- Inductance de la ligne : $L = 37.e-3 H$

Paramètres du redresseur

- Résistance de la charge : $R_{ch} = 500 \Omega$
- Capacité du bus continu : $C = 1100.e-6 F$

❖ Contrôle orienté de tension (VOC)

Le système est décrit par les lois de commande :

$$\begin{cases} v_{rd} = -v'_{rd} + \omega L i_q + v_d \\ v_{rq} = -v'_{rq} + \omega L i_d + v_q \end{cases} \quad (A.1)$$

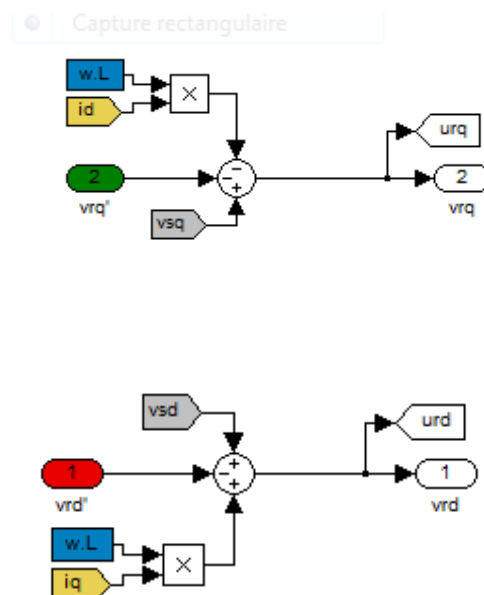


Figure A.1 : Schéma bloc du système de commande VOC

ANNEXE -B-

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

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = v_a - Ri_a + \frac{2s_a - s_b - s_c}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_b}{dt} = v_b - Ri_b + \frac{-s_a + 2s_b - s_c}{3} v_{dc} \\ L \frac{di_c}{dt} = v_c - Ri_c + \frac{-s_a - s_b + s_c}{3} v_{dc} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (B.1)$$

❖ la transformation dans le repère de Park du système :

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = v_d - Ri_d + \omega L i_q - v_{rd} \\ L \frac{di_q}{dt} = v_q - Ri_q + \omega L i_d - v_{rq} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} (s_d i_d + s_q i_q) - \frac{v_{dc}}{R_L} \end{cases} \quad (B.2)$$

❖ Contrôle direct de puissance classique :

Expressions des Puissances Instantanées et Matrices de Transformation de Cordonnées.

La Transformation de cordonnées dans le repère ($\alpha\beta$ -abc) :

- Pour les tensions :

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

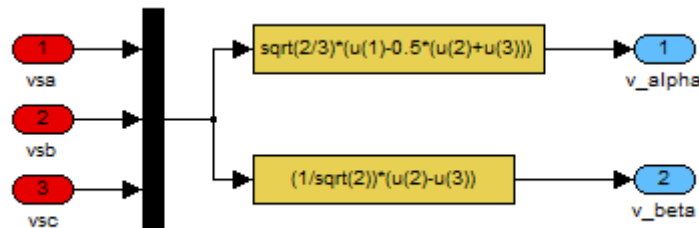


Figure B.1 : Schéma bloc de la Transformation de cordonnées ($\alpha\beta$ -abc) pour les tensions

- Pour les courants :

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{B.4})$$

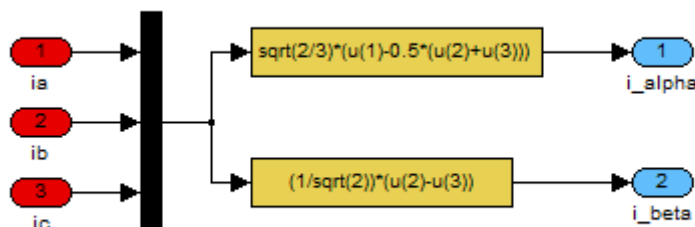


Figure B.2 : Schéma bloc de la Transformation de coordonnées ($\alpha\beta$ -abc) pour les courants

- Puissances instantanées :

Les puissances instantanées exprimées en fonction des tensions simples du réseau sont données par les deux relations suivantes :

$$\begin{cases} p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta \\ q = v_\alpha \cdot i_\beta - v_\beta \cdot i_\alpha \end{cases} \quad (\text{B.5})$$

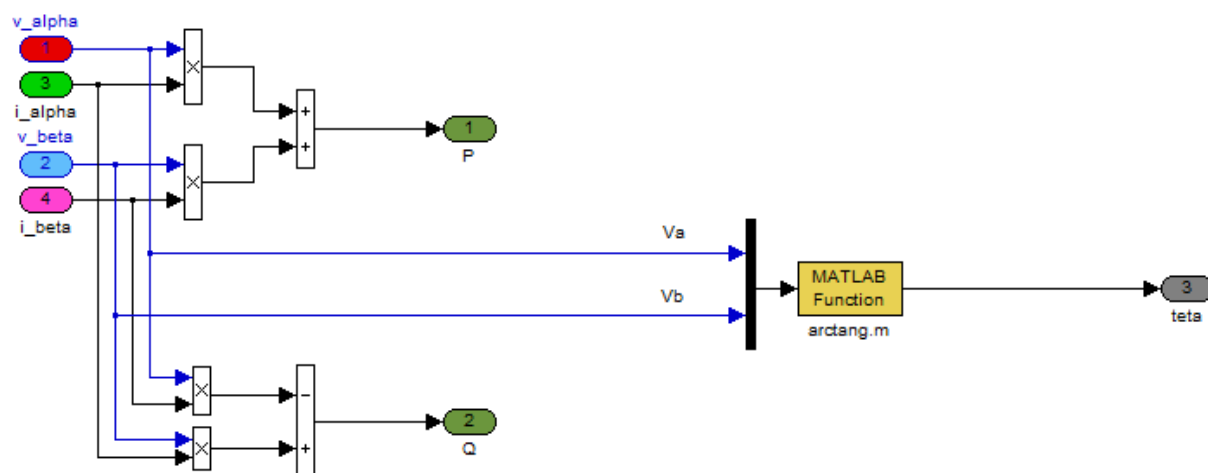


Figure B.3 : Schéma bloc d'estimation des puissances instantanées

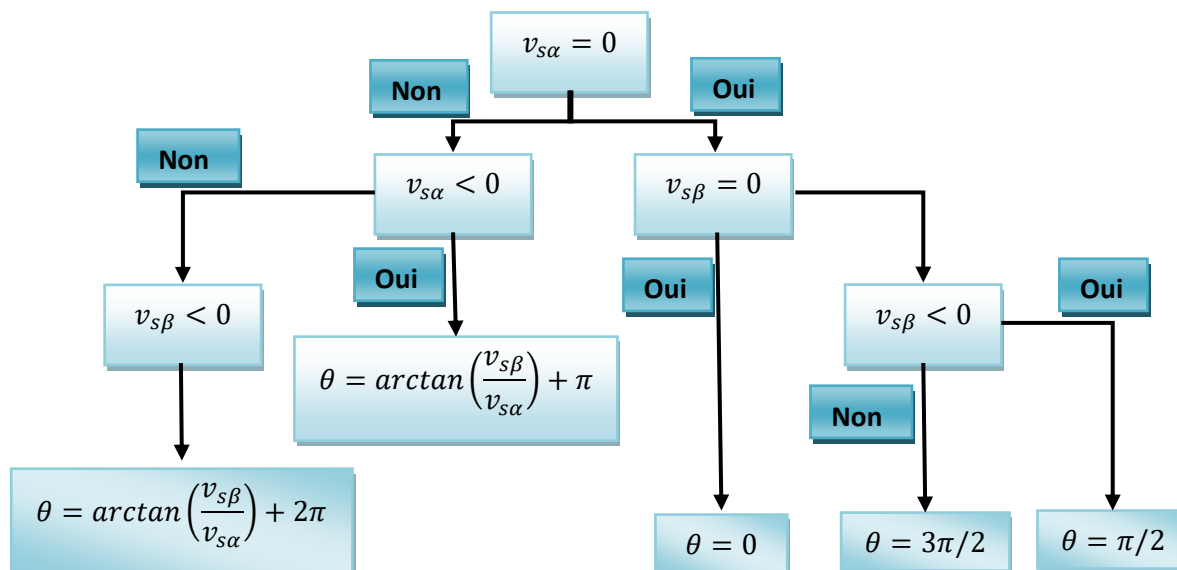
❖ Détermination de l'arc tangente

SI $v_{s\alpha} > 0$ et $v_{s\beta} > 0$	SI $v_{s\alpha} < 0$ et $v_{s\beta} > 0$	SI $v_{s\alpha} < 0$ et $v_{s\beta} < 0$	SI $v_{s\alpha} > 0$ et $v_{s\beta} < 0$
$\theta = \arctan\left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}}\right)$	$\theta = \arctan\left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}}\right) + \pi$	$\theta = \arctan\left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}}\right) + \pi$	$\theta = \arctan\left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}}\right) + 2\pi$
SI $v_{s\alpha} = 0$ et $v_{s\beta} = 0$	SI $v_{s\alpha} = 0$ et $v_{s\beta} < 0$	SI $v_{s\alpha} = 0$ et $v_{s\beta} > 0$	SI $v_{s\alpha} < 0$ et $v_{s\beta} = 0$
$\theta = 0$	$\theta = \frac{3\pi}{2}$	$\theta = \frac{\pi}{2}$	$\theta = \pi$

Tableau B.1 : structure de la détermination du l'angle θ_n

- L'amplitude du vecteur $\vec{v}_s$ est donné par : $v_s = \sqrt{v_{s\alpha}^2 + v_{s\beta}^2}$
- L'angle θ est donné par : $\theta = \arctan\left(\frac{v_{s\beta}}{v_{s\alpha}}\right)$

La détermination de l'angle que fait un vecteur avec l'axe horizontal dans le sens trigonométrique

Figure B.4 : détermination de l'angle θ

Introduction Générale

Chapitre 1

Qualité d'énergie électrique

Chapitre 2

Modélisation du redresseur à MLI
triphasé

Chapitre 3

Contrôle Direct de Puissance d'un
Redresseur MLI à base d'une Table de
Commutation classique

Chapitre 4

Contrôle Direct de Puissance d'un
Redresseur à MLI avec une nouvelle
table de commutation

Conclusion Générale

Références Bibliographiques

Table des matières

Liste des figures et tableaux

Notations et abréviations