

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE  
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

FACULTE : TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT : GENIE ELECTRIQUE

N° : .....



DOMAINE : SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : ELECTROTECHNIQUE

OPTION : COMMANDE ELECTRIQUE

Mémoire présenté pour l'obtention  
Du diplôme de Master Académique

Par : DAHMANE Ayoub

BOUGUERRA Khalil

Intitulé

**Etude et Commande d'un Convertisseur  
Statique AC/DC à Prélèvement Sinusoïdal**

Soutenu devant le jury composé de :

Mr. BARKAT Said	Université Mohammed Boudiaf – M'silla	Président
Mr. BEDBOUDI Mohamed	Université Mohammed Boudiaf – M'silla	Rapporteur
Mr. GHADBANE Ismail	Université Mohammed Boudiaf – M'silla	Examineur

Année universitaire : 2018 / 2019

# *Remerciements*

*Nous tenons à remercier le Dieu de nous avoir donné la patience de terminer ce travail.*

*Au terme de cette étude, nous souhaitons remercier chaleureusement notre encadreur de mémoire **Dr. BEDBOUDI Mohamed** pour son suivi et ses encouragements, ses orientations et ses précieux conseils.*

*Nous remercions également tous les professeurs et les enseignants du département génie électrique pour leurs conseils constructifs et encouragements qui ont été à la fois un complément et supplément indispensable dans notre projet de fin d'étude.*

*Enfin, nous exprimons nos reconnaissances à tous les membres de jury d'avoir acceptés de lire ce manuscrit et d'apporter les critiques nécessaires à la mise en forme finale de ce travail.*

**Merci à tous**

# *Dédicaces*

*Je dédie ce mémoire :*

**À mon père Abd Elmadjid**, parce qu' il me tendit son encouragement et son grand sacrifice et il espérait toujours de ma regarder succès dans ma vie, il est pu créer le climat affectueux et propice à la poursuite de mes études.

**À ma très chère mère**, qui m'a encouragé à aller de l'avant, en lui exprimant mon amour, mon respect et vive gratitude pour sa patience, son amour et ces prières qui sont toujours m'encouragent à la réussite tous les long de mes études que le dieu la protège.

**À mes frères, à mes sœurs**, je leurs souhaite la belle vie avec mes sincères gratitudes, je les remercie pour leurs sacrifices.

*Tous mes chers amis, tous mes camarades de la promotion CSE 2019*

*À toute ma grande famille.*

**D. Ayoub**

# *Dédicaces*

***Je voudrais dédier cet humble travail :***

*À ma chère mère ;*

*À mon père AHMED;*

*À tous mes proches de la famille BOUGUERRA, et plus*

*particulièrement, mes sœurs et mes frères tout à son nom.*

***Et aussi, Je dédie ce travail :***

*Aux personnes qui m'ont toujours aidé et encouragé, qui étaient*

*toujours à mes côtés, et qui m'ont accompagnaient durant mon*

*chemin d'études supérieures, mes aimables amis, collègues d'étude*

*de l'université de M'sila.*

***B. Khalil***

## SOMMAIRE

Liste des figures.....	viii
Liste des tableaux.....	x
Liste des symboles.....	xi
Abréviation.....	xii
Introduction générale.....	1

### Chapitre I. Les perturbations électriques

I.1. Introduction.....	3
I.2. Qualité de l'énergie électrique.....	3
I.3. Problématique des harmoniques .....	4
I.3.1. Origine des harmoniques. ....	4
I.3.1.1. Sources harmoniques identifiables .....	5
I.3.1.2. Sources harmoniques non identifiables .....	5
I.3.2. Caractéristiques des harmoniques .....	6
I.3.2.1. Taux de distorsion harmonique .....	6
I.3.2.2. Facteur de puissance .....	7
I.3.3. Conséquences néfastes des harmoniques .....	7
I.3.3.1. Echauffement .....	8
I.3.3.2. Interférence avec les réseaux de télécommunication .....	8
I.3.3.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques .....	8
I.3.3.4. Risque d'excitation de résonance .....	8
I.4. Perturbations produites par les redresseurs à commutation naturelle.....	8
I.5. Solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie. .....	10
I.5.1. Solutions traditionnelles de dépollution .....	10
I.5.1.1. Filtrage passif .....	11
I.5.2. Solutions modernes à base d'électronique de puissance .....	11

I.5.2.1. Filtres actifs .....	12
I.6. Conclusion. ....	13

## Chapitre II. Le Redresseur PWM

II.1. Introduction. ....	14
II.2. Les redresseur MLI .....	14
II.3. La topologie du redresseur .....	14
II.3.1. Redresseur MLI de Courant .....	14
II.3.2. Redresseur MLI de Tension .....	15
II.4. La structure du redresseur à MLI .....	16
II.5. Modes d'opération redressement/régénération .....	16
II.6. Modélisation du redresseur à PWM .....	18
II.6.1. Redresseur à PWM monophasé.....	18
II.6.1.1. Description du redresseur MLI monophasé .....	18
II.6.1.2. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé .....	18
II.6.1.3. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé .....	19
II.6.1.4. Fonctionnement à tension de sortie constante .....	21
II.6.1.5. Fonctionnement avec charge résistive .....	23
II.6.2. Redresseur à PWM triphasé. ....	25
II.6.2.1. Bloc source .....	25
II.6.2.2. Bloc convertisseur .....	26
II.6.2.3. La charge .....	27
II.7. Techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé.....	28
II.8. Contrôle par hystérésis des courants prélevés.....	28
II.8.1. Structure du contrôle de courant par hystérésis. ....	29
II.8.2. Boucle de régulation de la tension du bus continu.....	30
II.9. Simulation de la commande par hystérésis.....	32

II.9.1. Résultats de simulation. ....	32
II.9.2. Interprétation des résultats de simulation .....	35
II.10. Conclusion.....	36

### **Chapitre III. La Commande Directe de Puissance DPC**

III.1. Introduction. ....	37
III.2. La Commande Directe de Puissance DPC .....	37
III.2.1. Principe du DPC .....	37
III.2.2. Calcul de la puissance instantané.....	39
III.2.3. Détermination de secteur .....	39
III.2.4. Régulateur à hystérésis .....	40
III.2.5. Table de commutation.....	40
III.2.5. Régulation de la tension continue.....	42
III.3. Simulation de la Commande Directe de Puissance.....	45
III.3.1. Résultats de simulation. ....	45
III.3.2. Interprétation des résultats de simulation.....	48
III.4. Conclusion. ....	49

### **Chapitre IV. La Commande Directe de Puissance Prédicative PDPC**

IV.1. Introduction.....	50
IV.2. Commande directe de puissance prédictive (PDPC) .....	50
IV.2.1. Philosophie de la commande prédictive.....	50
IV.2.2. Le principe et la stratégie générale. ....	51
IV.2.3. Commande Directe de Puissance Prédicative associée au redresseur MLI. ....	52
IV.2.4. Modèle prédictif de puissance active et réactive du redresseur MLI triphasé..	
.....	52
IV.2.5. Principe de sélection du vecteur de commande optimal... ..	56
IV.2.6. Algorithme de la commande PDPC... ..	56

<b>IV.3. Simulation de la commande directe de puissance prédictive.....</b>	<b>57</b>
<b>IV.3.1. Résultats de simulation.....</b>	<b>57</b>
<b>IV.3.2. Interprétation des résultats de simulation.....</b>	<b>60</b>
<b>IV.4. Etude comparative entre la commande DPC et la commande PDPC .....</b>	<b>61</b>
<b>IV.5. Conclusion .....</b>	<b>61</b>
<b>Conclusion générale .....</b>	<b>62</b>
<b>Références bibliographiques.</b>	
<b>Annexes.</b>	



# Liste des figures

## Chapitre I

Figure I.1 : Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques. ....	5
Figure I.2 : Diagramme de Fresnel des puissances .....	7
Figure I.3 : Pont redresseur triphasé à diodes.....	9
Figure I.4 : Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et spectre associé.....	10
Figure I.5 : Différents types de filtres harmoniques passifs. ....	11

## Chapitre II

Figure II.1 : Topologie de redresseur MLI de courant.....	15
Figure II.2 : Topologie de redresseur MLI de tension.....	15
Figure II.3 : Structure générale de redresseur MLI triphasé de tension.....	16
Figure II.4 : Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active .....	17
Figure II.5: Schéma de principe du redresseur MLI monophasé de structure tension.....	18
Figure II.6 : Diagramme vectoriel. ....	20
Figure II.7 : Fonctionnement à $V_{co}$ constante.....	22
Figure II.8 : Fonctionnement avec charge résistive .....	24
Figure II.9: Schéma du système d'ensemble source - convertisseur – charge et commande. ....	25
Figure II.10: Schéma du coté réseau .....	25
Figure II.11 : Modèle du redresseur à MLI.....	27
Figure II.12 : Principe du contrôle de courant par hystérésis. ....	28
Figure II.13 : Principe de génération des ordres de commande. ....	29
Figure II.14 : Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.....	29
Figure II.15 : Schéma bloc de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continue.....	31
Figure II.16: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu. ....	31

<b>Figure II.17 : Performances du redresseur MLI commandé par hystérésis pour <math>v_{dc}^*=180V</math>.....</b>	<b>33</b>
<b>Figure II.18: Performances du redresseur pour une tension continue de référence variable de 180V à 220V.....</b>	<b>34</b>
<b>Figure II.19 : Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.....</b>	<b>35</b>

### Chapitre III

<b>Figure III.1 : Configuration de la DPC du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation prédéfinie.....</b>	<b>38</b>
<b>Figure III.2 : Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur.....</b>	<b>38</b>
<b>Figure III.3 : Variations normalisées de la puissance active <math>\Delta P_i</math>.....</b>	<b>43</b>
<b>Figure III.4 : Variations normalisées de la puissance réactive <math>\Delta q_i</math> .....</b>	<b>43</b>
<b>Figure III.5 : Régulation de la tension continue et calcul de la puissance de référence. ....</b>	<b>44</b>
<b>Figure III.6 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC pour <math>v_{dc}^*=180V</math>.....</b>	<b>46</b>
<b>Figure III.7 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC pour une tension de référence <math>v_{dc}</math> variable.....</b>	<b>47</b>
<b>Figure III.8: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge. ....</b>	<b>48</b>

### Chapitre IV

<b>Figure IV.1: Philosophie de la commande prédictive.....</b>	<b>51</b>
<b>Figure IV.2: Configuration générale de la commande PDPC.....</b>	<b>52</b>
<b>Figure IV.3: Diagramme vectoriel du redresseur. ....</b>	<b>55</b>
<b>Figure IV.4 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie de DPC prédictive pour <math>v_{dc}^*=180V</math>.....</b>	<b>58</b>
<b>Figure IV.5 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC prédictive pour une tension <math>v_{dc}</math> de référence variable.....</b>	<b>59</b>
<b>Figure IV.6: Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.....</b>	<b>60</b>

## *Liste des tableaux*

<b>Tableau II.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.....</b>	<b>26</b>
<b>Tableau III.1 : Vecteurs de commande sélectionnés pour secteur <math>\theta_1</math>.....</b>	<b>44</b>
<b>Tableau III.2: Table de commutation .....</b>	<b>44</b>
<b>Tableau IV.2: Table D'état des interrupteurs et les vecteurs de tension.....</b>	<b>55</b>

## *Liste des symboles*

<b>Symbole</b>	<b>Signification</b>	<b>unité</b>
$V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}$	Les tensions du réseau.	V
$i_{resa}, i_{resb}, i_{resc}$	Les courants du réseau.	A
$L_r$	Inductance totale de couplage.	H
$R_r$	Résistance totale de couplage.	$\Omega$
$V_a, V_b, V_c$	Les tensions à l'entrée du convertisseur.	V
$i_\alpha, i_\beta$	Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire ( $\alpha, \beta$ ).	V
$v_{s\beta}, v_{s\alpha}$	Les composantes du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire ( $\alpha, \beta$ ).	V
$v_{c\alpha}, v_{c\beta}$	Les composantes du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire ( $\alpha, \beta$ ).	V
$v_{dc}$	Tension du bus continu.	V
$v_{dc}^*$	Tension bus continu de référence.	V
$i_{ch}$	Courant de charge.	A
$C$	Capacité côté continu.	F
$R_{ch}$	Résistance de la charge.	$\Omega$
$f_c$	La fréquence de commutation.	Hz
$f_e$	La fréquence d'échantillonnage.	Hz
$T_e$	Période d'échantillonnage.	S
$F_{11}, F_{21}, F_{31}$	Etats de commutation du redresseur.	/
$P$	Puissance active de réseau.	w
$P_{ref}$	La puissance active de référence.	w
$q$	Puissance réactive de réseau.	Var
$q_{ref}$	La puissance réactive de référence.	Var
$D$	Puissance déformante.	VA
$\hat{p}$	Puissance active instantanée.	W

$\hat{q}$	Puissance réactive instantanée.	Var
$\Delta_p$	Déférence de la puissance active.	W
$\Delta_q$	Déférence de la puissance réactive.	Var
$h_p$	Bande d'hystérésis pour la puissance active.	W
$h_q$	Bande d'hystérésis pour la puissance réactive	Var
$\varphi$	Déphasage entre le courant fondamental et la tension.	Rad
$\delta$	Déphasage entre les deux vecteurs $\bar{e}$ et $\bar{v}$ .	rad
$\omega$	Pulsation fondamentale du réseau.	Rad/s
$I_1, I_h$	Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h.	A
$v_1, v_h$	Valeur efficace de la tension fondamentale et de l'harmonique de rang h.	V

## *Abréviation*

**THD** : Taux de Distorsion Harmonique.

**MLI** : Modulation de Largeur d'Impulsions.

**PWM** : Pulse Width Modulation.

**DPC** : Commande directe de Puissance (Direct Power Control).

**PDPC** : Commande Direct de Puissance Prédictive (Predictive Direct Power Control).

*Introduction  
générale*

### 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 /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 par des 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 [1].

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 [2].

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 [3].

Différentes techniques de contrôle ont été proposées pour ce type de convertisseurs. La technique connue sous le nom hystérésis, garantit des performances dynamiques et statiques élevées par l'intermédiaire de boucles internes 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 donnent un courant sinusoïdal et porte un taux distorsion harmonique approche au zéro pour cent. Vue les inconvénients de la table de commutation mis en évidence par l'analyse des résultats de simulation sera proposé une autre stratégie qui combine entre la DPC et la commande prédictive.

Dans ce travail on fait l'étude et l'analyse du redresseur MLI en exposant les performances d'une Commande Directe en Puissance basée sur une table de commutation à douze secteurs et la stratégie

## **Introduction générale**

---

de DPC prédictive. 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.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

- On présentera dans le premier chapitre, les notions sur la qualité d'énergie électrique et les perturbations qui touchent le réseau et quelques solutions proposées.
  - Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation du redresseur MLI et sa représentation. En plus on fera une étude et une simulation de la commande par hystérésis.
  - Une étude et simulation de la technique de commande DPC des redresseurs à MLI sera présenté dans le troisième chapitre.
  - Dans le quatrième chapitre nous présenterons la stratégie de commande DPC prédictive, ainsi que la présentation des résultats de simulation.
- Enfin, on terminera par une conclusion générale et des perspectives pour l'amélioration et l'achèvement de ce travail.



# **Chapitre. I**

## **Les perturbations électriques**

## I.1.Introduction

La théorie classique de l'énergie électrique ne tient compte que des systèmes électriques basés sur des signaux sinusoïdaux. Cependant les signaux électriques présents sur les réseaux (surtout les courants) sont souvent perturbés et ils ne sont pas parfaitement sinusoïdaux. Dans le domaine de la qualité de l'énergie, il est indispensable de bien connaître tous les échanges d'énergie entre le réseau et les différentes charges de façon à pouvoir compenser les éventuelles perturbations. Dans de nombreux cas, le courant consommé par les charges n'a plus une forme de sinusoïde pure. La distorsion en courant implique une distorsion de la tension dépendant également de l'impédance de la source [4]. Les perturbations dites harmoniques sont causées par l'introduction sur le réseau des charges non-linéaires comme les équipements intégrant de l'électronique de puissance (variateurs, onduleurs, convertisseurs statiques, gradateurs de lumière, postes de soudure). Plus généralement, tous les matériaux incorporant des redresseurs et des électroniques de découpage déforment les courants et créent des fluctuations de tension sur le réseau de distribution. C'est la concentration de nombreux pollueurs en harmoniques qui génère énormément de perturbations sur le réseau [4]. Le concept d'harmonique a été introduit au début du XIX<sup>ème</sup> siècle par Joseph Fourier, en démontrant que tout signal périodique non sinusoïdal peut être représenté par une somme ou série de sinusoïdes de fréquences discrètes.

## I.2 Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est une notion assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Lorsque la tension est présente, les principaux phénomènes pouvant l'affecter sont d'une part les variations lentes : creux de tension, sursensions, coupures, déséquilibres et d'autre part des variations rapides : sursensions transitoires. La qualité des courants reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système de puissance.

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'énergie électrique est délivrée sous forme d'un système triphasé de tensions sinusoïdales. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants :

- la fréquence.
- l'amplitude.
- la forme d'onde qui doit être sinusoïdale.

- la symétrie du système triphasé, caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leurs déphasages relatifs.

### I.3 Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, 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 des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [5].

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 [6].

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 [5].

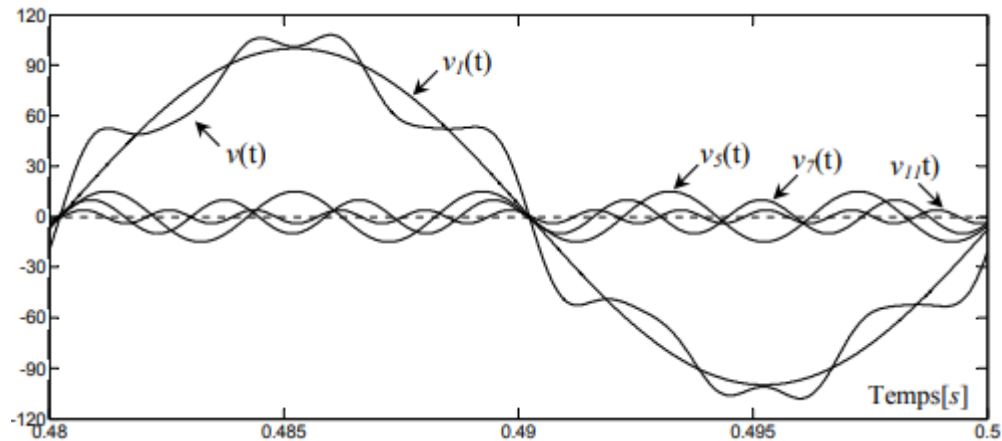
#### I.3.1 Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques à entrainer ces dernières années une augmentation sensible du niveau de la pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale. Ou parfois à des fréquences quelconques [4]. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances des réseaux électriques peut entrainer des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique [7].

Les différents secteurs industriels concernés sont aussi bien du type secondaire (utilisation des gradateurs, des redresseurs, des variateurs de vitesse...), que du type tertiaire (informatique ou

éclairage dans les bureaux, commerces...) ou domestique (télévision, appareils électroménagers en grand nombre).

La figure (I.1) illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.



**Figure I.1 :** Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.

### I.3.1.1 Sources harmoniques identifiables

Les équipements dotés de dispositifs à base d'électronique de puissance, notamment les redresseurs et les cyclo-convertisseurs de puissances importantes, installés sur les réseaux haute et moyenne tension sont typiquement des sources harmoniques identifiables. Avec ce type de charge non linéaire, le distributeur d'énergie est capable d'identifier le point d'injection des harmoniques et de quantifier la perturbation provoquée. Dans ce cas, c'est l'utilisateur qui doit se procurer les moyens nécessaires afin de réduire cette perturbation au-dessous du seuil exigé par le distributeur de l'énergie sous peine d'être pénalisé [8].

### I.3.1.2 Sources harmoniques non identifiables

Ce type de générateur de courants harmoniques est principalement représenté par les appareils utilisés dans les domaines électrodomestiques ou tertiaires tels que les téléviseurs et les micro-ordinateurs. Vue leur très large diffusion, ces équipements comportant souvent un redresseur monophasé à diodes avec un condensateur de lissage, prélèvent des courants harmoniques non négligeables. Dans ce cas, il est de la responsabilité du distributeur de l'énergie électrique d'empêcher la propagation harmonique sur le réseau puisque individuellement chaque utilisateur génère un faible taux d'harmonique [8].

### I.3.2 Caractéristiques des harmoniques

La perturbation harmonique est généralement caractérisée par le taux de distorsion harmonique (THD) défini pour la tension ou le courant. Ce critère est le plus souvent employé pour quantifier le contenu harmonique d'un signal distordu. Il mesure également le degré de déformation du signal apporté par les harmoniques par rapport à une onde sinusoïdale. Il va de soit que la répartition spectrale complète généralement l'information sur le THD en indiquant le rang des harmoniques dominants. Pour chiffrer la consommation de puissance réactive le facteur de puissance (FP) est généralement utilisé [6].

Le courant absorbé par une charge non linéaire (convertisseur statique) n'est pas sinusoïdal, mais sa valeur moyenne sur chaque phase est souvent nulle. Dans ce cas, la décomposition en série de Fourier du courant donne :

$$i(t) = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t + \alpha_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2}I_h \sin(h\omega t + \alpha_h) \quad (\text{I.1})$$

**Avec :**  $I_1, I_h$  : valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang  $h$ ,

$\alpha_1, \alpha_h$ : Déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang  $h$ ,

$\omega$ : pulsation fondamentale du réseau.

#### I.3.2.1. Taux de distorsion harmonique

Le taux de distorsion harmonique en courant, noté :

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_{n=1}^2}} \quad (\text{I.2})$$

En général, les harmoniques pris en compte dans un réseau électrique sont inférieurs à 2500, ce qui correspond au domaine des perturbations basses fréquences au sens de la normalisation. Les harmoniques de fréquence plus élevée sont fortement atténués par la présence des inductances de lignes. De plus, les appareils générant des harmoniques ont, en grande majorité, un spectre d'émission inférieur à 2500 Hz, c'est la raison pour laquelle le domaine d'étude des harmoniques s'étend généralement de 100 à 2500 Hz, c'est-à-dire des rangs 2 à 50 [9].

Le taux de distorsion harmonique en tension, noté :

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{v_h^2}{v_{n=1}^2}} \quad (\text{I.3})$$

### I.3.2.2 Facteur de puissance

Normalement, pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active (**P**) et la puissance apparente (**S**). 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 [4].

Dans le cas où il y a des harmoniques en triphasé, une puissance supplémentaire appelée la puissance déformante (**D**). Donnée par la relation (I.4), apparaît comme le montre le diagramme de Fresnel de la Figure (I.2).

$$D = 3v_1 \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} i_h^2} \quad (\text{I.4})$$

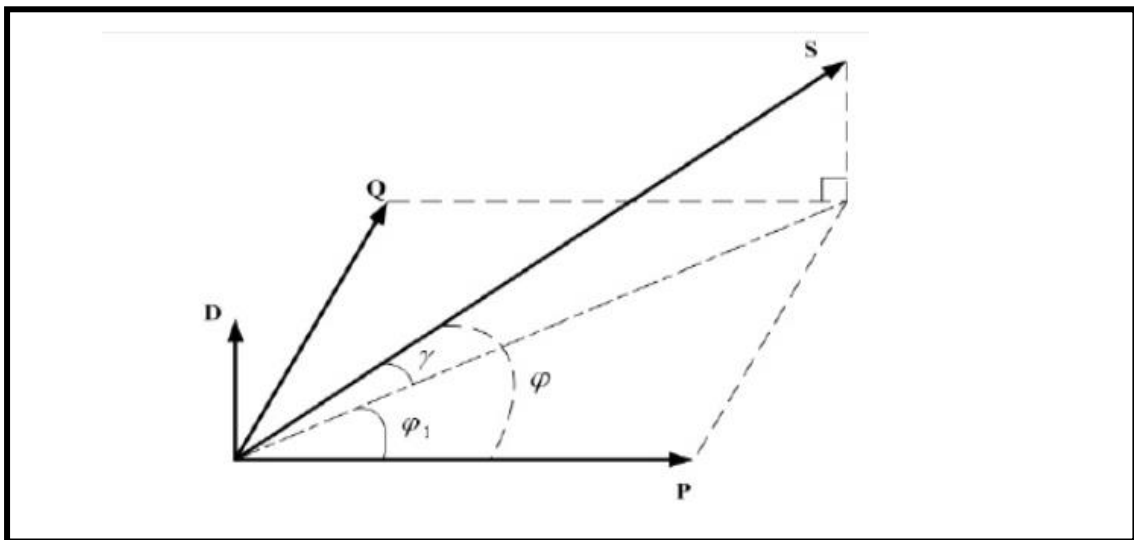


Figure. I.2 : Diagramme de Fresnel des puissances

### I.3.3 Conséquences néfastes des harmoniques

Les courants et les tensions harmoniques ont des effets néfastes sur le fonctionnement, la rentabilité et la durée de vie des équipements électriques. Bien que les susceptibilités des différents équipements et appareils électriques, raccordé à un réseau pollué.

### I.3.3.1. Echauffement

Les pertes totales par effet Joule sont la somme de celles du fondamental et des harmoniques :

$$Ri^2 = \sum_{h=2}^{\infty} i_h^2 R \quad (I.5)$$

Avec  $i$  le courant total,  $i_h$  le courant harmonique de rang  $h$  qui représente la fondamentale pour  $h=1$ , et  $R$  est la résistance traversée par le courant  $i$ .

### I.3.3.2. Interférence avec les réseaux de télécommunication

Le couplage électromagnétique entre les réseaux électriques et de télécommunication peut induire dans ces derniers des bruits importants. Dans le cas de résonances, une partie des réseaux de télécommunication peut être rendue inutilisable [9].

### I.3.3.3. Défauts de fonctionnements de certains équipements électriques

En présence des harmoniques, tout appareil dont le fonctionnement est basé sur le passage par zéro des grandeurs électrique (appareils utilisant la tension comme référence) peut être perturbé [10].

### I.3.3.4. Risque d'excitation de résonance

Lorsque des batteries de capacité sont raccordées au réseau pour relever le facteur de puissance ; les fréquences de résonance peuvent devenir assez faibles, et coïncider ainsi avec celles des harmoniques engendrés par les convertisseurs statiques. Dans ce cas, il y aura des phénomènes d'amplification des harmoniques [8].

## I.4. Perturbations produites par les redresseurs 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 répandues sur le réseau [10]. 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 ainsi que dans les dispositifs de conversion de l'énergie électrique. Nous citons ci-dessous les applications les plus courantes :

- Variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu.
- Circuit d'excitation des alternateurs.
- Chargeurs de batterie.

- Liaison à courant continu (HVDC).
- Alimentation des systèmes informatiques et audio visuels.
- Dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Nous distinguons deux structures de redresseurs :

- **ponts de diodes** : constitue l'étage de conversion d'énergie AC/DC (alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple).
- **ponts de thyristors** : même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continue en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie.

La figure I.3 représente le montage du pont redresseur triphasé à diodes. Celui du pont à thyristors est obtenu par substitution des diodes par des thyristors. Une inductance de couplage est souvent placée à l'entrée du redresseur pour limiter les courants de court-circuit entre phases pendant les commutations des semi-conducteurs dus aux phénomènes d'empiètement.

Avec :

$e_a; e_b; e_c$ : Tensions du réseau,  $i_a, i_b, i_c$  : courants absorbés par le pont.

$v_{dc}, i_{dc}$ : Tension et courant du bus continu.

$L_s; r_s$  : Inductance et résistance de la ligne.

$c$ : Capacité de sortie permettant de filtrer la tension continue de sortie.

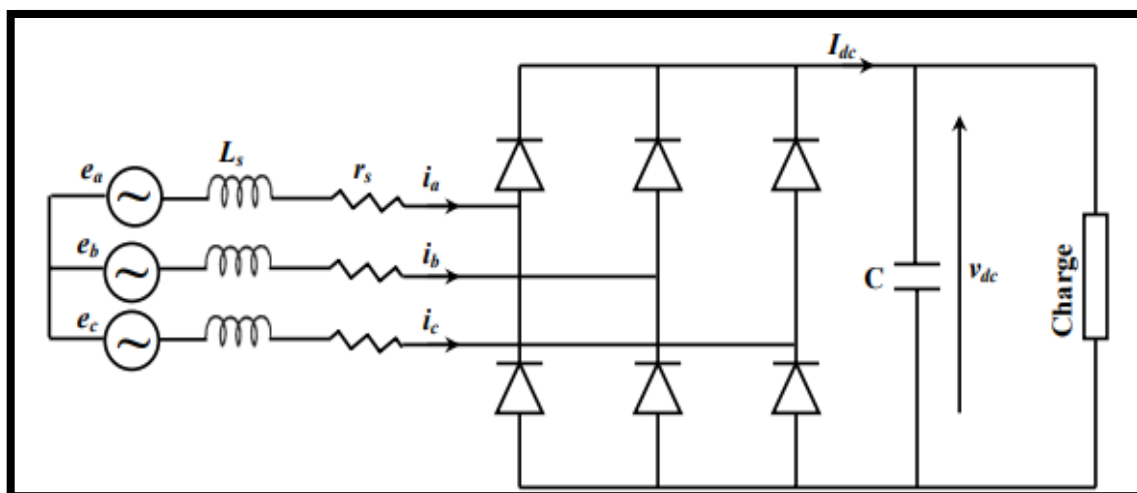


Figure I.3 : Pont redresseur triphasé à diodes.



La figure (I.4.a) illustre les formes d'ondes des courants non sinusoïdaux absorbés par le pont redresseur triphasé à diodes. La figure (I.4.b) représente le spectre associé où apparaît la prédominance des harmoniques de rang 5, 7, 11 et 13 et l'importance de la distorsion harmonique en courant (THDi=20.26%).

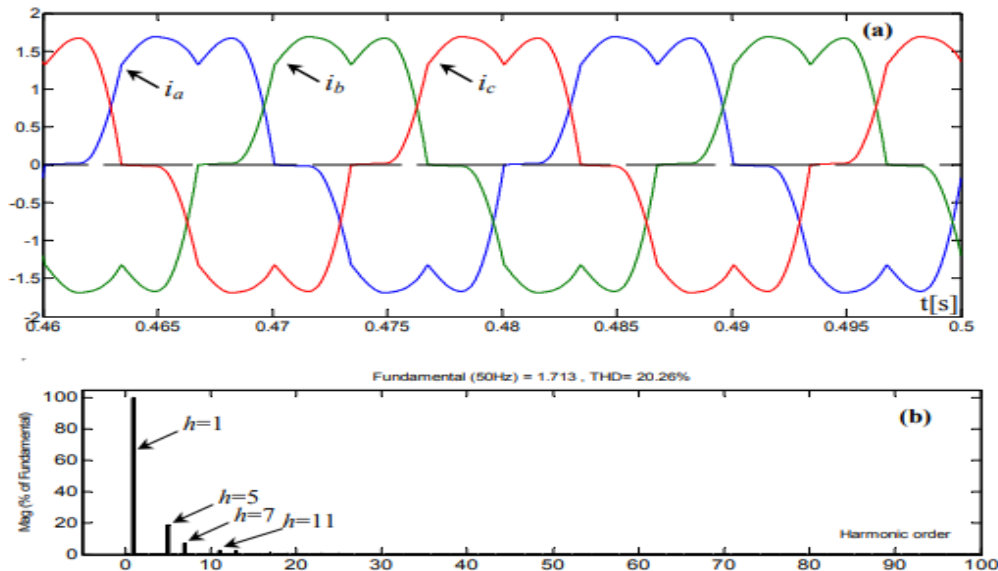


Figure I.4 : Courants absorbés par le pont redresseur à diodes et spectre associé.

## I.5. Solutions possibles pour réduire les harmoniques et d'améliorer la qualité de l'énergie

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 catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance).

### I.5.1 Solutions traditionnelles de dépollution

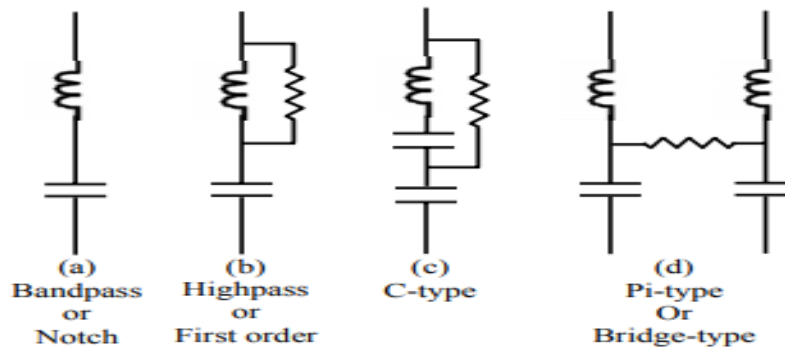
Les moyens de dépollution traditionnels sont nombreux et se résument dans les points suivants :

- Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs.
- Inductance de lissage des courants.
- Confinement des harmoniques.
- l'utilisation de transformateurs à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques [11], [12].

- Augmentation de l'indice de modulation.
- Filtres passifs utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs [13].

### I.5.1.1. Filtrage passif

Il s'agit des premiers dispositifs utilisés pour l'élimination d'harmoniques. Ils sont composés par des éléments passifs comme des inductances, des capacités et des résistances. En général, les filtres d'harmoniques sont connectés en parallèle avec les charges injectant des courants harmoniques (les redresseurs à diodes ou à thyristors, fours à arcs électrique, etc.). L'association d'éléments capacitifs et inductifs en parallèle avec la charge polluante permet d'obtenir une résonance série accordée sur les rangs harmoniques à éliminer. Différents types possibles de filtres passifs destinés à compenser les courants harmoniques sont représentés sur la figure (I.5) [14].



**Figure I.5 :** Différents types de filtres harmoniques passifs.

L'avantage du filtre passif demeure dans sa simplicité et son bas cout, par contre ses inconvénients sont :

- Chaque installation est désignée pour une application particulière (le dimensionnement et le placement du filtre, problème de résonance, manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge).
- Courant fondamental élevé ayant pour résultat des pertes de puissance supplémentaire.
- Les filtres sont lourds et encombrants (équipements volumineux).

### I.5.2 Solutions modernes à base d'électronique de puissance

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 [14]. Parmi ces moyens modernes, nous pouvons citer :

- Les filtres actifs: parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures.
- Les alimentations sans interruption.
- Les dispositifs FACTS.
- Les convertisseurs à prélèvement sinusoïdal.
- Les redresseuses PWM.

### I.5.2.1 Filtres actifs

Les principes de base des filtres actifs (compensation active) pour les harmoniques perturbateurs ont été proposés autour de la décennie de 1970 [15], Depuis, beaucoup de recherches ont été développées sur ces systèmes et leurs applications pratiques [15], [16].

Un filtre actif de puissance se compose d'un onduleur commandé par modulation de largeur d'impulsion (MLI/PWM), connecté au réseau par l'intermédiaire d'un filtre passif, et d'un bus continu. Ce convertisseur PWM constituant le filtre actif peut avoir deux structures différentes en fonction de l'élément de stockage du bus continu. Le convertisseur de type tension (onduleur de tension) ou VSC (Voltage Source Converter) utilise un condensateur pour stocker l'énergie au niveau du bus DC et imposer ainsi la nature source de tension à l'entrée de l'onduleur. Le condensateur peut être remplacé par une inductance, qui joue alors le rôle d'une source de courant continu. Dans ce cas, ce type de convertisseur prend la dénomination d'onduleur de courant [8], [13].

Le filtre actif offre de nombreux avantages par rapport aux filtres passifs [5], [10] :

- Il s'adapte automatiquement à l'évolution des charges et du réseau.
- Il peut réaliser une compensation globale ou sélective des composantes harmoniques dans la limite de sa bande passante.
- Il n'y a aucun risque de surcharge lorsque le niveau de pollution harmonique à compenser dépasse le dimensionnement du filtre actif. Le filtre fonctionne au maximum de ses capacités et tout risque de destruction est écarté.
- Le risque de résonance entre filtre actif et impédance du réseau est atténué (contrairement au filtrage passif).
- La compensation simultanée de la pollution harmonique et de la puissance réactive ou des déséquilibres sont envisageables.
- Le volume physique du filtre est plus réduit.

Pourtant, ils possèdent aussi quelques inconvénients :

- Leur coût élevé a limité leur implantation dans l'industrie.
- L'absence de réglementation spécifique n'incite pas leur intégration.
- Les pertes sont légèrement plus élevées.

### **I.6. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. Après avoir recensé les origines et les conséquences néfastes des harmoniques sur les différents éléments constitutifs du réseau et sur les récepteurs raccordés à un réseau pollué, nous avons mis l'accent sur les harmoniques produits par les convertisseurs statiques, insistant sur les harmoniques générés par les redresseurs à commutation naturelle (pont de diodes). Ensuite, nous avons présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques. 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.

Il ressort de cette analyse que grâce au progrès important dans le domaine de l'électronique de puissance (particulièrement celui des composants semi-conducteurs) et des outils de commande, que la dépollution harmonique et l'amélioration des signaux des tensions sont envisageables efficacement aux différents niveaux du réseau.

Une nouvelle structure du redresseur à commutation dure commandé en MLI. La suite de ce mémoire sera consacrée à l'étude théorique à MLI, plus particulièrement de structure tension, dont le but est de concevoir un convertisseur AC/DC commandé en MLI non polluant, qui prélève des courants sinusoïdaux sur le réseau et fonctionne avec un facteur de puissance proche de l'unité.

## **Chapitre. II**

# **Le redresseur PWM**

## II.1 Introduction

L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies. Cet avènement s'est produit par l'arrivée sur le marché des composants d'électronique de puissance tels les thyristors, les triacs, les GTO, les IGBT ou les transistors de forte puissance. Ces composantes ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme comme les redresseurs PWM. Ces convertisseurs apportent un progrès considérable au niveau des procédés industriels.

Le redresseur PWM est une solution très intéressante aux problèmes présentés dans le chapitre précédent, est plus coûteux et nécessite un contrôle complexe, sa topologie est idéale pour fonctionner dans les quatre quadrants. En plus il permet la régulation de la tension de sortie, la compensation des courants harmoniques et la puissance réactive dans le point de connexion au réseau. Ce chapitre est consacré à l'étude des redresseurs à MLI. On présente une étude générale, le modèle et le principe de fonctionnement en plus les différentes caractéristiques importantes du redresseur à MLI. Ensuite s'attache à présenter la stratégie de commande du pont redresseur de tension à MLI par hystérésis, avec un réglage classique (PI).

## II.2. Les redresseur MLI

Les redresseurs à MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande MLI, 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 à MLI :

- Redresseur à MLI de courant.
- Redresseur à MLI de tension.

## II.3. La topologie du redresseur

### II.3.1. Redresseur MLI de Courant

La figure II.1 illustre la topologie du redresseur MLI de courant. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension.

L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant côté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [17].

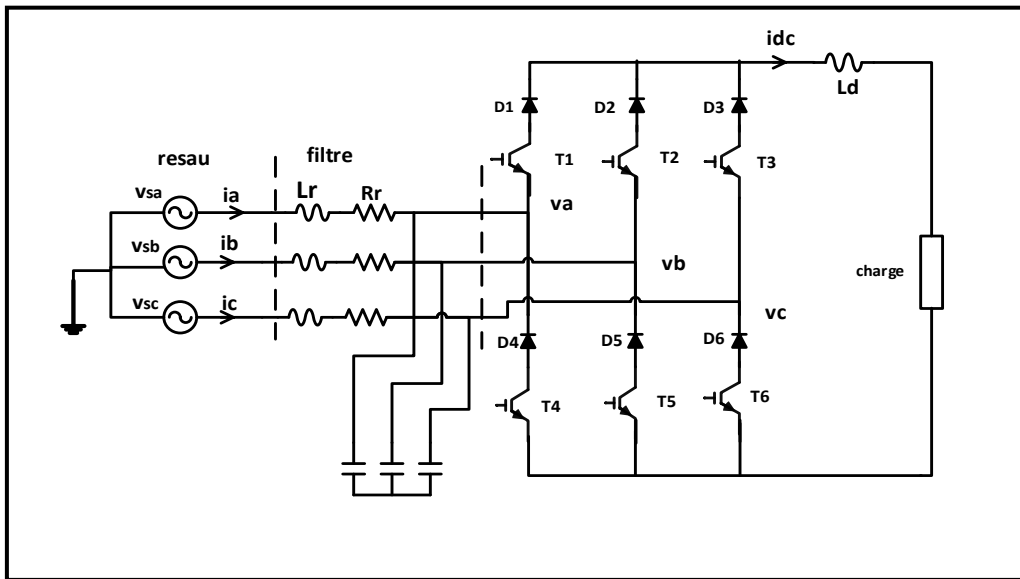


Figure II.1 : Topologie de redresseur MLI de courant.

II.3.2. Redresseur MLI de tension

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d’onduleur de tension représenté sur la figure (II.2) 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 part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d’onde des courants prélevés sur le réseau [17]. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d’un réseau alternatif, 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 [18].

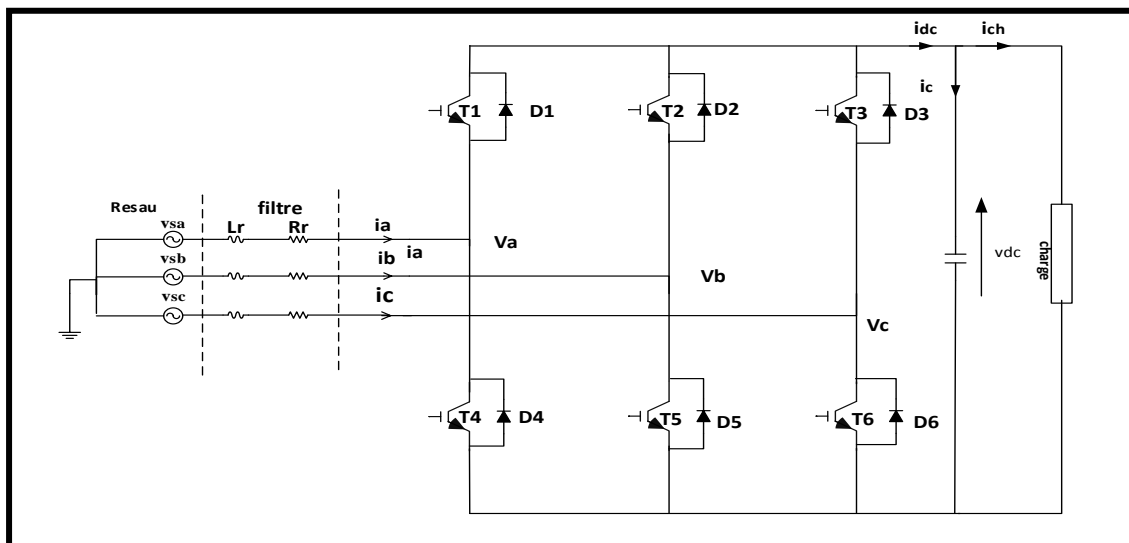


Figure II.2 : Topologie de redresseur MLI de tension.

## II.4. La structure du redresseur à MLI

La réversibilité en courant de l'onduleur de tension autorise son fonctionnement en redresseur à MLI. La structure associée à un filtre ( $L_r$ ,  $R_r$ ) d'entrée, illustrée sur la figure (II.3), est alors celle de l'onduleur de tension où le côté continu, constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension. Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, l'entrée est une source de courant, car ce convertisseur n'est constitué que d'interrupteurs semi-conducteurs, chaque interrupteur est constitué d'un IGBT et d'une diode antiparallèle assurant la conduction du courant en sens inverse. De plus, la présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quel que soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande ( $F_{11}$ ,  $F_{21}$  et  $F_{31}$ ), le redresseur peut imposer de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  et mesurées par rapport au neutre du réseau [19]. Les deux éléments de chaque bras ( $T_1$  et  $T_4$ ;  $T_2$  et  $T_5$ ;  $T_3$  et  $T_6$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire afin d'assurer la continuité des courants alternatifs  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  et d'éviter un court-circuit sur la source continue.

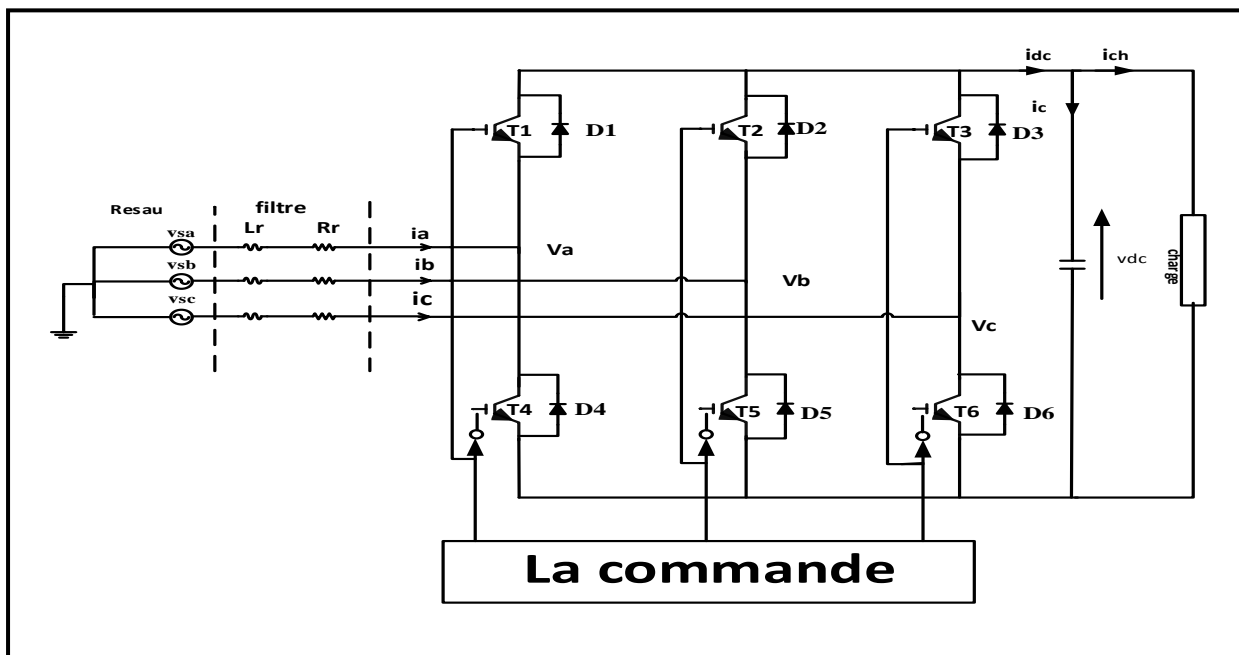


Figure II.3 : Structure générale de redresseur MLI triphasé de tension.

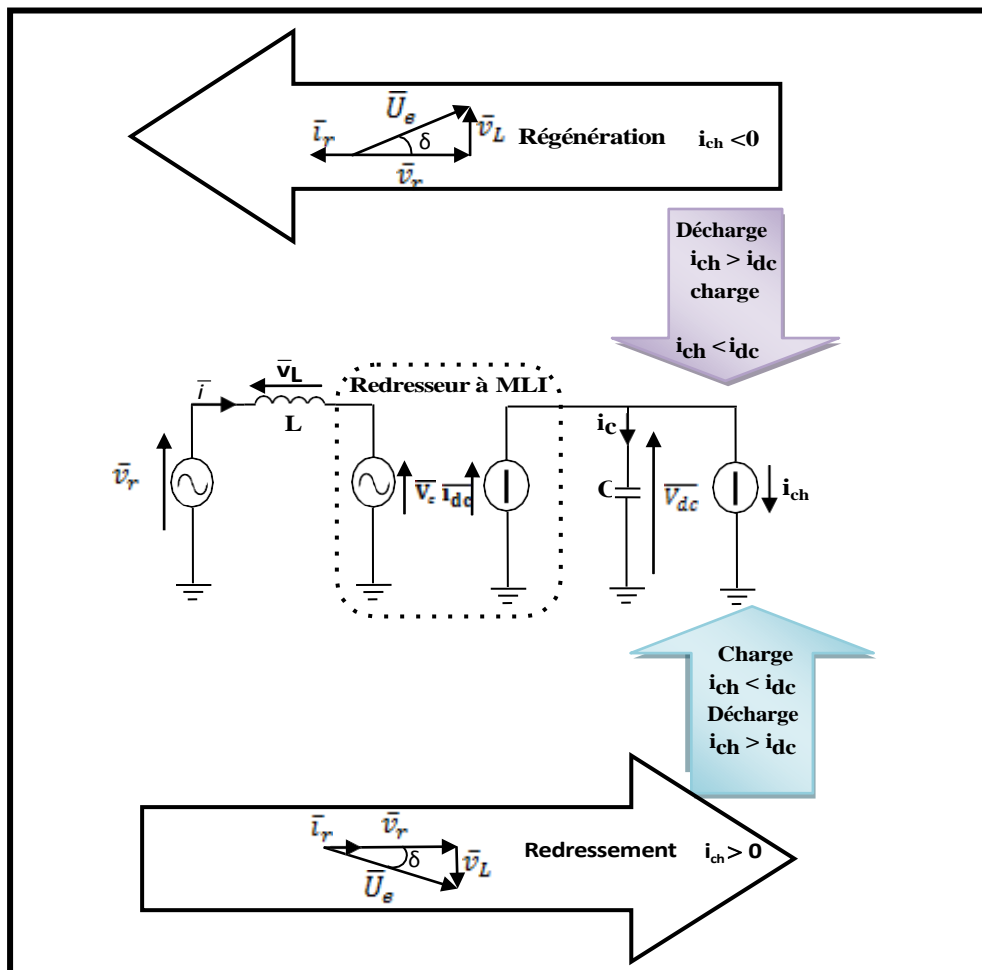
## II.5. Modes d'opération redressement/régénération

Quand le courant est positif, 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). S'il est négatif, la charge 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  $V_{dc}$  est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur [19].

Le schéma équivalent global du redresseur à *MLI* triphasé à absorption de courant sinusoïdal, illustrant les deux modes de son fonctionnement de redressement et de régénération, le processus de chargement et de déchargement du condensateur et le diagramme de Fresnel correspondant est représenté sur la figure (II.4). Notons que pour un fonctionnement idéal du redresseur, l'onduleur doit se comporter comme une source de tension côté réseau et comme une source de courant côté charge. Le respect de l'équilibre des puissances nécessite le contrôle des puissances fondamentales active et réactive et de la minimisation de celles dues aux harmoniques. De plus, la composante continue de la tension du bus continu doit être contrôlable quelque soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non linéaire, passive ou active [20].



**Figure II.4 :** Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active [19].

## II.6. Modélisation du redresseur à PWM

### II.6.1. Redresseur à PWM monophasé

#### II.6.1.1. Description du redresseur MLI monophasé

Dans ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure tension. L'ensemble source - redresseur - charge est représenté par la figure (II.5).

La figure montre le schéma de principe et indique les notations adoptées. Le redresseur est formé de quatre interrupteurs  $K_i$  ( $i=1,4$ ) commandés bidirectionnels en courant. Chaque interrupteur est composé d'un transistor IGBT  $T_i$  et une diode  $D_i$  montée de manière à assurer la continuité des courants de source [21].

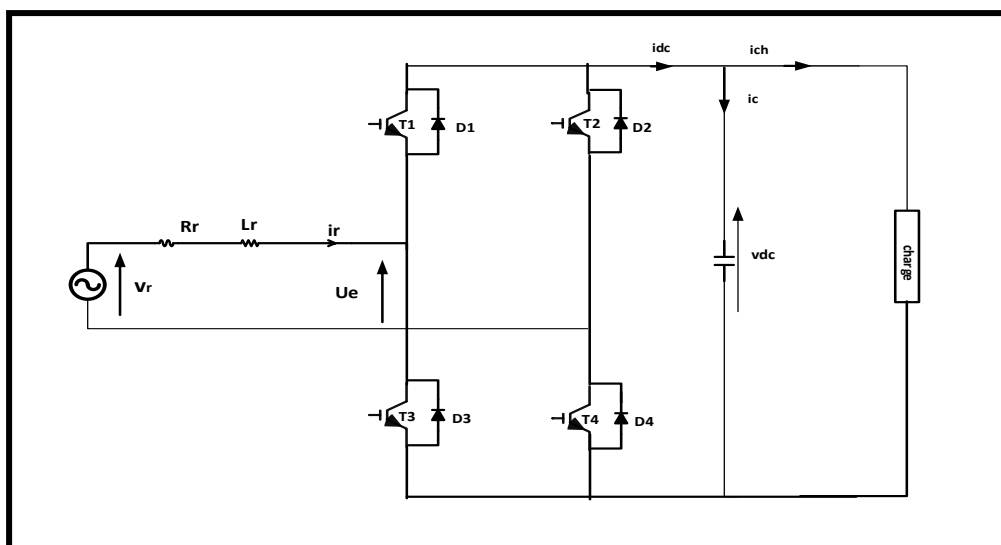


Figure II.5: Schéma de principe du redresseur MLI monophasé de structure tension.

Le réseau est modélisé par une source de tension monophasée sinusoïdale  $V_r$  avec  $L_r$ , et résistance  $R_r$ .

Du côté continu, on trouve une capacité  $C$  de filtrage de tension  $V_c$  en parallèle sur la charge caractérisant ainsi une source de tension. Le redresseur est alimenté par une source de courant à cause de l'inductance  $L_r$ .

#### II.6.1.2. Caractéristiques statiques du redresseur monophasé

La relation entre la valeur moyenne de la tension de sortie  $V_{co}$  et la valeur efficace du fondamental de la tension d'entrée  $U_e$ , peut être exprimée en fonction du rapport cyclique  $r$  qui varie de zéro à un et le facteur  $k_{dt}$  qui définit le déchet de tension produit par la modulation de largeur d'impulsions. Ce facteur dépend de la stratégie de modulation utilisée et de la fréquence des commutations effectuées. En conséquence, la relation entre  $U_e$  et  $V_{co}$  peut être donnée par :

$$U_e = \frac{rk_{dt}v_{co}}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.1})$$

Étant donné que  $r$  est inférieur ou égal à 1, donc :

$$v_{co} \geq \frac{\sqrt{2}U_e}{k_{dt}} \quad (\text{II.2})$$

Cette expression montre que  $V_{co}$  est supérieur à  $U_e$ . Cela nous permet de conclure que :

Contrairement aux convertisseurs classiques qui fonctionnent en abaisseur de tension, ce convertisseur fonctionne en redresseur élévateur de tension.

L'expression de valeur moyenne du courant de sortie  $I_s$  en fonction de la valeur efficace du courant d'entrée  $I_r$ , se déduit de la conversion de la puissance active entre l'entrée et la sortie du convertisseur.

En supposant que le convertisseur est parfait (convertisseur sans pertes), on peut écrire :

$$U_e I_r \cos(\varphi - \delta) = \bar{I}_s v_{co} \quad (\text{II.3})$$

A partir de cette équation et tenons compte de l'inégalité (II.2), la valeur moyenne  $I_s$  peut être exprimée par :

$$\bar{I}_s \geq \frac{I_r}{\sqrt{2}} \quad (\text{II.4})$$

Cette expression montre que le courant de sortie a une valeur moyenne inférieure à la valeur efficace du courant d'entrée. Ce convertisseur est un abaisseur de courant.

### II.6.1.3. Analyse de fonctionnement du redresseur monophasé

Dans cette analyse, nous supposons que :

- toutes les variables alternatives sont sinusoïdales.
- toutes les variables continues assimilées à leurs valeurs moyennes.
- l'indice de modulation a une valeur suffisante pour que l'harmonie de rang 3 de  $U_e$  soit négligeable. Cela nous permet de mettre  $K_{dt}=1$  [22].

Soit  $V_r$ ,  $U_e$ ,  $i_r$  les représentations complexes des  $V_r$ ,  $U_e$  et  $i_r$  respectivement. En négligeant  $R_r \bar{i}_r$  devant  $L_r \omega i_r$ , l'équation électrique à l'entrée du convertisseur peut être écrite sous la forme :

$$\bar{V}_r = \bar{U}_e + jL_r \omega \bar{I}_r \quad (\text{II.5})$$

Cette équation traduit le diagramme vectoriel représenté à la figure (II.6.a).

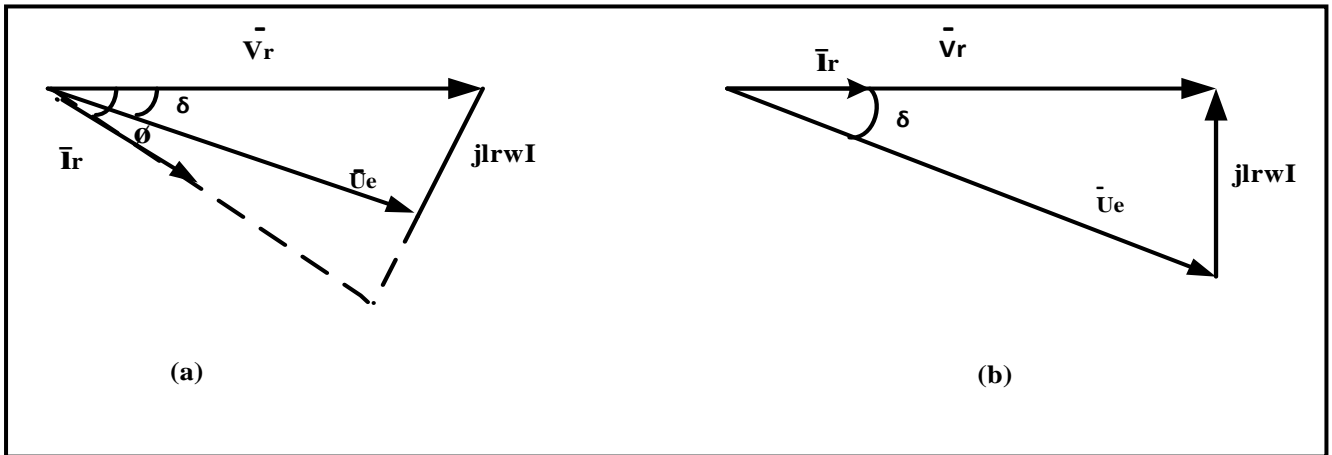


Figure II.6 : Diagramme vectoriel.

D'ordinaire, on cherche à mettre le courant d'entrée  $i_r$  en phase avec la tension  $V_r$ , le digramme vectoriel est alors celui de la figure (II.6.b).

Dans ce cas, nous avons :

$$U_e = \sqrt{V_r^2 + (L_r w I_r)^2} \tag{II.6}$$

L'angle  $\delta$  qui désigne le déphasage du fondamental de la tension d'entrée  $U_e$  par rapport à la tension  $V_r$  est donnée par la relation :

$$tg \delta = \frac{L_r w I_r}{V_r} \tag{II.7}$$

Pour une commande en modulation de largeur d'impulsions,  $\delta$  représente le déphasage de la référence servant à déterminer les instants de commutation des interrupteurs, par rapport à la tension d'alimentation.

Le sens de déphasage dépend du sens d'écoulement de puissance :

- il s'agit d'un déphasage arrière si la source fournit de la puissance à la charge à travers le convertisseur ;
- il s'agit d'un déphasage avant lorsque la charge renvoie de la puissance à la source (fonctionnement onduleur).

Le courant  $\bar{i}_r$  peut être exprimé en fonction de ses composantes réelles et imaginaire par :

$$\bar{i}_r = I_{reel} + jI_{img} \tag{II.8}$$

En se basant sur le diagramme vectoriel donné par la figure (II.6.a), on peut déduire l'expression de  $I_{reel}$  et  $I_{img}$  par :

$$\begin{cases} I_{reel} = \frac{U_e \sin \delta}{L_r \omega} \\ I_{img} = \frac{V_r - U_e \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (II.9)$$

La puissance active  $p_e$  et réactive  $Q_e$  à l'entrée du convertisseur peuvent être données par :

$$\begin{cases} p_e = V_r I_{reel} \\ Q_e = V_r I_{img} \end{cases} \quad (II.10)$$

On substitue les expressions d' $I_{reel}$  et  $I_{img}$  données par (II.5) dans l'équation (II.6). Les expressions de  $P_e$  et  $Q_e$  deviennent alors :

$$\begin{cases} p_e = \frac{V_r U_e \sin \delta}{L_r \omega} \\ Q_e = \frac{V_r^2}{L_r \omega} - \frac{V_r U_e \cos \delta}{L_r \omega} \end{cases} \quad (II.11)$$

Par une combinaison de ces deux expressions, on obtient l'équation :

$$p_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = \left( \frac{U_e V_r}{L_r \omega} \right)^2 \quad (II.12)$$

$$\text{Avec : } Q_{e0} = \frac{V_r^2}{L_r \omega}$$

#### II.6.1.4. Fonctionnement à tension de sortie constante

En remplaçant  $U_e$  par son expression donnée par (II-1) et en posant  $(p_e)_{max} = \frac{V_r V_{c0}}{\sqrt{2} L_r \omega}$  devient :

$$P_e^2 + (Q_e - Q_{e0})^2 = r^2 (P_e)_{max}^2 \quad (II.13)$$

Dans le plan (P, Q), cette expression traduit l'équation d'un cercle de centre (0,  $Q_{e0}$ ) et de rayon égal à  $r(P_e)_{max}$ . Lorsqu'on fait varier  $r$  de 0 à 1 et  $\delta$  de 0 à  $2\pi$ , tous les points décrits par ce cercle présentent un fonctionnement stable du convertisseur dans les quatre quadrants figure (II.7).

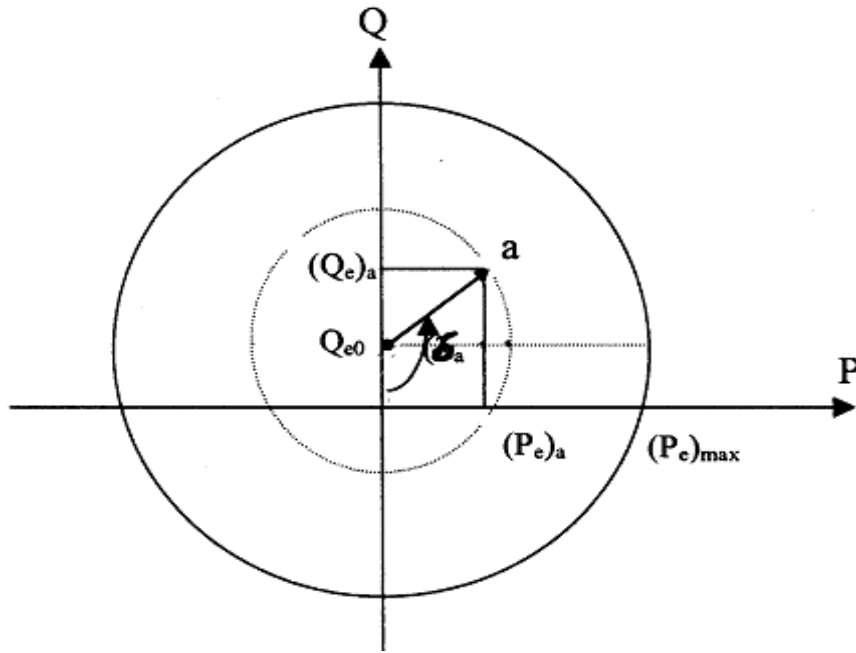


Figure II.7 : Fonctionnement à  $V_{dc}$  constante.

Pour un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, la puissance réactive  $Q_e$  est nulle.

A partir de l'équation (II.13), on peut déterminer la largeur de l'intervalle de la puissance active pour lequel ce type de fonctionnement est possible. Cette largeur est égale à :

$$2(P_e)_{\max} \sqrt{r^2 - \frac{Q_{e0}^2}{(P_e)_{\max}^2}} \tag{II.14}$$

A partir de cette expression, nous remarquons que :

- Ce type de fonctionnement est possible si  $Q_{e0}$  est inférieure à  $(P_e)_{\max}$  : Plus  $Q_{e0}$  est inférieure à  $(P_e)_{\max}$ , plus la largeur de l'intervalle est grande.

La puissance réactive exprimée par l'équation (II.11) peut être réécrite sous la forme :

$$Q_e = Q_{e0} - r(P_e)_{\max} \cos \delta \tag{II.15}$$

Cette expression nous permet de déterminer la relation entre l'angle  $\hat{\delta}$  et la rapport cyclique  $r$  par :

$$r \cos \delta = \frac{Q_{e0}}{(P_e)_{\max}} = c^{st} \tag{II.16}$$

La relation (II-16) peut être considérée comme une loi de commande du convertisseur fonctionnant à facteur de puissance unitaire et contrôler par la stratégie trinagulo-sinusoidale.

Pour le fonctionnement en compensateur, la puissance active est nulle. A partir de l'équation (II.11), cette puissance peut être exprimée par :

$$P = r(P_e)_{\max} \sin \delta \quad (\text{II.17})$$

Cette expression est égale à 0 lorsque  $\sin \delta$  est nul. D'où :

$$\begin{cases} \cos \delta = 1 \text{ pour } Q_e < Q_{e0} \\ \cos \delta = -1 \text{ pour } Q_e > Q_{e0} \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Le terme  $Q_{e0}$  est toujours positif, ce qui montre que ce convertisseur produit plus d'énergie réactive qu'il en absorbe.

### II.6.1.5. Fonctionnement avec charge résistive

Notons par  $R_d$  la résistance associée au convertisseur. En tenant compte que le convertisseur est parfait, la puissance à l'entrée du convertisseur est totalement transférée à sa sortie et vaut :

$$P_e = \frac{V_{c0}^2}{R_d} \quad (\text{II.19})$$

On substitue cette dernière équation dans (II.11), les expressions de  $P_e$  et de  $Q_e$  deviennent :

$$\begin{cases} P_e = \left( \frac{V_r}{\sqrt{2}L_r \omega} \right)^2 R_d r^2 \sin^2 \delta \\ Q_e = Q_{e0} - \left( \frac{V_r}{\sqrt{2}L_r \omega} \right)^2 R_d r^2 \sin \delta \cos \delta \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

On posant:

$$(P_e)_{\max} = \left( \frac{V_r}{\sqrt{2}L_r \omega} \right)^2 R_d$$

L'équation II.19 peut être écrite sous la forme :

$$\begin{cases} P_e = r^2 (1 - \cos 2\delta) \frac{(P_e)_{\max}}{2} \\ Q_e = Q_{e0} - r^2 \sin 2\delta \frac{(P_e)_{\max}}{2} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Par la combinaison de ces deux expressions, on obtient la nouvelle équation du cercle qui définit ce type de fonctionnement. Cette équation est donnée par :

$$(Q_e - Q_{e0})^2 + \left( P_e - r^2 \frac{(P_e)_{\max}}{2} \right)^2 = \left( r^2 \frac{(P_e)_{\max}}{2} \right)^2 \quad (\text{II.22})$$

Ce cercle  $(r(P_e)_{\max} / 2, Q_{e0})$  à comme centre variable et  $(r^2(P_e)_{\max} / 2)$  comme rayon. Il est situé uniquement dans les deux quadrants du plan (P, Q), comme le montre la figure (II.8).

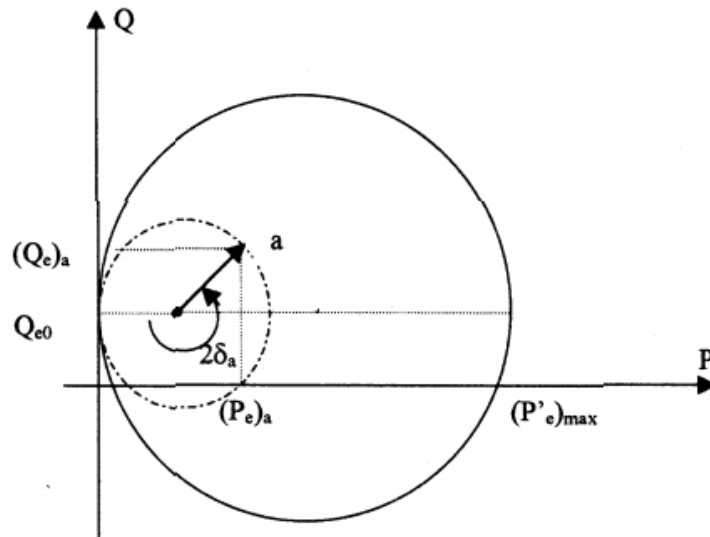


Figure II.8 : Fonctionnement avec charge résistive.

A partir de ce diagramme figure(II.8), nous remarquerons que :

- tous les points délimités par le cercle de rayon maximal égal à  $(r^2 (P'_e)_{max})$  sont fonction de  $2\delta$ ;
- pour un rapport cyclique  $r$  fixe, le cercle a un rayon égal à l'abscisse de son centre ;
- pour ce type de charge, le fonctionnement en mode compensateur seul est impossible.

Cependant, le convertisseur fonctionne en redresseur et en compensateur simultanément.

Le fonctionnement à facteur de puissance unitaire pour ce type de charge est possible si  $Q_{e0}$  est inférieure à  $( (P'_e)_{max} )$ .

En substituant l'expression de  $Q_{e0}$  est de  $( (P'_e)_{max} )$  on peut déterminer à partir de cette condition la résistance qu'il faut mettre pour assurer un tel fonctionnement. Cette résistance doit vérifier :

$$R_d \geq 16 L_r W \tag{II.23}$$

La largeur de l'intervalle de la puissance active pour ce type de fonctionnement est obtenue à partir de l'équation (II-21), en mettant  $Q_e=0$ . Ainsi, cette largeur vaut :

$$r^2 (P'_e)_{max} \sqrt{1 - \frac{2Q_{e0}^2}{r^4 (P'_e)_{max}^2}} \tag{II.24}$$

A partir de l'expression de la puissance réactive dans l'équation (II.22), on détermine la relation entre le rapport cyclique  $r$  et l'angle  $\delta$  par :

$$r^2 \sin 2\delta = \frac{2Q_{e0}^2}{r^4 (P'_e)_{max}} = C^{st} \tag{II.25}$$



Cette relation peut être prise comme une loi de commande pour ce type de fonctionnement.

**II.6.2. Redresseur à PWM triphasé**

La structure de la figure (II.9) est décomposée en quatre blocs distincts:

- Bloc source
- Bloc convertisseur
- Bloc charge
- Bloc commande

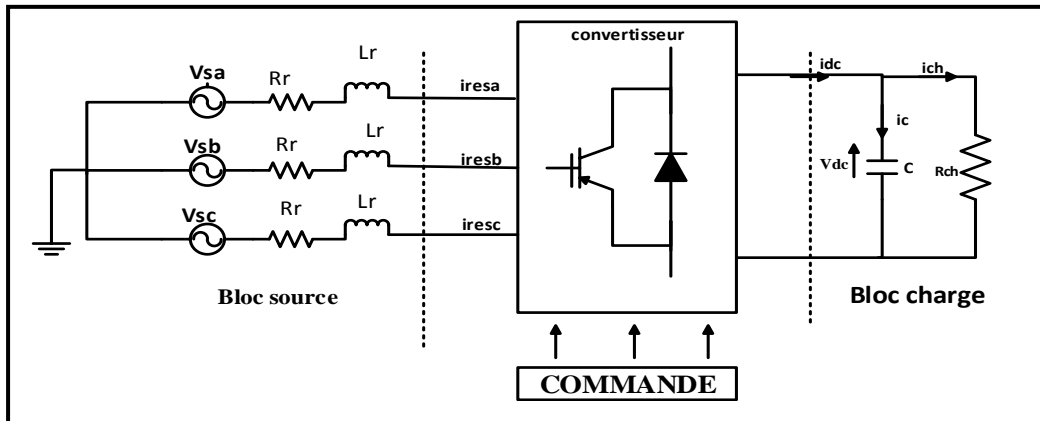


Figure II.9: Schéma du système d'ensemble source - convertisseur – charge et commande.

**II.6.2.1. Bloc source**

Le bloc source est composé d'une FEM triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance Rr et une inductance Lr sur chaque phase comme la figure (II.9). Le réseau est supposé parfaitement équilibré. Les impédances des trois phases sont identiques.

On a:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_r i_{resa} + L_r \frac{di_{resa}}{dt} + v_a \\ V_{sb} = R_r i_{resb} + L_r \frac{di_{resb}}{dt} + v_b \\ V_{sc} = R_r i_{resc} + L_r \frac{di_{resc}}{dt} + v_c \end{cases} \quad (II.26)$$

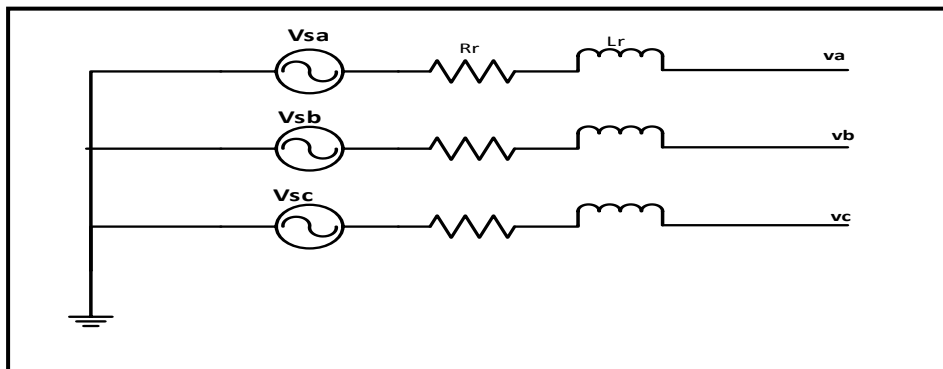


Figure II.10: Schéma du côté réseau

On note par les tensions simples (par rapport au neutre de la source) aux bornes de chaque phase. Le schéma représenté dans la figure (II.10) déduit le courant de chaque phase du réseau est alors donnés par le système d'équation suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{resa} \\ i_{resb} \\ i_{resc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_r}{L_r} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{resa} \\ i_{resb} \\ i_{resc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sa} - v_a \\ v_{sb} - v_b \\ v_{sc} - v_c \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

Le passage aux transformées de Laplace nous permet d'écrire :

$$\begin{aligned} i_{resa} &= (v_{sa} - v_a) \frac{1}{(R_r + L_r p)} \\ i_{resb} &= (v_{sb} - v_b) \frac{1}{(R_r + L_r p)} \\ i_{resc} &= (v_{sc} - v_c) \frac{1}{(R_r + L_r p)} \end{aligned} \quad (II.28)$$

### II.6.2.2. Bloc convertisseur

Il est représenté au schéma de la Figure (II.2). Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation [23], [24].

Il est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique  $F_{i1}$

$F_{i1} = 1$  si  $T_i$  fermé et  $T_{i+3}$  et ouvert.

$F_{i1} = 0$  si  $T_i$  ouvert et  $T_{i+3}$  et fermé.

Le tableau (II.1) représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande [ $F_{11}$   $F_{21}$   $F_{31}$ ] ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu  $v_{dc}$ . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire [25].

N°	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	v <sub>a</sub>	v <sub>b</sub>	v <sub>c</sub>
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

**Tableau II.1** : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande [19].

Dans ce tableau, les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (II.29)$$

De même on peut exprimer le courant continu  $i_{dc}$  en fonction des courants d'entrées.

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{resa} \\ i_{resb} \\ i_{resc} \end{bmatrix} \quad (II.30)$$

### II.6.2.3. La Charge

Ce bloc est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R, modélisant la charge continue [23], [24].

La tension  $v_{dc}$  aux bornes de la charge est donnée par l'équation suivante:

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{dc} - i_{ch}) \\ v_{dc} = R_{ch}i_{ch} \end{cases} \quad (II.31)$$

L'équation des courants peut être écrite comme suit :

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = (F_{11}i_{resa} + F_{21}i_{resb} + F_{31}i_{resc}) - i_{dc} \quad (II.32)$$

Après avoir appliqué la transformée de Laplace :

$$v_{dc} = \frac{1}{C \cdot p} [(F_{11}i_{resa} + F_{21}i_{resb} + F_{31}i_{resc}) - i_{dc}] \quad (II.33)$$

A partir des relations de (II.26) à (II.33) on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut ( $F_{11}$   $F_{21}$   $F_{31}$ ) et comme sortie la tension redressée  $v_{dc}$  suivant la figure (II.11).

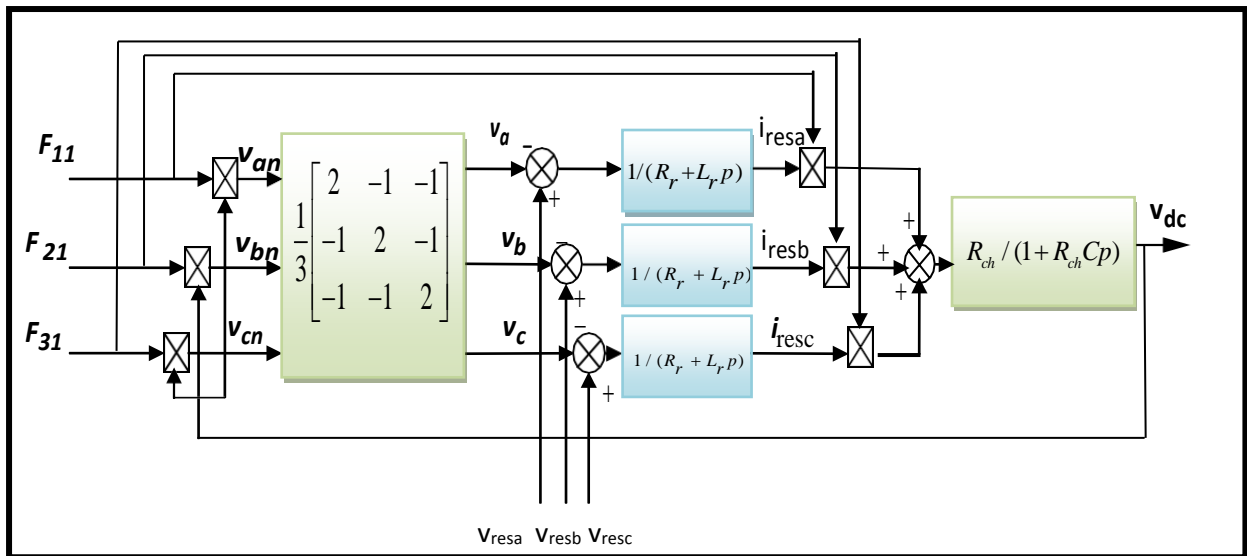


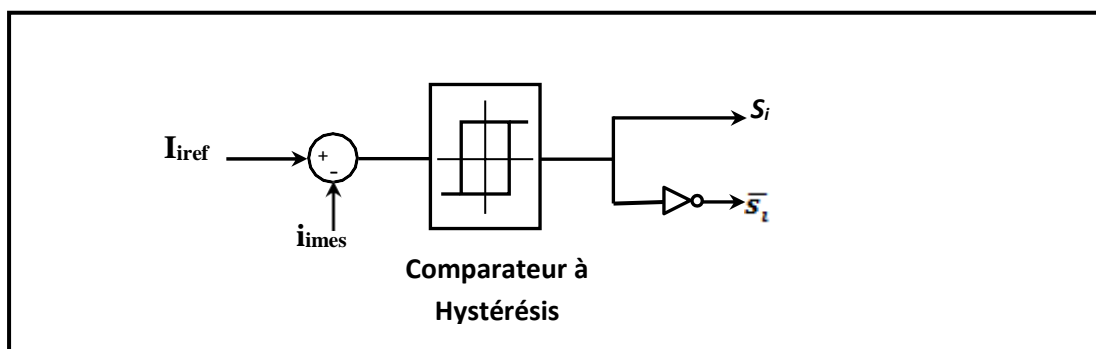
Figure II.11 : Modèle du redresseur à MLI.

## II.7. Techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé

Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées pour ce type de convertisseur MLI. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche de la sinusoïde, mais leurs principes diffèrent [26].

## II.8. Contrôle par hystérésis des courants prélevés

Le contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Current Control : HCC) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs. La figure (II.12) illustre le principe de contrôle du courant par hystérésis à bande fixe à deux niveaux. La différence entre le courant de référence et celui mesuré est appliquée à l'entrée d'un comparateur à hystérésis dont la sortie fournit l'ordre de commande du bras correspondant du pont [27].



**Figure II.12 :** Principe du contrôle de courant par hystérésis.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants. Et la fréquence de commutation bien que ce dernier reste inconnu et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications de redresseur contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs [28]. Le principe de génération des ordres de commande est représenté sur la figure (II.13), où  $\Delta I$  est la largeur de la bande hystérésis .

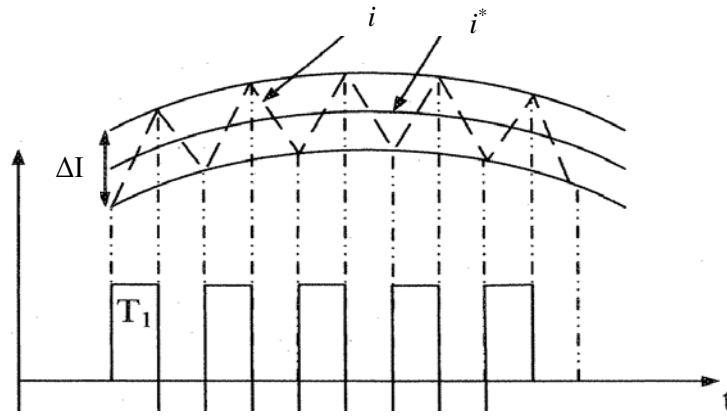


Figure II.13 : Principe de génération des ordres de commande [19].

II.8.1. Structure du contrôle de courant par hystérésis

La structure globale du contrôle par hystérésis des courants prélevés sur le réseau par un pont redresseur de tension triphasé à MLI est présentée sur la figure (II.14). Les trois courants à l'entrée du pont sont contrôlés à l'aide de trois comparateurs à hystérésis à bande fixe. L'ensemble des trois sorties de ces comparateurs détermine les ordres de commande des interrupteurs constituant le pont. En effet, la détermination des instants de commutation suit la logique suivante :

$$\begin{cases} i_i^* - i = \frac{\Delta I}{2} \Rightarrow s_i = 1 \\ i_i^* - i = -\frac{\Delta I}{2} \Rightarrow s_i = 0 \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (II.34)$$

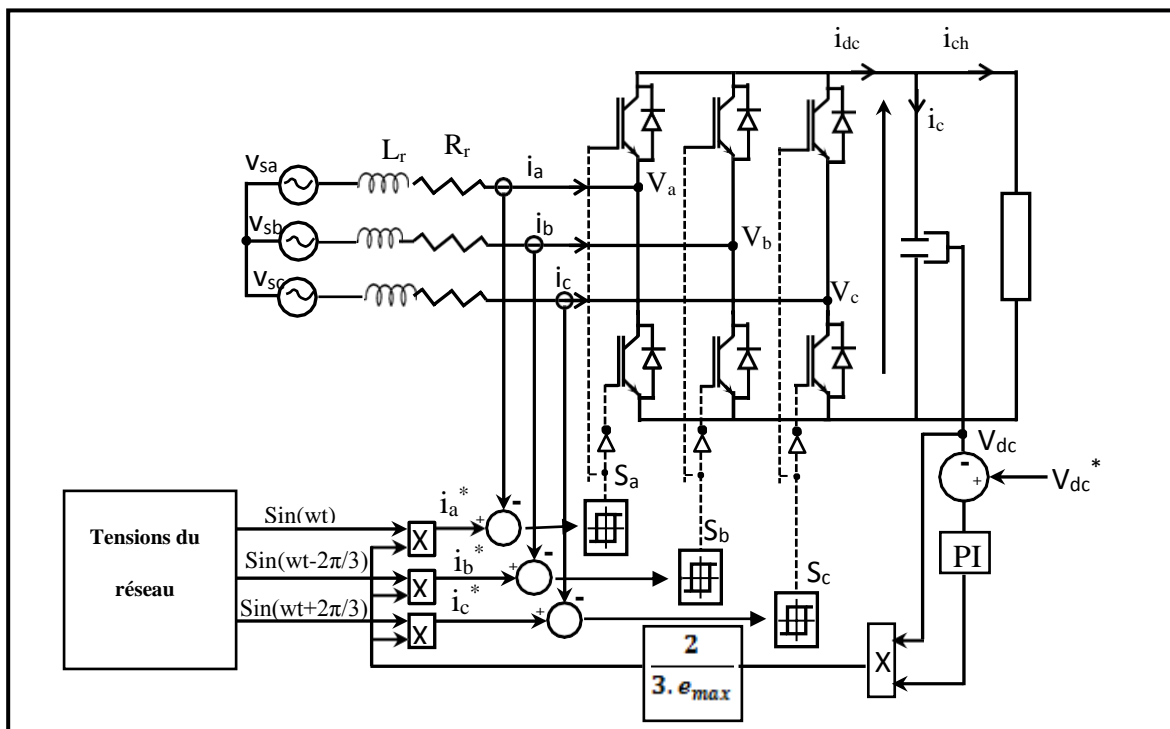


Figure II.14 : Structure du contrôle par hystérésis des courants absorbés par redresseur à MLI.

### II.8.2. Boucle de régulation de la tension du bus continu

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Les causes de sa variation sont essentiellement les pertes dans les interrupteurs du convertisseur (en conduction et en commutation), dans les inductances de couplage et la variation de la charge connectée au bus continu. La régulation de cette tension s'effectue par ajustement de l'amplitude des références des courants prélevés pour contrôler le transit de puissance active entre le réseau et le bus continu. A cet effet, elle est destinée à compenser toutes les perturbations provenant du côté convertisseur et du côté charge, provoquant une variation de l'énergie stockée dans le condensateur. Cette boucle a comme entrée la tension de référence  $v_{dc}^*$  et la tension mesurée  $v_{dc}$ . Il est également possible de dimensionner le régulateur pour régler le carré de la tension  $v_{dc}$ . Un régulateur de type PI est souvent utilisé pour contrôler cette tension. En négligeant les pertes actives dans le convertisseur et dans les inductances de couplage, l'application du principe de conservation de la puissance donne la relation entre la puissance active débitée par le réseau et celle reçue en sortie du pont. Elle s'écrit sous la forme suivante : [19]

$$p = v_{dc} \cdot I_{dc} = \frac{1}{2} C \frac{dv_{dc}^2}{dt} + \frac{v_{dc}^2}{R} \quad (\text{II.35})$$

A partir de cette équation, nous déduisons la fonction de transfert de premier ordre suivante :

$$\frac{v_{dc}^2(s)}{P(s)} = \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}s} \quad (\text{II.36})$$

D'autre part, la puissance active fournie par le réseau est définie par la relation ci-dessous :

$$p = \frac{3}{2} \cdot e_{\max} \cdot I_{\max} \quad (\text{II.37})$$

Si nous prenons comme grandeur à régler, pour raison de simplicité, le carré de la tension du bus continu, et en supposant constante l'amplitude de la tension du réseau, la fonction de transfert précédente se transforme sous la forme suivante :

$$\frac{v_{dc}^2}{I_{\max}} = \frac{3}{2} e_{\max} \cdot \frac{R}{1 + \frac{RC}{2}s} \quad (\text{II.38})$$

Le synoptique de la boucle de régulation du carré de la tension du bus continu est alors représenté sur la figure (II.15). Dans cette structure, la boucle de courant est considérée parfaite (unitaire) en supposant qu'elle est beaucoup plus rapide que celle de la tension et que le courant réel est assimilé à sa valeur de référence. Il est à noter que dans ce cas, la tension continue se présente comme un gain variable dans la chaîne directe, ce qui peut créer des instabilités dans la boucle de

régulation. Pour éviter ceci, on propose de réaliser une compensation de cette tension en contrôlant la tension  $v_{dc}$ . Pour cette structure, nous choisissons le régulateur pour qu'il fournisse la valeur du courant du bus continu  $I_{dc}$  nécessaire pour maintenir la charge du condensateur et répondre au besoin de la charge. L'amplitude des courants de référence est alors calculée sur la base de la relation ci-après:

$$\frac{3}{2} e_{max} \cdot I_{max} = v_{dc} \cdot I_{dc} \tag{II.39}$$

Le schéma synoptique proposé pour le réglage de la tension  $v_{dc}$  est donné sur la figure (II.16).

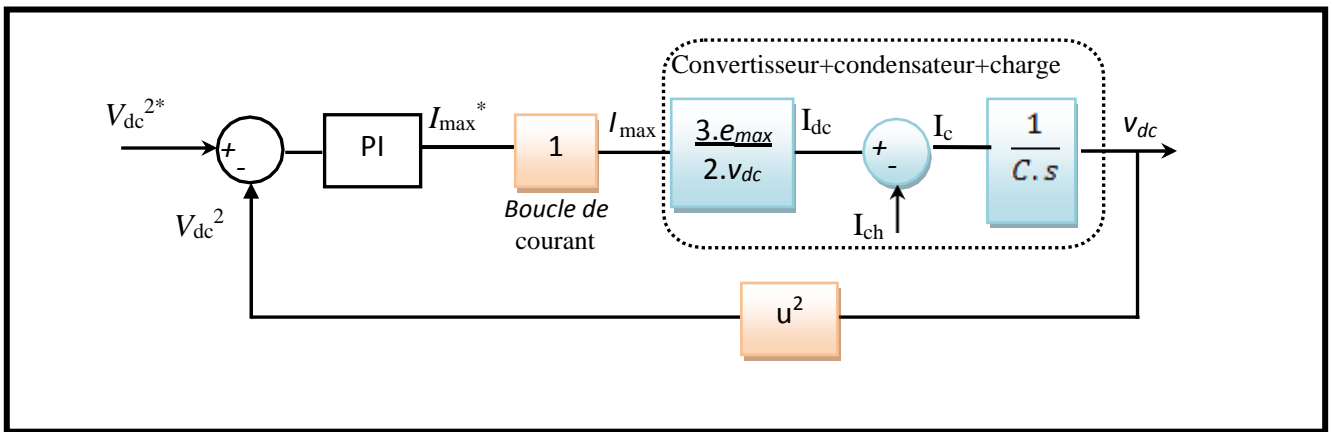


Figure II.15 : Schéma bloc de la boucle de régulation du carrée de la tension du bus continu.

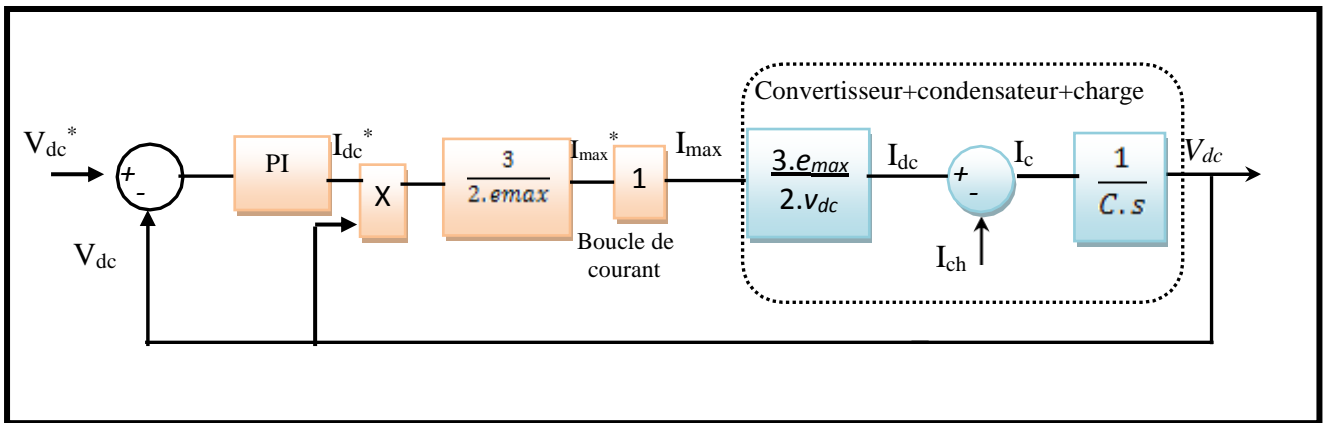


Figure II.16: Schéma bloc de la boucle de régulation de la tension du bus continu.

Dans ce travail, nous avons utilisé la boucle de régulation de la tension  $v_{dc}$  dont les paramètres du régulateur PI sont calculés sur le principe de compensation du pôle dominant. Ils sont donnés par les expressions suivantes : [19]

$$\begin{cases} T_i = \frac{3.R.e_{max}}{4.\pi.f_c} \\ K_p = \frac{C.R}{2.T_i} \end{cases} \quad \text{Avec : } f_c \text{ la fréquence de coupure.} \tag{II.40}$$

## II.9. Simulation de la commande par hystérésis

### II.9.1. Résultats de simulation

Afin de montrer les performances du contrôle de courant par hystérésis appliqué au pont redresseur de Tension à MLI, nous exposons dans cette section les différents résultats obtenus en simulation. Ces résultats ont été relevés en régime permanent et transitoire, en boucle fermée avec boucle de régulation de la tension du bus continu.

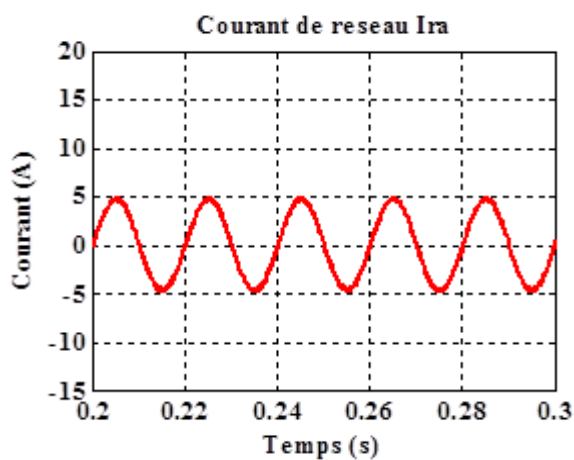
Différents tests ont été effectués en boucle fermée, en régime transitoire et permanent. Ils se résument

Par les points suivants :

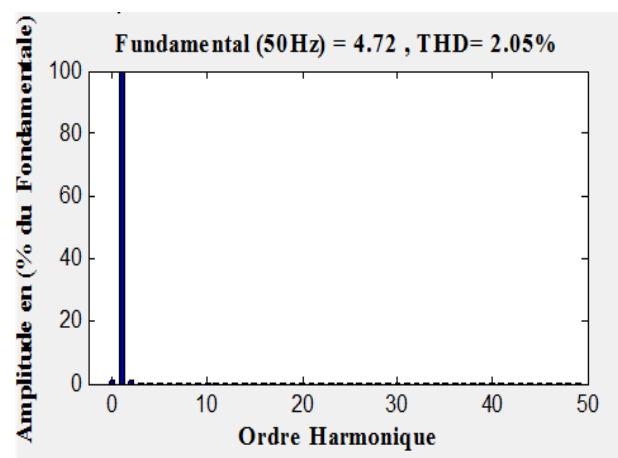
#### 1. Réponse à une référence $v_{dc}$ et charge constantes

- Conditions d'essai :

- ❖ Source équilibrée 69.3 V
- ❖ Résistance de charge égale à 68.6  $\Omega$ .
- ❖ Tension continu de référence égale à 180 V.

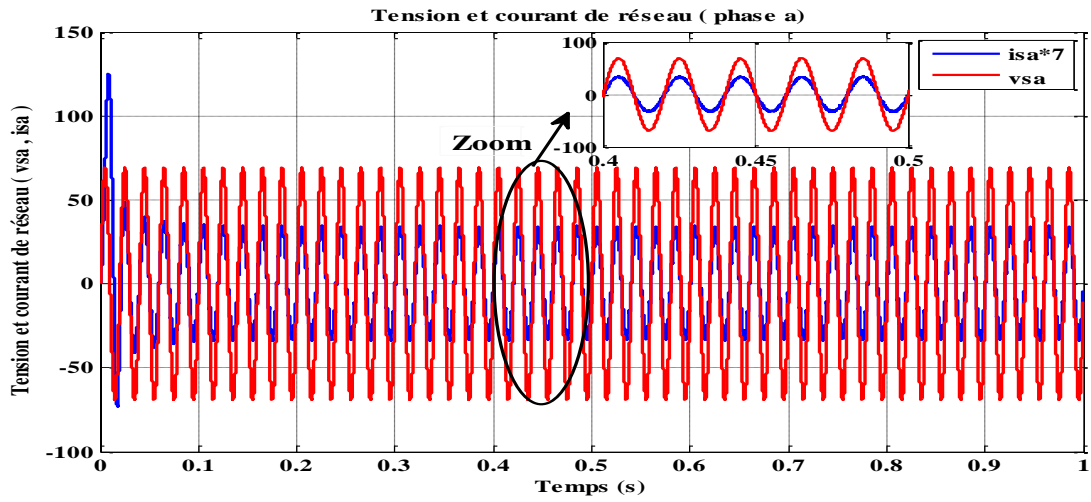


(a)

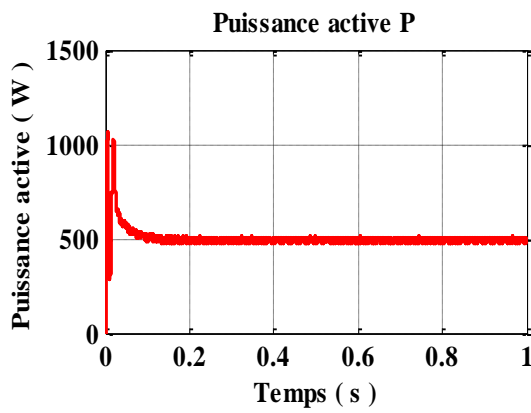


(b)

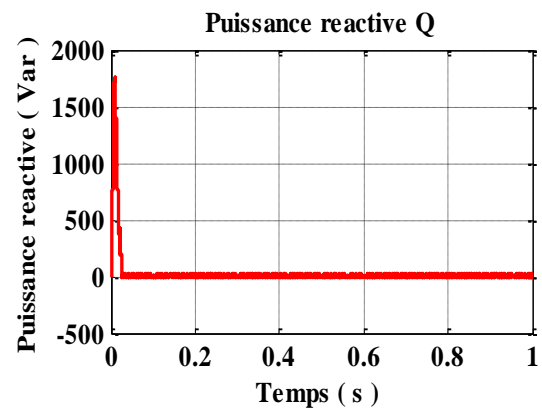




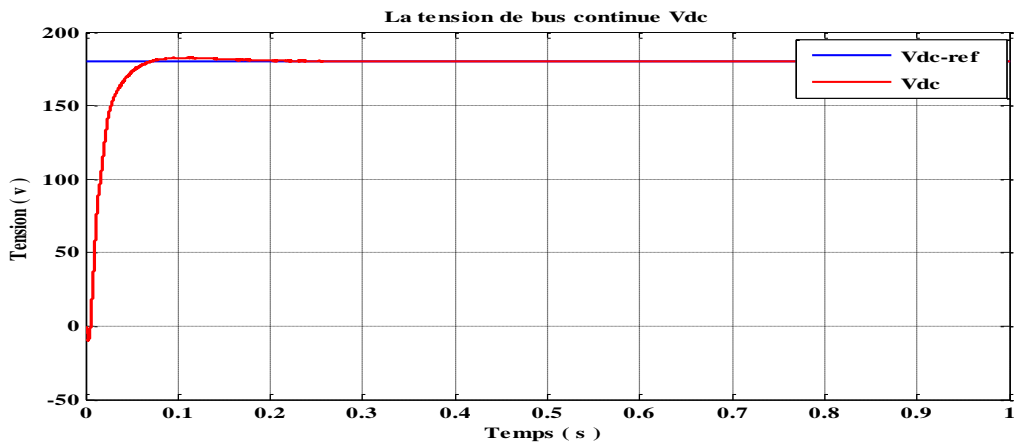
(c)



(d)



(e)



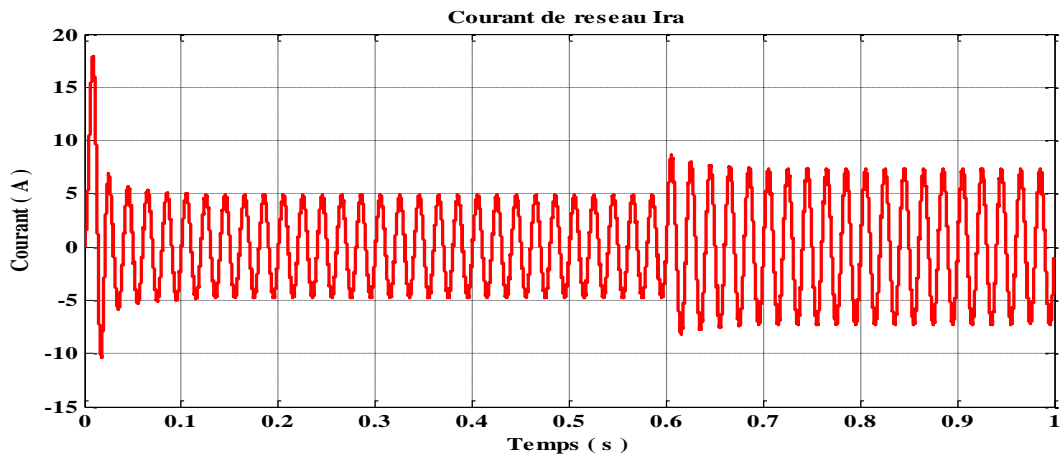
(f)

Figure II.17 : Performances du redresseur MLI commandé par hystérésis pour  $v_{dc}^*=180V$ .

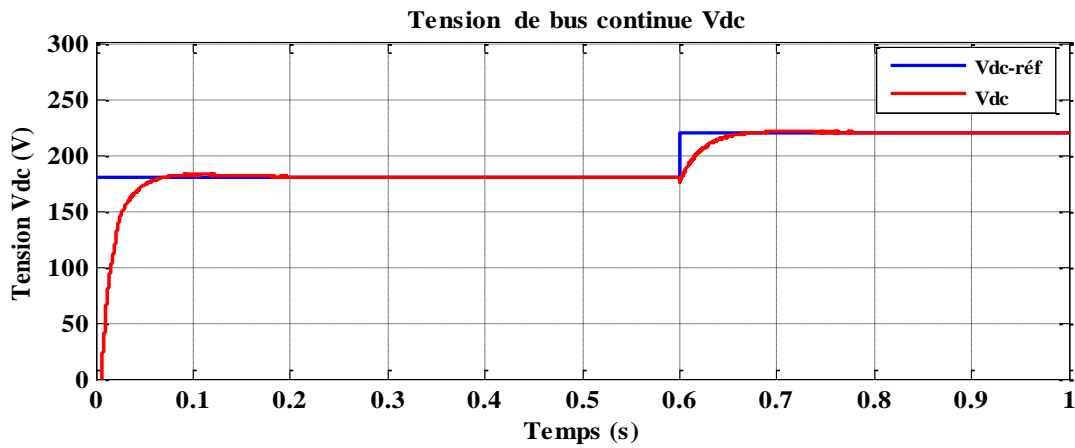
## 2. Réponse à une référence $v_{dc}$ variable et charge constante

- Conditions d'essai :
- ❖ Source équilibrée 69.3 V
- ❖ Résistance de charge égale à 68.6  $\Omega$ .

- ❖ Tension continu de référence égale à 180 V puis augmente à 220 V (au temps de 0.6 s).



(a)



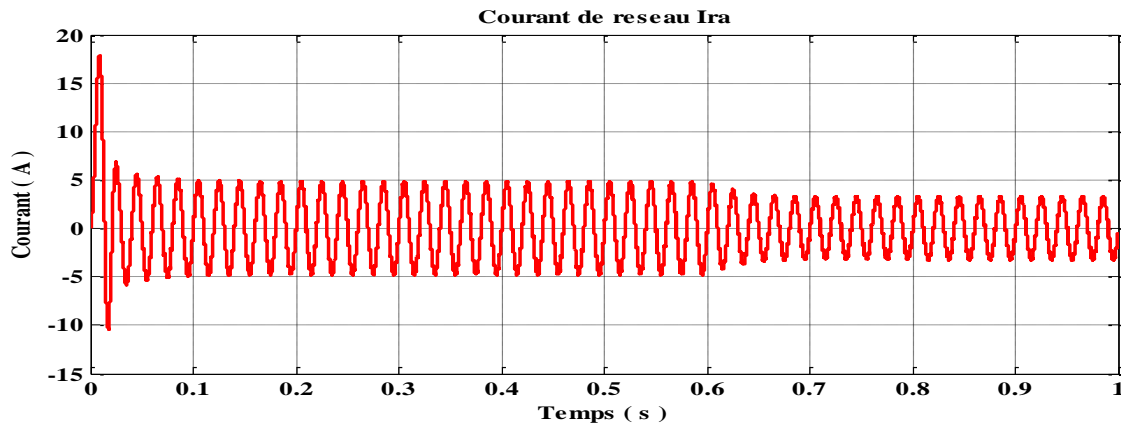
(b)

Figure II.18: Performances du redresseur pour une tension continue de référence variable de 180V à 220V.

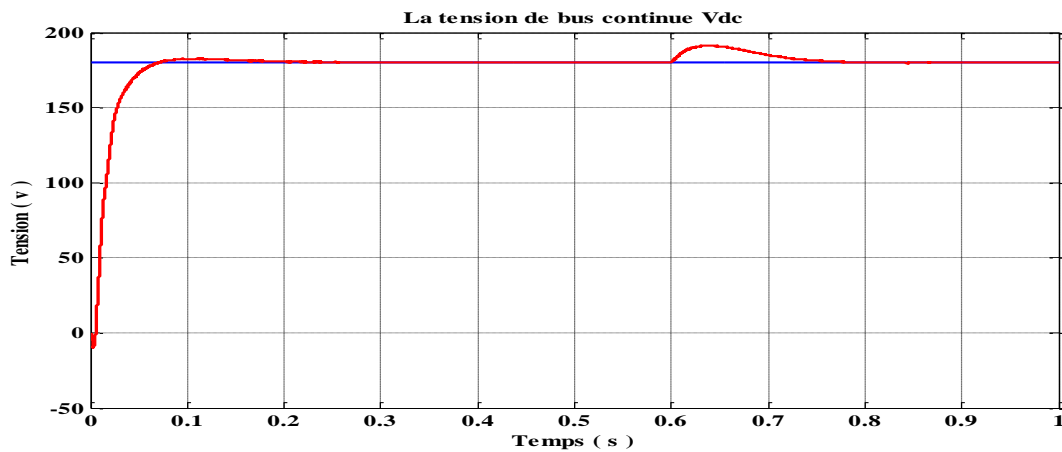
### 3. Réponse à une tension de référence $v_{dc}$ constante et charge variable

- Conditions d'essai :

- ❖ Source équilibrée 69.3 V
- ❖ Résistance de charge égale à 68.6  $\Omega$  puis augmente à 100  $\Omega$  (au temps de 0.6s).
- ❖ Tension continu de référence égale à 180 V.



(a)



(b)

Figure II.19 : Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.

### II.9.2. Interprétation des résultats de simulation

Les résultats obtenus lors d'une tension de référence de la sortie constante pour la commande par hystérésis sont représentés sur la figure (II.17), on remarque que la tension du bus continue atteint la référence, le courant et la tension de réseau sont en phase donc la puissance réactive est nulle et la puissance active reste constant presque à la valeur de 500 watt. Le taux distorsion harmonique de courant de phase est faible (2.09%).

Lors d'une utilisation de référence variable de la tension de sortie on remarque que la tension continue atteint la nouvelle référence et le courant du réseau augmente avec l'augmentation de la référence proposée comme il est représenté sur la figure (II.18).

La réponse du redresseur vis-à-vis la variation de la résistance de charge est présentée sur la figure (II.19). Cette variation entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargée et diminue avec l'augmentation de la charge. La tension de sortie reste constante et suit la référence.

**II.10. Conclusion**

L'objet de ce chapitre était de présenter la modélisation et le contrôle par hystérésis des courants absorbés par le redresseur à MLI. Nous avons donné dans la première partie une description du redresseur MLI, sa topologie et sa structure. Ensuite, on a présenté la modélisation, le principe de fonctionnement et les différents modes d'opération de ce convertisseur.

La deuxième partie de chapitre a été consacrée au principe du contrôle du courant par hystérésis ainsi que son application à la commande du pont redresseur à MLI. On remarque que ce type de commande est simple, robuste et facile à implanter et assure que le facteur de puissance est unitaire avec un taux distorsion harmonique faible. Son inconvénient majeur est la fréquence de commutation variable qui dépend de la largeur de la bande.

## **Chapitre. III**

# **La Commande Directe de Puissance (DPC)**

### III.1. Introduction

Le contrôle du redresseur PWM peut être considéré comme solution du problème de perturbation électrique des réseaux. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux pour ce type de convertisseur PWM. Bien que ces stratégies de control puissent atteindre le même but global, tel qu'un facteur de puissance unitaire et un courant de forme proche sinusoïdale, mais leur principe diffèrent.

Nous nous intéressons dans ce chapitre à une technique de commande du redresseur à PWM, il s'agit de la commande directe de puissance DPC (Direct Power Control) de douze secteurs qui est basé sur une table de commutation prédéfinie. Cette dernière est synthétisée à partir de l'étude des variations des puissances instantanées active et réactive, assurant un control simultané et précis.

### III.2. La Commande Directe de Puissance DPC

#### III.2.1. Principe du DPC

La structure globale du DPC, utilisant une table de commutation, appliqué au pont redresseur à MLI triphasé est illustrée sur la figure (III.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, active et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation ( $F_{11}$ ,  $F_{21}$ ,  $F_{31}$ ) des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées,  $S_p$  et  $S_q$ , entre les références des puissances active et réactive ( $P^*$  et  $Q^*$ ) et les valeurs réelles ( $P$  et  $Q$ ), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau  $e_{\alpha\beta}$ . Pour ce dernier, le plan  $\alpha$ - $\beta$  est divisé en douze secteurs égaux de  $30^\circ$ , comme l'illustre le graphique de la figure (III.2). Chacune des séquences de commande ( $F_{11}$ ,  $F_{21}$ ,  $F_{31}$ ) correspond à un vecteur de tension  $V_i$  à l'entrée du redresseur [29].

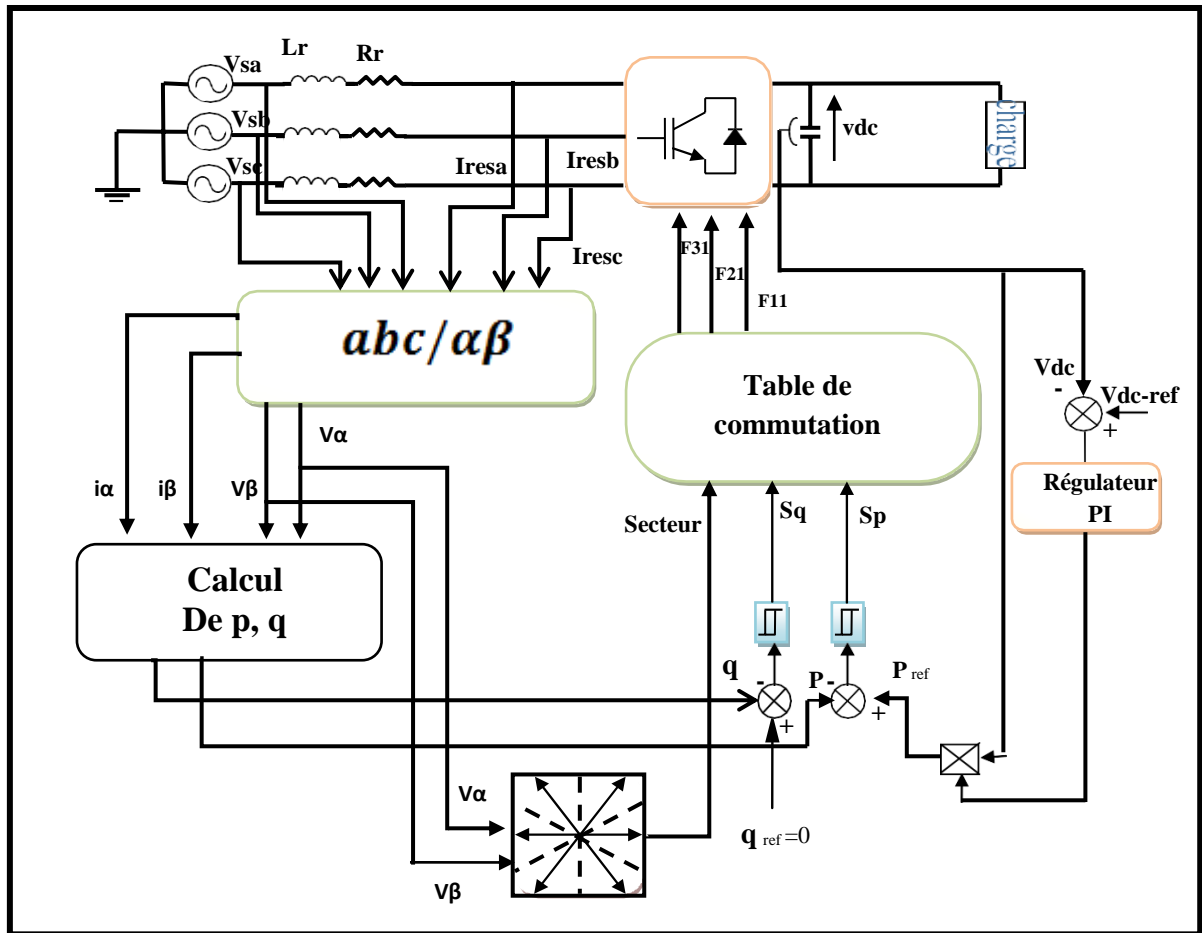


Figure III.1 : Configuration de la DPC du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation prédéfinie.

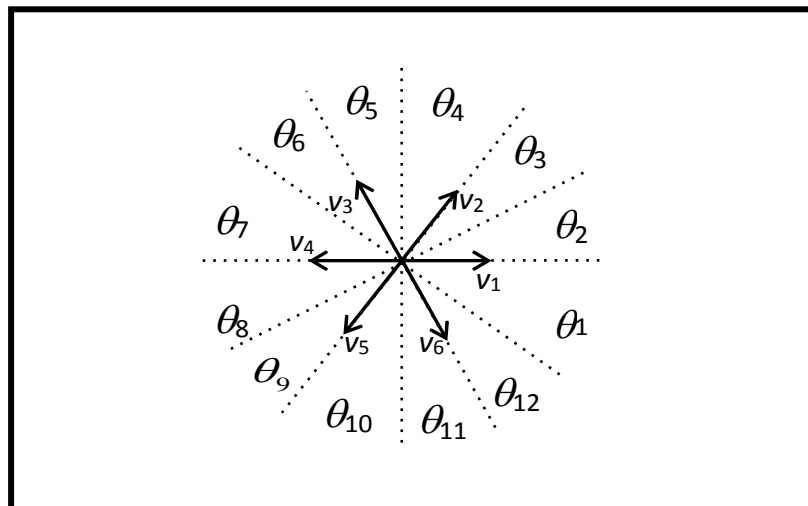


Figure III.2 : Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur.

### III.2.2. Calcul de la puissance instantanée

La puissance active est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne alors que la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux [30] :

$$\begin{cases} i_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( i_a - \frac{1}{2}i_b - \frac{1}{2}i_c \right) \\ i_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \sqrt{\frac{3}{2}}i_b - \sqrt{\frac{3}{2}}i_c \right) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

$$\begin{cases} e_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( e_a - \frac{1}{2}e_b - \frac{1}{2}e_c \right) \\ e_{\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left( \sqrt{\frac{3}{2}}e_b - \sqrt{\frac{3}{2}}e_c \right) \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

$$p = e_{\alpha} \cdot i_{\alpha} + e_{\beta} \cdot i_{\beta} \quad (\text{III.3})$$

$$q = e_{\beta} \cdot i_{\alpha} - e_{\alpha} \cdot i_{\beta} \quad (\text{III.4})$$

Sachant que :

$e_{a,b,c}$  : tensions du réseau.

$i_{a,b,c}$  : courants de ligne.

$e_{\alpha,\beta}$  : tensions dans le repère  $\alpha,\beta$ .

$i_{\alpha,\beta}$  : courants dans le repère  $\alpha,\beta$ .

### III.2.3. Détermination de secteur

La connaissance du secteur de la tension mesurée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail ( $\alpha, \beta$ ) est divisé en douze secteurs Figure (III.2), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [31] :

$$(n-2) \frac{\Pi}{6} < \theta_n < (n-1) \frac{\Pi}{6} \quad n= 1,2,\dots,12 \quad (\text{III.5})$$

Où : n est le numéro du secteur

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

$$\theta = \text{Arctg} \left( \frac{e_{\beta}}{e_{\alpha}} \right) \quad (\text{III.6})$$



### III.2.4. Régulateur à hystérésis

Le contrôleur proposé dans la DPC est un régulateur à deux niveaux pour les puissance actives et réactive. La largeur de la bande des régulateur à hystérésis a un effet considérable sur la performance de redresseur, les sorties de ces régulateurs donnés par les variables  $S_p$  et  $S_q$  indiquant les dépassements supérieur ou inférieur des erreurs des puissances suivant la logique [32]:

$$\begin{cases} p_{ref} - p > h_p \Rightarrow S_p = 1 \\ p_{ref} - p < -h_p \Rightarrow S_p = 0 \\ q_{ref} - q > h_q \Rightarrow S_q = 1 \\ q_{ref} - q < -h_q \Rightarrow S_q = 0 \end{cases} \quad (III.7)$$

Avec :  $h_p$  et  $h_q$  les écarts des régulateur à hystérésis a deux niveau.

### III.2.5. Table de commutation

La table de commutation représente les états des impulsions ( $F_{11}$ ,  $F_{21}$ ,  $F_{31}$ ) appliquées sur le redresseur, l'entrée de cette table est les signaux d'erreur ( $S_p$ ,  $S_q$ ) et le numéro de secteur de travail. L'état optimum de commutation du redresseur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques  $S_p$ ,  $S_q$  et le numéro de secteur. C'est-à-dire, que le choix optimum de commutation est effectué de sorte que la puissance active puisse être restreinte dans une bande à hystérésis de largeur  $2h_p$ , et de même pour la puissance réactive, avec une bande de largeur  $2h_q$ . L'expression du courant dans le repere  $\alpha$ ,  $\beta$  est donnée par [33] :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - v_\alpha - r.i_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - v_\beta - r.i_\beta) \end{cases} \quad (III.8)$$

De l'équation précédente, (III.8), nous remarquons que l'évolution du vecteur des courants  $[i_\alpha \ i_\beta]^T$  peut être contrôlée à l'aide d'un choix judicieux du vecteur des tensions à l'entrée du redresseur  $[v_\alpha \ v_\beta]^T$ . En effet, la variation de chacune des composantes du vecteur des courants dépend principalement du vecteur des tensions du réseau  $e_{\alpha\beta}$ , du vecteur de commande appliqué  $v_{\alpha\beta}$ , et du courant actuel avec un degré moindre. L'effet de la résistance "r" de la bobine de couplage peut être considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre, sur une période de commutation  $T_s$ , de l'équation (III.8) peut être adoptée. Alors, les variations des composantes du vecteur des courants à la fin de la période de commutation sont données par l'équation ci-après [33] :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L}(e_\alpha(k) - v_\alpha(k)) \\ \Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L}(e_\beta(k) - v_\beta(k)) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Comme première approximation, et si la période de commutation est très petite devant la période de la tension du réseau, la variation du vecteur des tensions durant une période de commutation peut être considérée négligeable, il est alors possible d'écrire  $e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k)$ . Tenant compte de cette approximation, les variations des puissances active et réactive à la fin de la période de commutation sont données par la relation suivante:

$$\begin{cases} \Delta p = e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\beta(k) \cdot \Delta i_\beta \\ \Delta q = e_\beta(k) \cdot \Delta i_\alpha + e_\alpha(k) \cdot \Delta i_\beta \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

En substituant les équations (III.3) et (III.4) dans (III.10) on obtient:

$$\begin{cases} \Delta p = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\alpha(k) - e_\beta(k) \cdot v_\beta(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_\beta(k) - e_\beta(k) \cdot v_\alpha(k)] \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Cette dernière équation montre que la variation des puissances active et réactive dépend du vecteur des tensions du redresseur (vecteur de commande) appliqué durant la période de commutation et du vecteur des tensions du réseau. En effet, pour chacun des huit vecteurs de commande possibles, et à une position donnée du vecteur  $e_{\alpha\beta}$ , une variation des puissances active et réactive est atteinte. Comme résultat, il existe plusieurs façons de sélectionner le vecteur de commande contrôlant l'évolution des puissances active et réactive. Pour  $i = (0, 1, 2, \dots, 7)$  les variations de ces puissances instantanées sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\alpha i} - e_\beta(k) \cdot v_{\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k) \cdot v_{\alpha i} - e_\beta(k) \cdot v_{\beta i}] \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

$i = 0, 1, \dots, 7.$

Dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  ce vecteur de tension de réseau peut être exprimé en fonction de sa position angulaire " $\theta$ " en utilisant la formule suivante :

$$\begin{cases} e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \cos(\theta) \\ e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \sin(\theta) \end{cases} \quad \text{Avec:} \quad \|e_{\alpha\beta}\| = E \quad (\text{III.13})$$

E : valeur efficace de la tension composée du réseau.

$\theta$  : position angulaire du vecteur des tensions du réseau définie par:  $-\pi/6 \leq \theta \leq 11\pi/6$

Utilisant l'expression (III.12), l'équation (III.13) peut être réécrite sous la forme :

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot [\cos(\theta) \cdot v_{\alpha i} + \sin(\theta) \cdot v_{\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot [\cos(\theta) \cdot v_{\beta i} - \sin(\theta) \cdot v_{\alpha i}] \end{cases} \quad i = 0, 1, \dots, 6. \quad (III.14)$$

Les vecteurs des tensions du redresseur, correspondants à toutes les séquences de commutation possibles, sont représentés vectoriellement dans le plan  $\alpha$ - $\beta$  comme le décrit la figure (III.2). Les variables  $v_{\alpha i}$  et  $v_{\beta i}$  sont les composantes normalisées du vecteur  $v_{\alpha\beta i}$  définies comme suit:

$$\overline{v_{\alpha i}} = \frac{v_{\alpha i}}{\|v_{\alpha\beta i}\|}, \overline{v_{\beta i}} = \frac{v_{\beta i}}{\|v_{\alpha\beta i}\|}, \|v_{\alpha\beta i}\| = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot v_{dc} \quad (III.15)$$

Ces deux grandeurs peuvent être exprimées de la manière suivante :

$$\begin{cases} \overline{v_{\alpha i}} = \cos\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{v_{\beta i}} = \sin\left((i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad i=1, \dots, 6 \text{ et } \begin{cases} \overline{v_{\alpha 0}} = 0 \\ \overline{v_{\beta 0}} = 0 \end{cases} \quad (III.16)$$

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

$$\begin{cases} \overline{\Delta p_i} = \frac{\overline{\Delta p_i}}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \cdot [\cos(\theta) \cdot \overline{v_{\alpha i}} + \sin(\theta) \cdot \overline{v_{\beta i}}] \\ \overline{\Delta q_i} = \frac{\overline{\Delta q_i}}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \cdot \|v_{\alpha\beta}\|} = \cos(\theta) \cdot \overline{v_{\beta i}} - \sin(\theta) \cdot \overline{v_{\alpha i}} \end{cases} \quad (III.17)$$

En substituant (III.16) dans (III.17) alors :

$$\begin{cases} \overline{\Delta p_i} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \cdot \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta q_i} = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \text{Pour } i=1, \dots, 6 \quad \begin{cases} \overline{\Delta p_0} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \\ \overline{\Delta q_0} = 0 \end{cases} \quad ; -\frac{\pi}{6} \leq \theta \leq 11\frac{\pi}{6} \quad (III.18)$$

Pour assurer le fonctionnement élévateur du redresseur à MLI, la tension du bus continu doit être supérieure par rapport à l'amplitude de la tension composée du réseau, c'est-à-dire la condition suivante doit être satisfaite:

$$\frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \leq \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \tag{III.19}$$

Afin de faciliter la synthèse de la nouvelle table de commutation, les variations des puissances active et réactive dues à l'application de l'ensemble des vecteurs de commande, sont représentées graphiquement respectivement par les courbes des figures (III.3) et (III.4) [33].

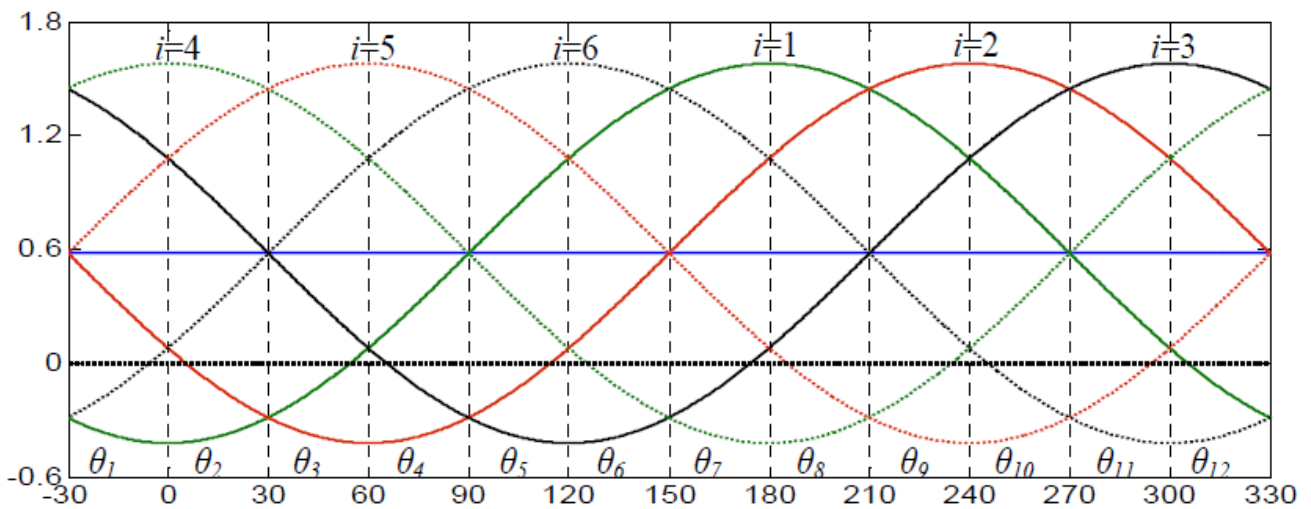


Figure III.3 : Variations normalisées de la puissance active  $\Delta P_i$ .

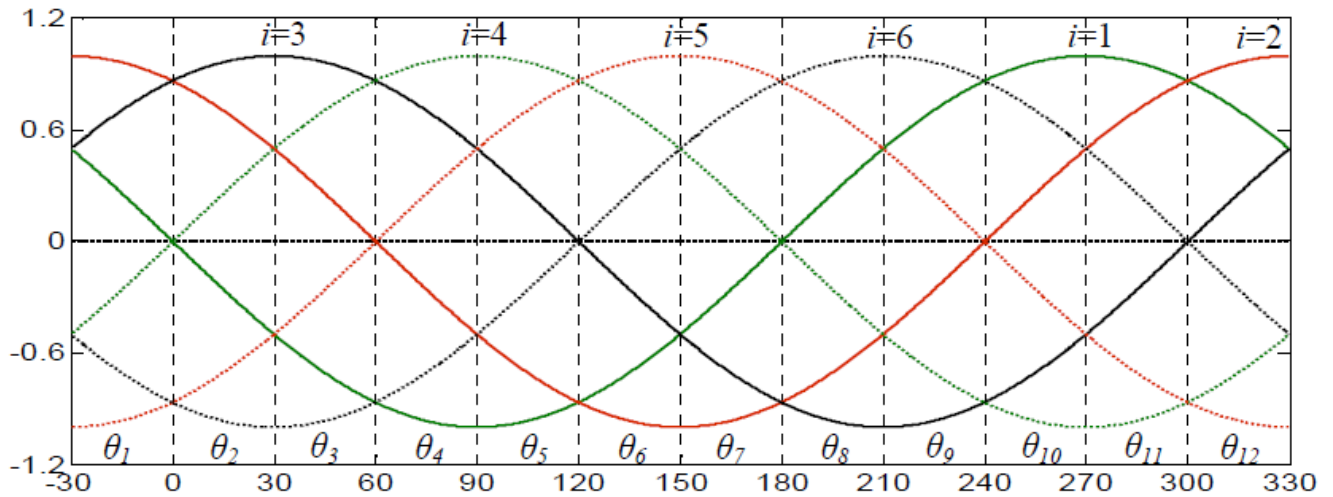


Figure III.4 : Variations normalisées de la puissance réactive  $\Delta q_i$ .

La synthèse de la table de commutation est basée sur les signes des dérivées de la puissance active et réactive dans chaque secteur.

Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteur et zéro pour  $v_0, v_7$ . Le signe du changement de la puissance active est

positive pour quatre vecteur, négatif pour deux ou trois vecteur. Par exemple, pour le premier secteur les vecteurs qui influent sur le signe du changement des puissances active et réactive sont sélectionnés comme il est représenté dans le tableau (III.1).

Secteur 1		$\overline{\Delta q_1}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta p_1}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_3$	$v_4, v_5$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_1$	$v_6$

Tableau III.1 : Vecteurs de commande sélectionnés pour secteur  $\theta_1$ .

Le même raisonnement est utilisé pour la sélection des vecteurs de commande pour les autres secteurs, ce qui donne la table de commutation présentée par le tableau (III.2) [33].

$S_p$	$S_q$	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$
	1	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$
0	0	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$
	1	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$	$V_6$	$V_1$

Tableau III.2 : Table de commutation.

Le choix des vecteurs de tension pour tous les secteurs est détaillé dans l’annexe [B].

### III.2.6. Régulation de la tension continue

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI, ce dernier corrige l’erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue réglée donne la puissance active de référence.

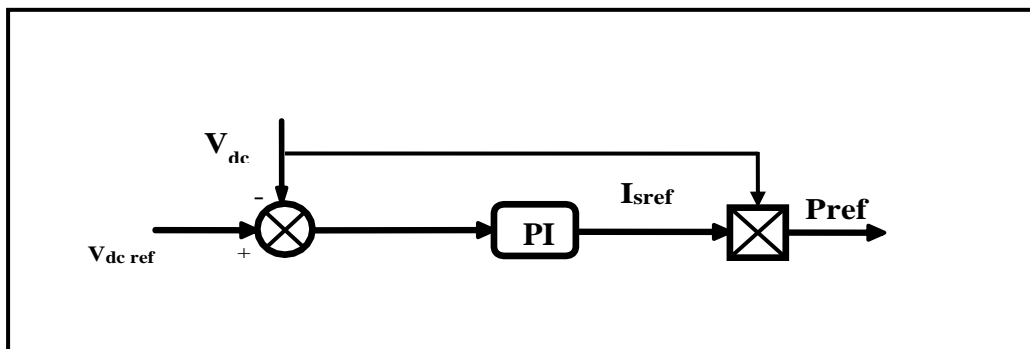


Figure III.5 : Régulation de la tension continue et calcul de la puissance de référence.

### III.3. Simulation de la Commande Directe de Puissance

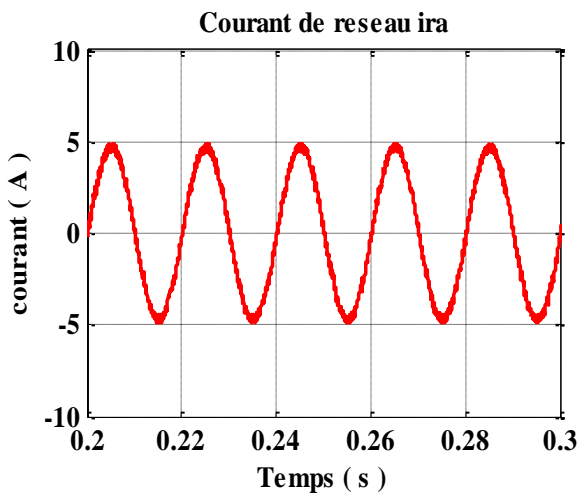
#### III.3.1. Résultats de simulation

Différents tests ont été effectués en boucle fermée, en régime transitoire et permanent. Ils se résument par les points suivants :

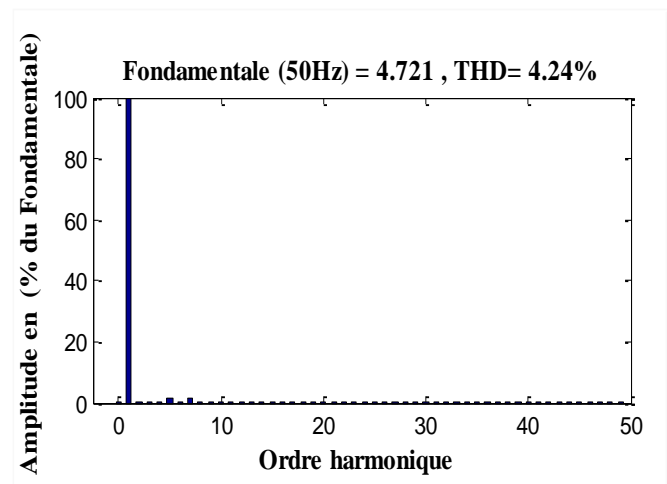
##### 1. Réponses à une référence $v_{dc}$ et charge constantes

- Conditions d'essai :

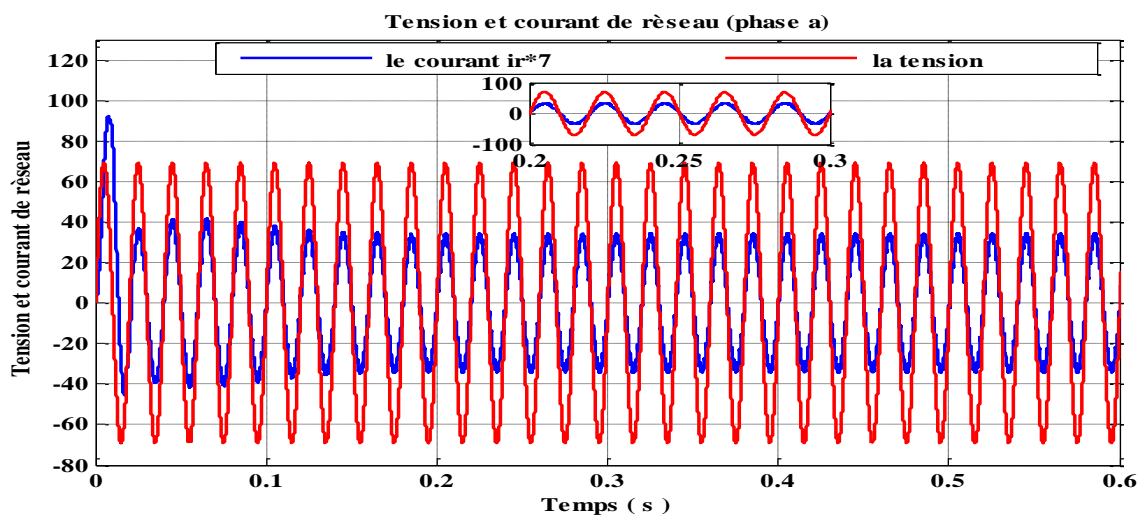
- ❖ Source équilibrée 69.3 V
- ❖ Résistance de charge égale à 68.6  $\Omega$ .
- ❖ Tension continu de référence égale à 180 V.
- ❖ Puissance réactive de référence égale à 0



(a)



(b)



(c)

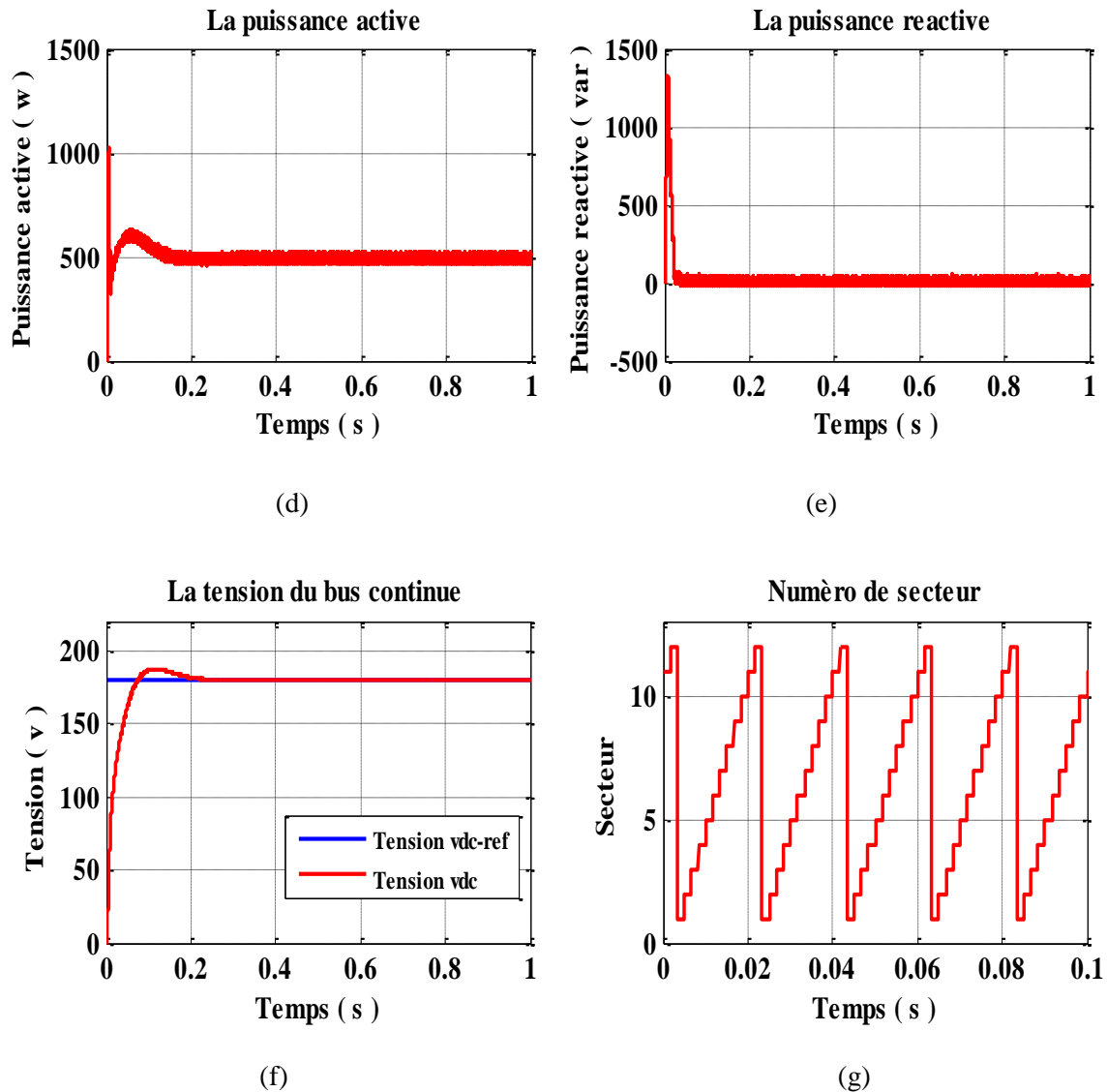
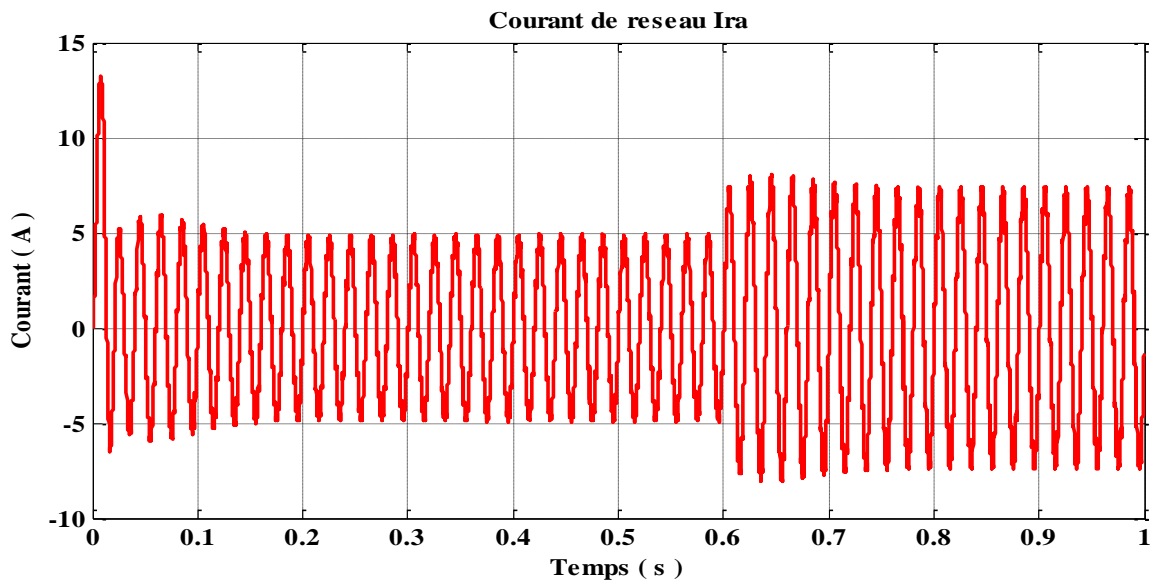
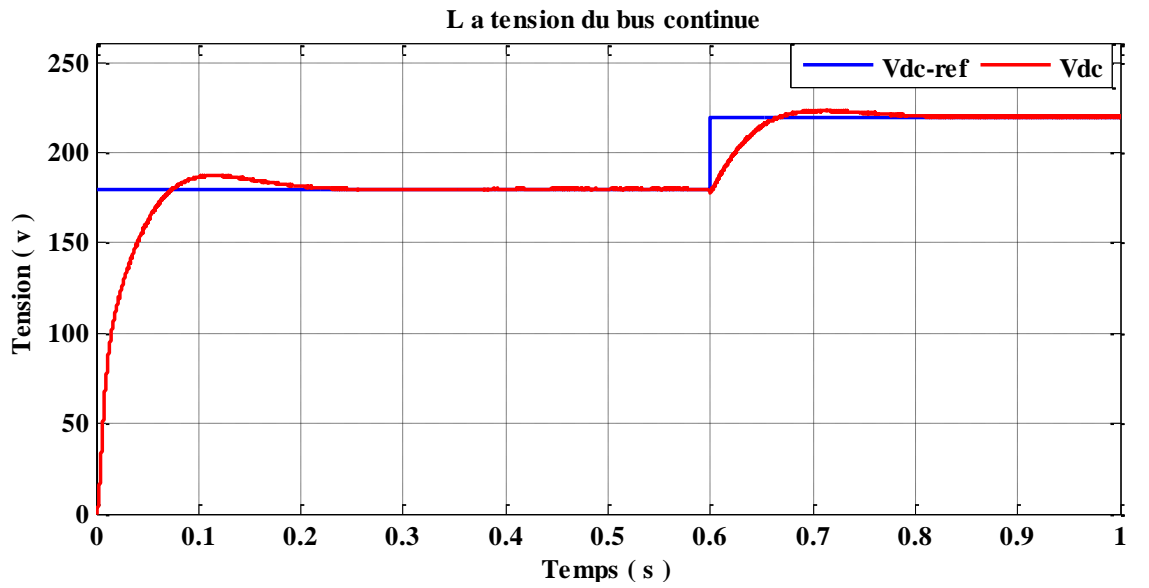


Figure III.6 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC pour  $v_{dc}^* = 180V$ .

## 2. Réponses à une tension de référence $v_{dc}$ variable et charge constante

- **Conditions d'essai :**

- ❖ Source équilibrée 69.3 V
- ❖ Résistance de charge égale à 68.6  $\Omega$ .
- ❖ Tension continu de référence égale à 180 V puis augmente à 220 V (au temps de 0.6 s).
- ❖ Puissance réactive de référence égale à 0



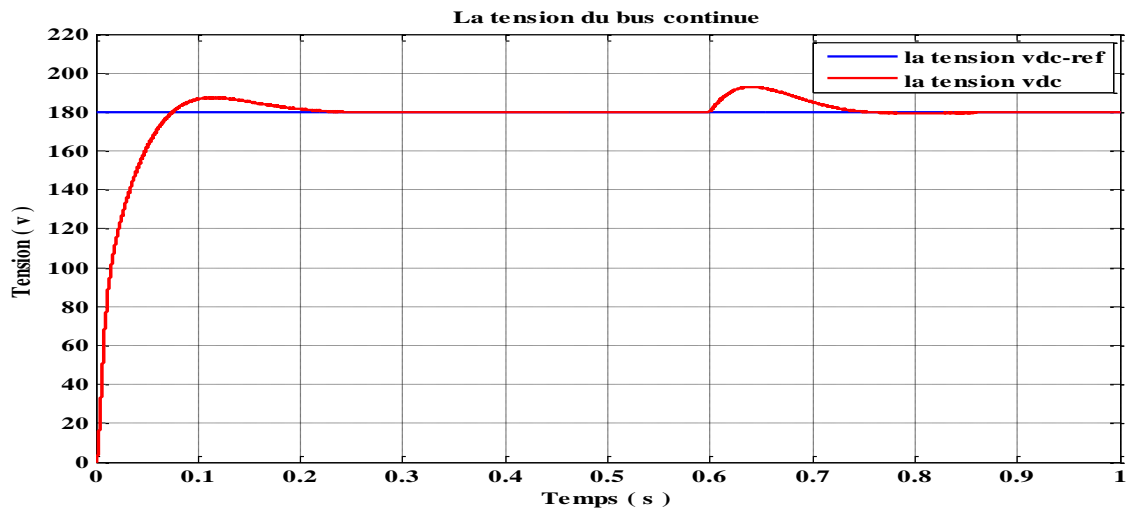
**Figure III.7 :** Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC pour une tension de référence  $v_{dc}$  variable.

### 3. Réponses à une tension de référence $v_{dc}$ constante et charge variable

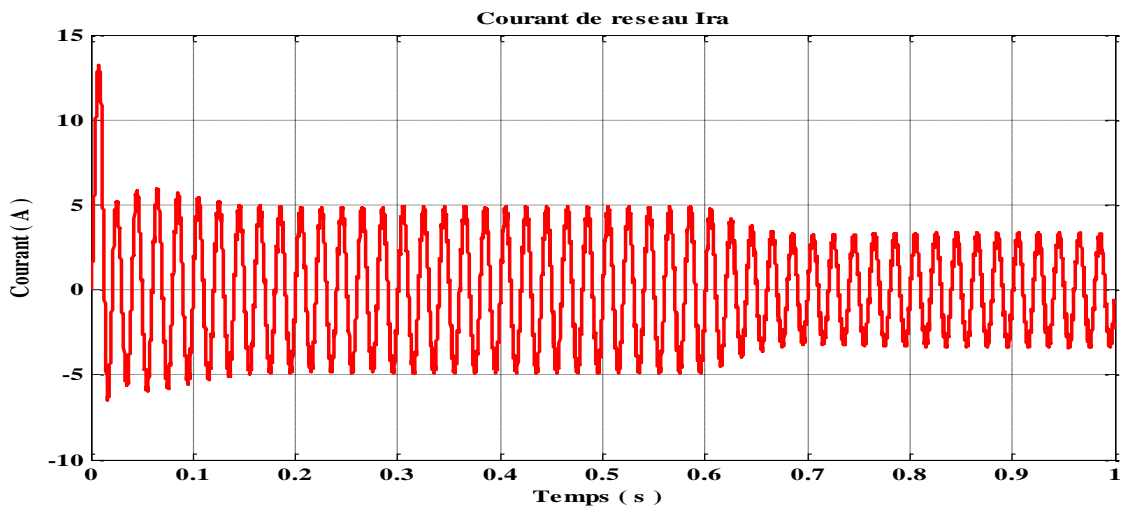
- **Conditions d'essai :**

- ❖ Source équilibrée 69.3 V
- ❖ Résistance de charge égale à  $68.6 \Omega$  puis augmente à  $100 \Omega$  (au temps de 0.6s).
- ❖ Tension continu de référence égale à 180 V.
- ❖ Puissance réactive de référence égale à 0.





(a)



(b)

**Figure III.8:** Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.

### III.3.2. Interprétation des résultats de simulation

La figure (III.6) représente les différentes réponses pour une consigne de tension continue fixe de 180 volt, ceci entraîne une absorption de courants sinusoïdaux et en phase avec les tensions du réseau c'est-à-dire que le facteur de puissance unitaire et la puissance réactive est nulle comme il est représenté sur la figure (III.6.e), la puissance active reste constant presque à la valeur de 500 watt. Le taux distorsion harmonique de courant de phase présente une valeur acceptable de 4.24%.

La figure (III.7) montre les réponses de courant de la phase et la tension du bus continue pour une consigne de tension continue variable de 180 volt à 220 volt, nous remarquons que le courant de phase répond bien à la variation de tension imposée et de même que la tension du bus continu.

La figure (III.8) représente les réponses du redresseur vis-à-vis la variation de la résistance de charge. Cette variation entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus

continu. L'amplitude du courant diminue avec l'augmentation de la charge. La tension de sortie reste constante et suit la référence de 180 volts.

#### **III.4. Conclusion**

La commande directe de puissance DPC est une technique qui consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation et fondée sur les erreurs numérisées des puissances active et réactive instantanées, fournies par les régulateurs à hystérésis, aussi bien que sur la position angulaire du vecteur de tension calculé.

Dans ce chapitre nous avons constaté que cette commande apporte une solution très intéressante au traitement du problème des harmoniques de la source. Les résultats de simulation présentent une réponse transitoire rapide et un haut comportement statique et montrent le fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec amélioration importante dans la forme des courants et la qualité de la tension continue.

Nous intéressons dans le quatrième chapitre à une autre configuration du Contrôle Direct de Puissance (DPC) du redresseur à MLI basée sur une stratégie Prédictive (PDPC) pour mieux améliorer les performances du redresseur MLI.

## **Chapitre. IV**

# **La Commande Directe de Puissance Prédicative (PDPC)**

## IV.1 Introduction

La configuration de la commande DPC possède un inconvénient majeur lié à la périodicité des signaux de commande des interrupteurs qui n'est pas maîtrisable. Pour remédier à cet inconvénient majeur du DPC, il s'avère alors nécessaire de développer une autre configuration permettant d'imposer de critères explicites sur la qualité des puissances contrôlées. Afin d'atteindre cet objectif, nous étudions dans ce chapitre le principe du DPC avec une stratégie prédictive.

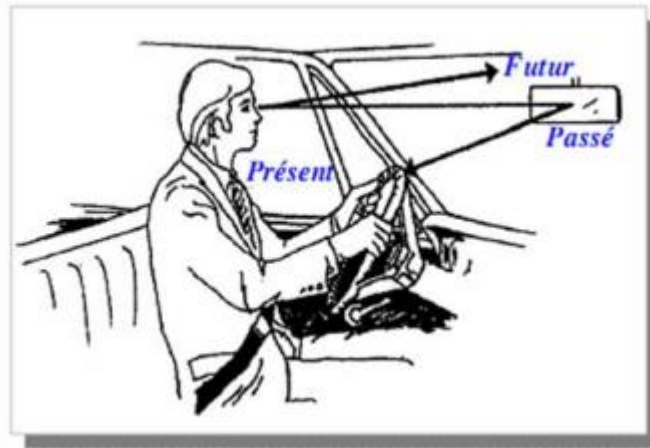
La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes [34]. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé [35].

Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application de la commande prédictive dans le domaine des commandes numériques a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision [35].

## IV.2. Commande Directe de Puissance Prédicative (PDPC)

### IV.2.1. Philosophie de la commande prédictive

Cette technique de commande a été inventée par J. Richelet en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 en collaboration avec de grands groupes industriels. La prédiction est une notion qui joue un rôle important dans toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et manœuvres à effectuer. C'est sur ce concept intuitif et "naturel" que se base la commande prédictive [36]. La philosophie de la loi de commande prédictive est présentée dans la figure (IV.1) [38]. En effet, il est nécessaire au conducteur d'analyser l'état de la route sur un horizon assez éloigné pour déterminer la stratégie de conduite à adopter. Analyser l'état de la route ou prédire le comportement futur relève d'un concept intuitif et naturel.



**Figure IV.1:** Philosophie de la commande prédictive.

#### IV.2.2. Le principe et la stratégie générale

Le principe de base de la commande prédictive consiste de prendre en compte, à l'instant actuel, le comportement futur, par le biais d'utilisation explicite d'un modèle numérique du système dans le but de prédire la sortie dans le futur, sur un horizon fini. Un des intérêts des méthodes prédictives réside dans le fait que, pour une consigne pré-calculée sur un certain horizon, il est ainsi possible d'exploiter les informations de trajectoires prédéfinies situées dans le future, étant donné que le but est de faire correspondre la sortie du système avec cette consigne sur un horizon fini.

De manière générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de méthodologie suivante [34] [38]:

- Prédire les sorties futures du processus sur l'horizon de prédiction définis, en utilisant le modèle de prédiction. On dénote  $y(t+k/t)$  les sortie prédite,  $k=0\dots\dots N$  ( $N$  est l'horizon de prédiction). Ces sortie sont dépendants des valeurs de sorties et d'entrées des processus à commander connues jusqu'au temps  $t$ .
- Calculer la séquence de signaux de commande, dénote par  $u(t+k/t)$ ,  $k=0\dots\dots N-1$  en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus vers une sortie de référence. On dénote par  $\omega(t+k/t)$ ,  $k=0\dots\dots N$ , d'habitude le critère de performance, à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs entre  $y(t+k/t)$  et  $\omega(t+k/t)$  et un cout de l'effort de commande. Par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise à des contraintes sur l'état et plus généralement à des contraintes sur la commande.
- Le signal de commande  $u(t)$  est envoyé au processus tandis que les autres signaux de commande sont oubliés. Au temps  $t+1$ , on acquiert la sortie réelle  $y(t+1)$  et on recommence au premier.

IV.2.3. Commande Directe de Puissance Prédicative associée au Redresseur MLI

La commande directe de puissance prédictive PDPC est proposée afin d'améliorer la commande directe de puissance, cette stratégie a été présentée dans les travaux [36] pour contrôler le redresseur MLI triphasé. L'idée principale est de minimiser une fonction coût, cette fonction est basée sur la somme quadratique des écarts de puissance active et réactive et leurs valeurs prédites. Les futures valeurs des puissances sont calculées en utilisant un modèle temporel discret. Les puissances active et réactive sont directement contrôlées en sélectionnant l'état de commutation optimal dans le but d'obtenir une meilleure convergence des puissances active et réactive vers leurs références respectives.

La configuration globale de la PDPC du redresseur MLI triphasé est illustrée sur la figure (IV.2).

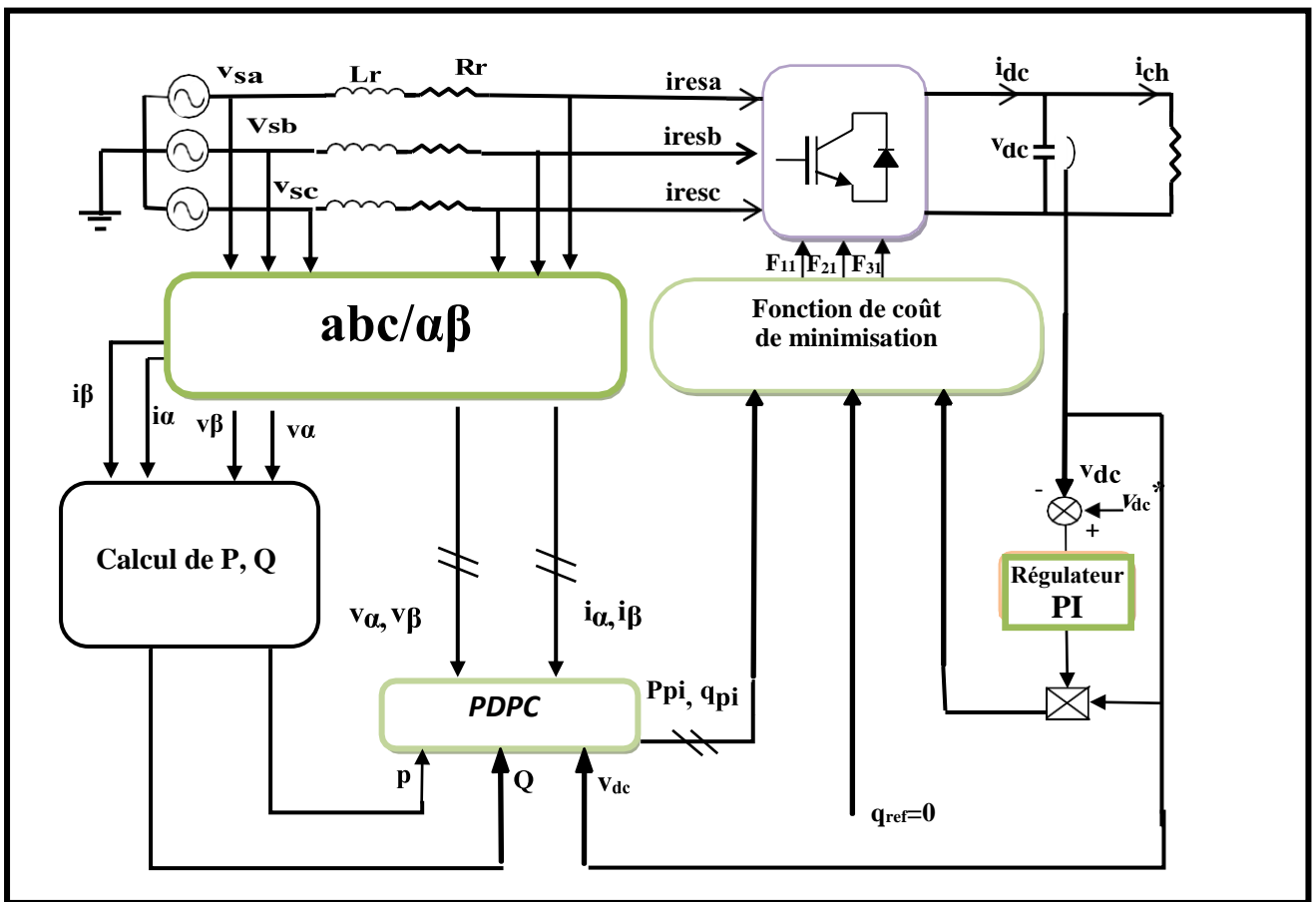


Figure IV.2: Configuration générale de la commande PDPC.

IV.2.4. Modèle prédictif de puissance active et réactive du redresseur MLI triphasé

La commande PDPC est basée sur le modèle prédictif des puissances active et réactive. Ce dernier est obtenu à partir du modèle de redresseur dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$  [37].

Les dérivés des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{aligned}\frac{dp}{dt} &= (v_{sa} \frac{di_{\alpha}}{dt} + \frac{dv_{sa}}{dt} i_{\alpha} + v_{s\beta} \frac{di_{\beta}}{dt} + \frac{dv_{s\beta}}{dt} i_{\beta}) \\ \frac{dq}{dt} &= (v_{s\beta} \frac{di_{\alpha}}{dt} + \frac{dv_{s\beta}}{dt} i_{\alpha} - v_{sa} \frac{di_{\beta}}{dt} - \frac{dv_{sa}}{dt} i_{\beta})\end{aligned}\quad (IV.1)$$

On a l'équation :

$$\frac{di_{\alpha\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (v_{s\alpha\beta} - v_{c\alpha\beta} - Ri_{\alpha\beta}) \quad (IV.2)$$

Si l'on considère la tension de ligne sinusoïdale et équilibrée, les expressions suivantes peuvent être prises en compte :

$$\begin{aligned}\frac{dv_{s\alpha}}{dt} &= -\omega v_{s\beta} \\ \frac{dv_{s\beta}}{dt} &= -\omega v_{s\alpha}\end{aligned}\quad (IV.3)$$

En remplaçant les équations (IV.2) et (IV.3) dans (IV.1) , on obtient les équations des dérivées de puissance active et réactive en fonction du temps :

$$\frac{dp}{dt} = v_{sa} \left( \frac{1}{L} (v_{s\alpha} - v_{c\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) + v_{s\beta} \left( \frac{1}{L} (v_{s\beta} - v_{c\beta} - Ri_{\beta}) - \omega i_{\alpha} \right) \quad (IV.4)$$

$$\frac{dq}{dt} = v_{sa} \left( \omega i_{\alpha} - \frac{1}{L} (v_{s\beta} - v_{c\beta} - Ri_{\beta}) \right) + v_{s\beta} \left( \frac{1}{L} (v_{s\alpha} - v_{c\alpha} - Ri_{\alpha}) + \omega i_{\beta} \right) \quad (IV.5)$$

Si la période d'échantillonnage  $T_e$ , est supposée infiniment faible devant la période du fondamental, et en discrétisant l'équation (IV.5) il vient donc :

$$\begin{aligned}\frac{(p(k) + \Delta p(k)) - p(k)}{T_e} &= e_{\alpha}(k) \left( \frac{1}{L} (e_{\alpha}(k) - u_{c\alpha}(k) - Ri_{\alpha}(k)) + \omega i_{\beta}(k) \right) \\ &+ e_{\beta}(k) \left( \frac{1}{L} (e_{\beta}(k) - u_{c\beta}(k) - Ri_{\beta}(k)) - \omega i_{\alpha}(k) \right)\end{aligned}\quad (IV.6)$$

$$\begin{aligned}\frac{(q(k) + \Delta q(k)) - q(k)}{T_e} &= v_{s\alpha}(k) \left( \omega i_{\alpha}(k) - \frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta}(k) - Ri_{\beta}(k)) \right) + \\ &v_{s\beta}(k) \left( \frac{1}{L} (v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k) - Ri_{\alpha}(k)) + \omega i_{\beta}(k) \right)\end{aligned}\quad (IV.7)$$

$\Delta p = p(k+1) - p(k)$  et  $\Delta q = q(k+1) - q(k)$  : Sont les différentiels des puissances active et réactive.

On définit les valeurs prédictives des puissances  $p_p$  et  $q_p$  comme suit :

$$\begin{aligned} p_p &= p + \Delta p \\ q_p &= q + \Delta q \end{aligned} \tag{IV.8}$$

De l'équation (IV.6) et (IV.7), les valeurs prédictives des puissances peuvent être exprimées comme suit:

$$\begin{aligned} p_p(k) &= T_e [v_{s\alpha}(k)(\omega i_\alpha(k) - \frac{1}{L}(v_{s\beta}(k) - v_{c\beta}(k) - Ri_\beta(k))) + \\ &v_{s\beta}(k)(\frac{1}{L}(v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k) - Ri_\alpha(k) + \omega i_\beta(k)))] + p(k) \end{aligned} \tag{IV.9}$$

$$\begin{aligned} q_p(k) &= T_e [v_{s\alpha}(k)(\omega i_\alpha(k) - \frac{1}{L}(v_{s\beta}(k) - v_{c\beta}(k) - Ri_\beta(k))) + \\ &v_{s\beta}(k)(\frac{1}{L}(v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k) - Ri_\alpha(k) + \omega i_\beta(k)))] + q(k) \end{aligned} \tag{IV.10}$$

Il existe huit combinaisons possibles pour les bras de redresseur. Six sur ces huit topologies produisent la tension et sont connues en tant que les états différents de zéro de commutation et deux topologies restantes produisent la tension nulle et sont connues en tant que les états zéro de commutation. Considèrent que toutes les combinaisons possibles avec les vecteurs de tension sont obtenus, sont données dans le tableau (IV.1) [39].

V	$F_{11}$	$F_{21}$	$F_{31}$	$v(ab)$			Vecteur de tension	$v_{ca}$	$v_{c\beta}$
				$n$	$v_{an}$	$v_{bn}$			
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$v_{dc}$	0	0	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	0
$V_2$	1	1	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	$\left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$
$V_3$	0	1	0	0	$v_{dc}$	0	$\left(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$
$V_4$	0	1	1	0	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\sqrt{2/3}v_{dc}$	0



$V_5$	0	0	1	0	0	$v_{dc}$	$-\left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$
$V_6$	1	0	1	$v_{dc}$	0	$v_{dc}$	$-\left(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$\frac{v_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{v_{dc}}{\sqrt{2}}$
$V_7$	1	1	1	$v_{dc}$	$v_{dc}$	$v_{dc}$	0	0	0

Tableau IV.1. Table d'état des interrupteurs et les vecteurs de tension.

Les six vecteurs de tension différents de zéro ( $V_1, V_6$ ) peuvent être montrés pour prendre les positions montrées sur la figure (IV.3). Les autres deux vecteurs de tension ( $V_0, V_7$ ) sont représentées comme des vecteurs qui ont une amplitude nulle [40].

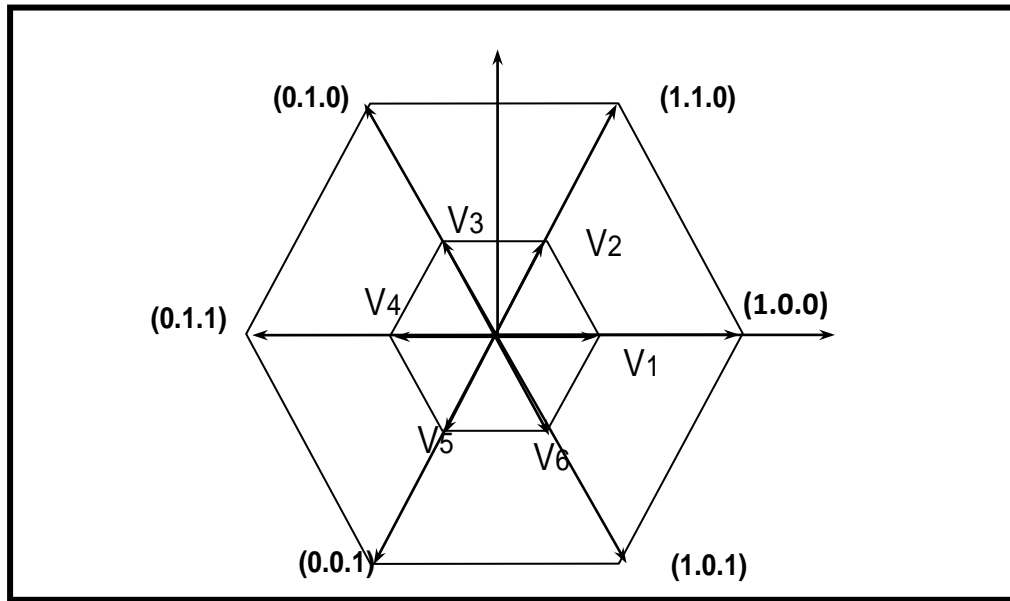


Figure IV.3: Diagramme vectoriel du redresseur.

Les valeurs prédictives des puissances pour un vecteur de commutation donné  $v_{ci}$  où ( $i=0,1, \dots, 7$ ) du diagramme vectoriel du redresseur, sont données par :

$$\begin{aligned}
 p_{pi}(k) = T_e [v_{sa}(k) & \left( \frac{1}{L} (v_{sa}(k) - v_{cai}(k)) - Ri_{\alpha}(k) + \omega i_{\beta}(k) \right) + \\
 v_{s\beta}(k) & \left( \frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta i}(k)) - Ri_{\beta}(k) - \omega i_{\alpha}(k) \right)] + p(k)
 \end{aligned}
 \tag{IV.11}$$

$$\begin{aligned}
q_{pi}(k) = T_e [v_{s\alpha}(k)(\omega i_{\alpha}(k) - \frac{1}{L}(v_{s\beta}(k) - v_{c\beta i}(k) - Ri_{\beta}(k))) + \\
v_{s\beta}(k)(\frac{1}{L}(v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha i}(k) - Ri_{\alpha}(k) + \omega i_{\beta}(k)))] + q(k)
\end{aligned}
\tag{IV.12}$$

#### IV.2.5. Principe de sélection du vecteur de commande optimal

La commande PDPC est basée sur l'application d'un seul vecteur de commande durant une période d'échantillonnage [37]. De ce point, elle est similaire au DPC utilisant une table de commutation, sauf que le vecteur de commande appliqué cette fois-ci est optimal.

Dans le cas idéal, la convergence des puissances commandées active et réactive leurs consignes est atteinte si la condition ci-dessous est vérifiée :

$$\begin{aligned}
e_p &= p_{pi} - p_{ref} \\
e_q &= q_{pi} - q_{ref}
\end{aligned}
\tag{IV.13}$$

Cette fonction sera calculée pour chaque vecteur de commutation, et le vecteur qui minimise cette fonction sera alors choisi:

$$F = (p_{pi} - p_{ref})^2 + (q_{pi} - q_{ref})^2
\tag{IV.14}$$

#### IV.2.6. Algorithme de la commande PDPC

Les valeurs prédites de la puissance active et réactive sont employées pour évaluer une fonction de coût  $F$  qui réduit au minimum l'erreur entre les valeurs prédites et leurs références, l'état de commutation (correspond à un vecteur optimal de tension à partir les huit états) qui produit la valeur minimum de cette fonction de coût est choisie à appliquer durant le temps suivant.

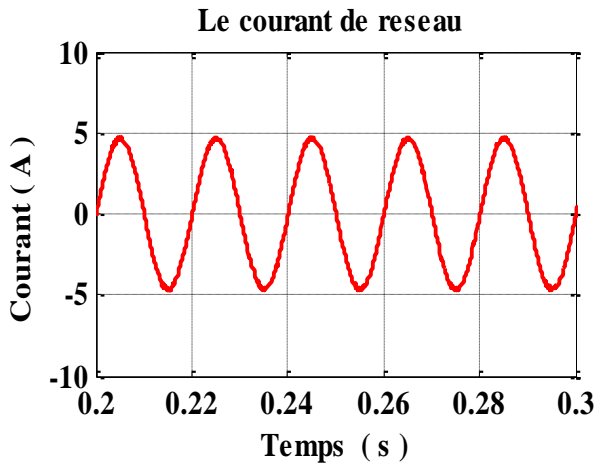
La commande prédictive est basée sur les données de composantes mesurées des vecteurs de tension  $v_{sabc}(k)$ , les courants mesuré  $i_{sabc}(k)$ , la puissance actives  $p(k)$ , la puissance réactive  $q(k)$  avec les références des puissance et la tension continu  $v_{dc}(k)$  aussi, en utilisant les deux équations (IV.11) et (IV.12), pour prédit  $p_p(k+1)$  et  $q_p(k+1)$  pour ce vecteur de tension  $v_{ci}(k)$  où  $v_c = [v_0 \dots v_7]$ .

### IV.3. Simulation de la Commande Directe de Puissance Prédicative

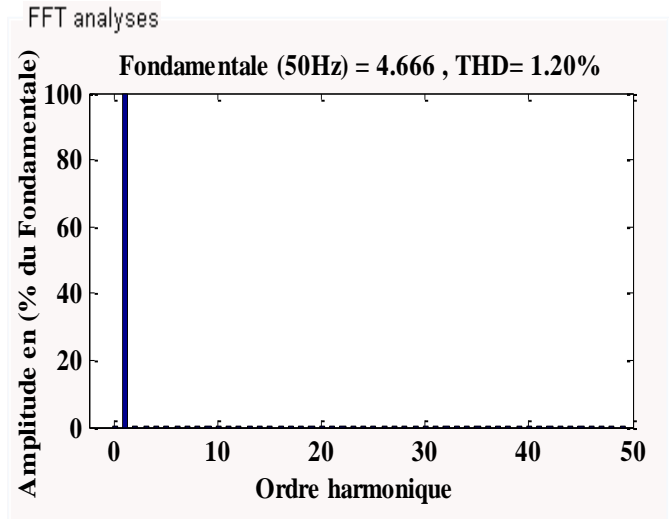
#### IV.3.1. Résultats de simulation

##### 1. Réponses à une tension de référence $v_{dc}$ et une charge constants

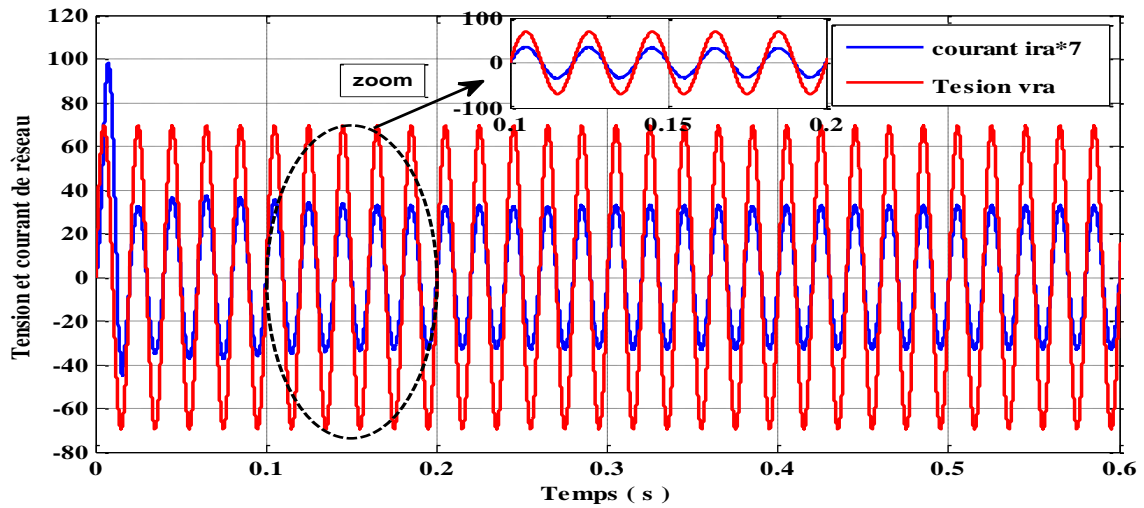
La Figure (IV.4) montre la réponse du redresseur commandé par la PDPC lors d'une référence de la tension de sortie constant et égale à 180 et une charge constante est égale à 68.6  $\Omega$ .



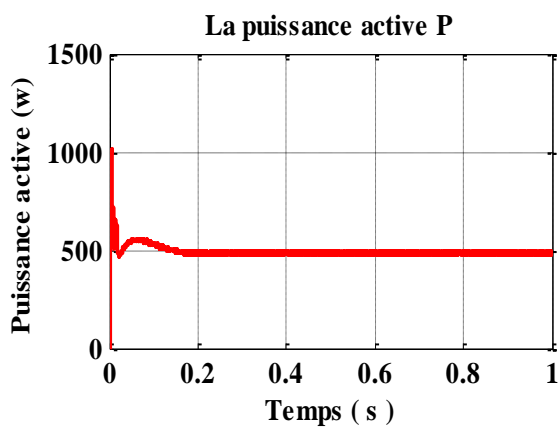
(a)



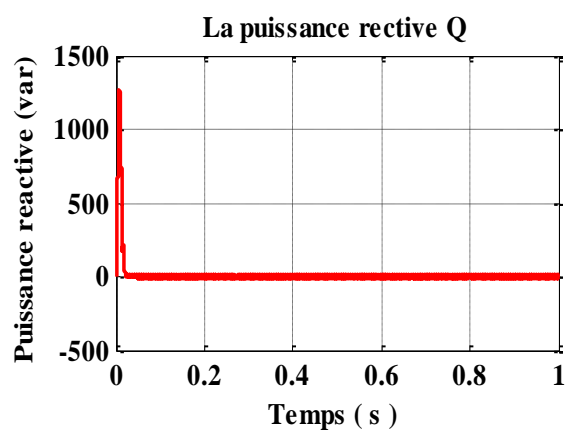
(b)



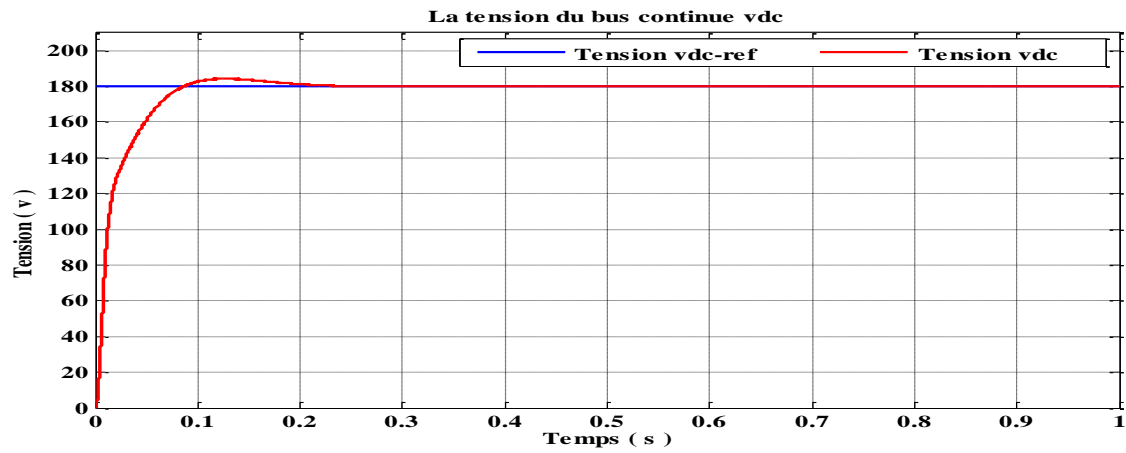
(c)



(d)



(e)

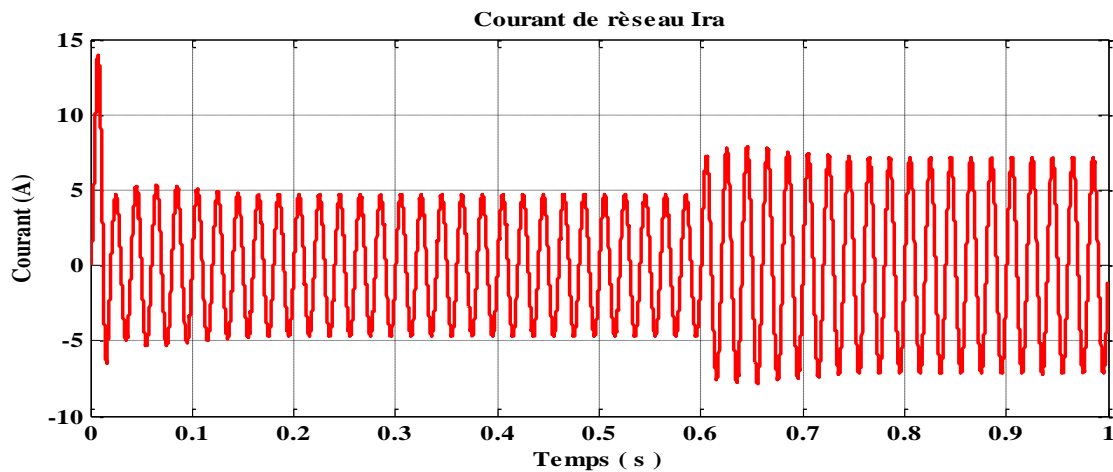


(f)

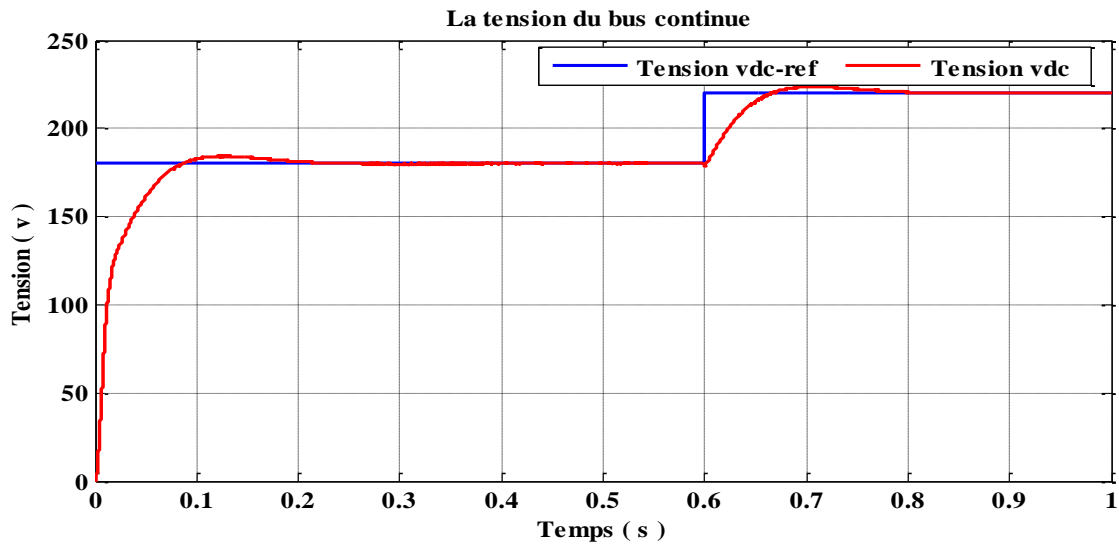
Figure IV.4 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie de DPC prédictive pour  $v_{dc}^*=180V$ .

## 2. Réponses à une tension de référence $v_{dc}$ variable et une charge constante

La Figure (IV.5) représentée la réponse du redresseur commandé par la PDPC lors d'une référence de la tension de sortie varie de 180 volts à 220 volts et une charge constante est égale à  $68.6 \Omega$ .



(a)

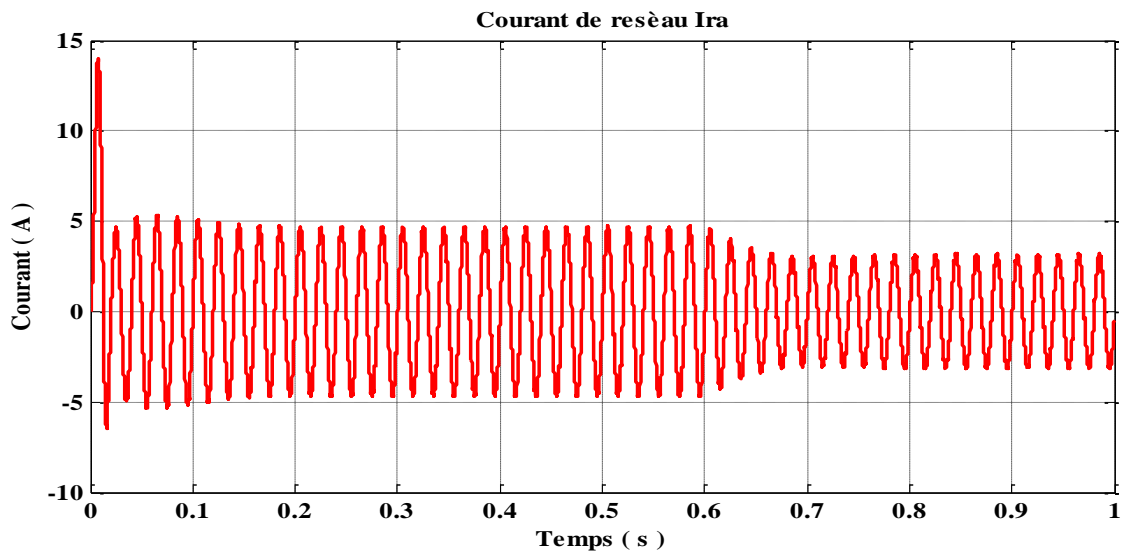


(b)

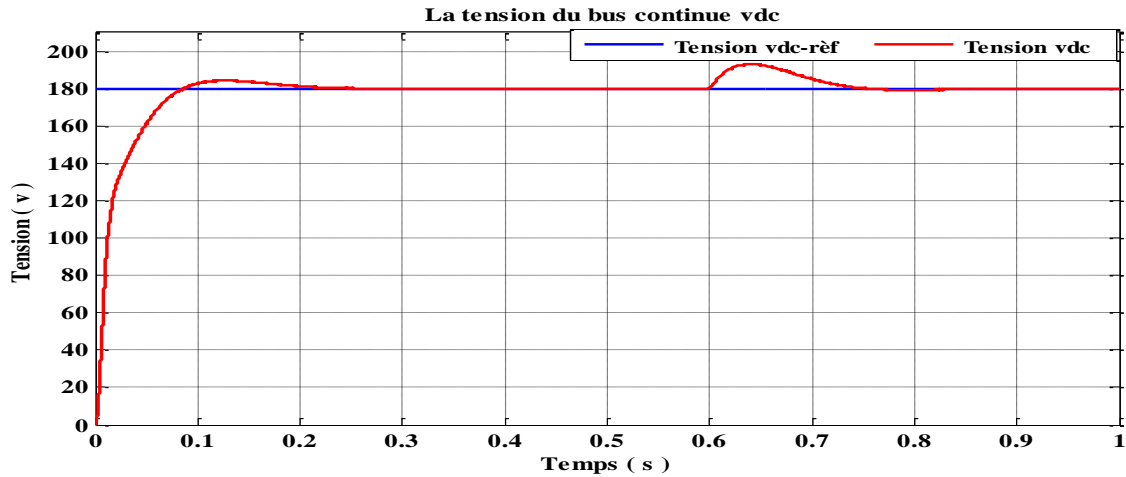
Figure IV.5 : Performances du redresseur MLI commandé par la stratégie DPC prédictive pour une tension  $v_{dc}$  de référence variable.

## 2. Réponses à une tension de référence $v_{dc}$ constant et une charge variable

La Figure (IV.6) représentée la réponse du redresseur commandé par la PDPC lors d'une référence de la tension de sortie constant à 180 volts et une charge de 68.6  $\Omega$  a 100  $\Omega$ .



(a)



(b)

**Figure IV.6:** Test de robustesse de la commande vis-à-vis la variation de la charge.

### IV.3.2. Interprétation des résultats de simulation

Les figures (IV.4), (IV.5) et (IV.6) représentent les résultats de simulation d'un redresseur MLI commandé par la PDPC avec différents états de simulation.

La figure (IV.4) montre les différentes réponses de l'utilisation du référence de la tension de sortie constante et de même que la charge. On remarque que le courant du réseau est sinusoïdal et porte un THD de 1.20%. Ce dernier reste en phase avec la tension du réseau donc en conséquent que le facteur de puissance unitaire et la puissance réactive nulle, la tension de sortie toujours suit la référence et la puissance active à la valeur de 500 watt.

La figure (IV.5) représente la réponse du courant de réseau et la tension du bus continue avec une variation de référence de la tension de sortie. On remarque que la tension de sortie suit bien sa référence et le courant de réseau reste sinusoïdale et augmente avec l'augmentation de la tension de référence.

La figure (IV.6) montre l'allure du courant de ligne et la tension de sortie lors d'une augmentation de la charge, le courant de ligne reste sinusoïdale et diminue avec l'augmentation de la charge en plus la tension de sortie reste constante à la valeur de référence 180 volt, ce résultat montre la robustesse de cette commande.

### IV.4. Etude comparative entre la commande DPC et la commande PDPC:

L'objectif de cette étude est de montrer l'apport de chacune des deux méthodes de contrôle direct de la puissance présentées tout au long de ce travail. Les deux critères pris en compte dans l'évaluation des performances de ces commandes sont: le taux de distorsion des courants de réseau (THD) et l'ondulation des puissances active et réactive.

Les valeurs du THD obtenu en régime permanent pour les deux commandes donnent des valeurs de THD acceptables inférieurs à 5%. Nous remarquons aussi la supériorité de la commande PDPC par

rapport au DPC, en effet, elle est capable de réduire le THD à une faible valeur de l'ordre de 1.20%. On autre part présente à l'allure des puissances obtenue pour les deux commandes, on remarque que la commande PDPC présente une faible ondulation et faible erreur par rapport à la DPC.

#### **IV.5. Conclusion**

La stratégie de la commande étudiée dans ce chapitre est la PDPC. Cette dernière est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal qui doit être appliqué durant chaque période d'échantillonnage, afin d'optimiser une fonction de coût qui est basée sur la somme quadrature des écarts entre les puissances active et réactive et leurs valeurs de références.

Les résultats de simulation obtenus montrent que cette stratégie apporte une solution très intéressante au traitement du problème des harmoniques de la source et de bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas du taux distorsion harmonique de courant.

*Conclusion  
générale*



### Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est le traitement du problème de perturbations électriques qui touchent le réseau est inscrit dans les recherches des solutions qui permettent l'amélioration de la qualité d'énergie électrique. L'une des solutions est les redresseurs PWM, ces convertisseurs connaissent ces dernières années un essor considérable, vu aux multiples avantages qu'ils présentent, nous citons :

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

Dans ce travail, nous nous sommes intéressé aux principes de fonctionnement et de contrôle d'un convertisseur AC/DC de courant associé à un réseau électrique équilibré contrôlé par trois techniques de commande différentes. La stratégie de commande à hystérésis, la stratégie de Commande Directe de Puissance DPC pour les 12 secteurs et aussi la stratégie de commande prédictive PDPC.

La première partie de ce travail, a été consacrée à l'étude de problème des harmoniques et des perturbations affectant la tension du réseau et dégradant ainsi la qualité de l'énergie électrique. En autre part présenté les différents moyens, traditionnels et modernes, de réduction des harmoniques. Nous nous sommes intéressés dans ce travail à cette dernière solution, basée sur la conception de nouvelles stratégies de commande des convertisseurs AC/DC à absorption de courant sinusoïdal.

La deuxième partie de ce travail, a été consacrée à l'étude de la structure et la modélisation du redresseur PWM. De plus nous avons étudiés la technique de control par hystérésis, cette technique consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence et fait une partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et limite automatiquement le courant dans une bande comme il est montré dans les résultats de simulation avec le logiciel MATLAB (SIMULINK).

La troisième partie de ce travail, a été consacrée à l'étude d'autres types de contrôle. Cette structure de commande, appelée la Commande Directe de Puissance (DPC), est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées. Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation adoptée apportant une solution très intéressante au traitement du problème

## Conclusion générale

---

des harmoniques de la source. Les résultats de simulation présentent une réponse transitoire rapide et un haut comportement statique et montrent le fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec amélioration importante dans la forme des courants et la qualité de la tension continue de sortie.

Dans la quatrième partie on a appliqué une autre technique appelé la Commande Directe de Puissance Prédicative PDPC. A cet effet, l'approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal qui doit être appliqué durant chaque période d'échantillonnage, afin d'optimiser une fonction de coût qui est basée sur la somme quadrature des écarts entre les puissances active et réactive et leurs valeurs de références. Les résultats de simulation obtenus montrent des bonnes performances en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas du taux distorsion harmonique de courant qui est bien inférieure aux autres techniques.

Comme perspective, ce travail peut être étendu aux implémentations pratiques des différentes commandes étudiées, d'appliquer d'autres types de commande avec fréquence de commutation constante pour alléger le fonctionnement des semi-conducteurs, l'étude et l'application d'autres structure de convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux.

## **Les Références bibliographiques**

- [1] **Chellah Samira**, "Analyse stochastique de la résultante d'injection de courants harmoniques dans un réseau électrique", mémoire de magistère, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.
- [2] **Boudries Zoubir**, "Etude d'une Génératrice Asynchrone Commandée", thèse de doctorat, université A. Mira Bejaia, 2013.
- [3] **Belhaouchet Nouri**, "Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées", thèse de doctorat, université Ferhat Abbas de Sétif, 2011.
- [4] **M. AlaaEddin Alali**, "Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension ", thèse de doctorat, université Louis Pasteur de Strasbourg I, 2002.
- [5] **A. Lopez De Heredia Bermeo**, "Commandes avancées des systèmes dédiés 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 (INPG), 1996.
- [6] **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, Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), 1996.
- [7] **k. Aliouane**, "Contribution à l'étude du filtrage d'harmoniques des réseaux de distribution à l'aide de l'association des filtres actif et passif parallèle", thèse de doctorat, l'INPL-ENSEM, Nancy 1995.
- [8] **L. Benchaita**, "Eude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle-commande ", thèse de doctorat, université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [9] **T. Deflandre, P. Mauras**, "Les harmoniques sur les réseaux électriques", Edition Eyrolles, 1998.
- [10] **M. Shafiee Koor**, "Amélioration de la qualité de l'énergie à l'aide de compensateurs actifs : série, parallèle ou conditionneurs unifiés de réseaux électriques", Thèse de doctorat, Ecole Polytechnique de l'université de Nantes, 2006.
-

## Les Références bibliographiques

---

- [11] **S. Guffon**, "Modélisation et commandes à structure variable de filtres actifs de puissance", thèse de doctorat, de l'INPG, Grenoble, 2000.
- [12] **O.C.N. Souto, J.C de Oliveira**, "Practical proposals to reduce harmonic currents in electrical power systems", ELECTRIMACS'96, pp. 887-891, 1996.
- [13] **C. Lotto, O. Lapierre, H. Pouliquen et S. Saadate** : "Filtrage actif des harmoniques en courant et en tension des réseaux électriques: Modélisation, Simulation numérique et expérimentation", Journal Physique III France, pp. 2433-2457, 1997.
- [14] **M. Aissani, S. Mitt**, "Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI", mémoire d'ingénieur, EMP d'Alger, 2005.
- [15] **H. Akagi**, "Active filters and energy storage systems for power conditioning in Japan", proceeding of first international conference on power electronics systems and applications, pp. 79-88, 2004.
- [16] **H. Akagi**, "Active harmonic filters", proceeding of IEEE, vol. 93, no. 12, pp. 2128-2141, 2005.
- [17] **J. Fadat, Y. Dorali**, "Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé", 3EI, n°. 52, pp. 46-59, 2008.
- [18] **P. Ledoux, G. Ollé**, "Compensateur d'harmonique et de puissance réactive", système didactique, RESELEC, 2002.
- [19] **A. Bouafia**, "Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance: application aux redresseurs à MLI", thèse de doctorat, université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 2010.
- [20] **M. Liserre**, "Innovative control techniques of power converters for industrial automation", thèse de doctorat, Polytechnique Di Bari, Italie, 2001.
- [21] **M. Sofiane**, "Etude et réalisation de la commande par DSP d'un convertisseur AC/DC", Mémoire de magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, **2012**.
- [22] **X. Pierre and J.P. Cambronne**, "Comparaison between PUM Voltage and current structures characteristics ", EPE JOURNAL, Vol 5, N° : 3, N° : 2 Septembre, 1995.
- [23] **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 Polytechnique (EMP), Alger, 2007.
-

## Les Références bibliographiques

---

- [24] **P.Rioual, H. Pouliquen, J-P. Louis**, "Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation ", the European Power Electronics Association, N°13-169, 1993.
- [25] **B. Mansour, S.Barkat**, "Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative" Le Premier Séminaire National sur le Génie Electrique Appliqué aux Energies Renouvelables Chlef, ALGERIE ,2010.
- [26] **M. Malinowski, M.P. Kazmierkowski, A. Trzynadlowski** "Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers ", Science Direct, M. Malinowski et al. Mathematics and Computers in Simulation 63, pp.349 –360, 2003.
- [27] **E. G. Shahraki**, "Apport de l'UPFC à l'amélioration de la stabilité transitoire des réseaux électriques", Thèse de doctorat de l'université de Henri Poincaré, Nancy 1, 2003.
- [28] **S. Beaulieu**, "Etude et mise au point d'un filtre actif d'harmoniques en vue d'améliorer la qualité de l'alimentation électrique", Mémoire de maîtrise en ingénierie, Université de Québec à Chicoutimi, 2007.
- [29] **A.Bouafia , F. Krim , J. Gaubert** , " Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1,pp. 1945–1955, 2010.
- [30] **B.S.Chen and G.Jo'os**, "Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation" IEEE Transactions on power electronic, 2008.
- [31] **A.Bouafia, F.Krim, J-P.Gaubert** , "Design and implementation of high performance direct power control of three-phase PWM rectifier, via fuzzy and PI controller for output regulation", Energy Conversion and Management, Éd. Elsevier, vol.50, no. 1, pp. 6-13, Jan. 2009.
- [32] **J.Monteiro, J.f.Silva, S.F. Pinto, and J.Palma**, "Direct power control of matrix converter based unified power flows controllers", Industrial Electronics . IECON '09. 35<sup>th</sup> Annual conference of IEEE Digital object identifier, 2009.
- [33] **A .Bouafia, J-P.Gaubert, F.Krim** , "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier", 13th International Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, 2008.
- [34] **E.F. Camacho, C.Bordons**, "Model Predictive Control", Springer- Verlag London, 2eme édition, 2003.
- [35] **L.Djaghдали**, "Contribution à la commande prédictive directe au couple de la machine à induction", Thèse de doctorat électrotechnique, Université de Batna 2, 2016.
-

## Les Références bibliographiques

---

- [36] **L.Zakaria**, "Commande prédictive non linéaire de la machine à induction". Mémoire de magister, Université d'Oum El Bouaghi. 2009.
- [37] **M.Cichowlas, M.Malinowski, P.Kazmierkowski, DL.Sobczuk, P.Rodriguez, and j.Pou**, "Active filtering Function of Three-phase PWM Boost Rectifier under different line voltage condition", IEEE Transformation on Industrial Electronics, 2005.
- [38] **E. G. Migliore**, "Commande Prédictive à Base de Programmation Semi Définie", thèse de doctorat, l'Institut National des Sciences Appliquées de Toulouse, 2004.
- [39] **S.Bengana**, "Stratégie de contrôle de puissance d'un redresseur PWM Triphasé", mémoire master Université Kasdi Merbah Ouargla, 2013.
- [40] **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.
-

## Annexe « A »

### Paramètres du système [19]:

Pour le système global nous avons utilisé les paramètres suivants :

➤ **Le réseau :**

- Amplitude de la tension du réseau:  $E_m = 69.3 \text{ V}$ .
- Fréquence : 50 HZ.
- Résistance de l'inductance de couplage :  $R = 0.56 \Omega$ .
- Self de l'inductance de couplage :  $L = 19.5 \text{ mH}$ .

➤ **Le redresseur**

- Résistance de la charge :  $R_{ch} = 68.6 \Omega$ .
- Capacité du bus continu :  $C = 1100 \mu\text{F}$

➤ **Le régulateur de tension de sortie**

- Gain proportionnel :  $k_p=0.033$ .
- Gain intégrateur :  $k_i=0.88$ .
- Référence de la tension continue de sortie  $v_{dc}^* = 180 \text{ volt}$ .

Temps d'échantonnage :  $T_e = 5.10^{-5}$ .

## Annexe « B »

Pour chaque secteur, le changement de la puissance réactive est positif pour trois vecteurs, négatif pour trois vecteurs, et zéro pour  $V_0, V_7$ . Le signe du changement de la puissance active est positif pour quatre vecteurs, négatif pour deux ou trois vecteurs.

### Secteur 1

$\overline{\Delta p_1} > 0$	$\overline{\Delta p_1} < 0$	$\overline{\Delta q_1} > 0$	$\overline{\Delta q_1} < 0$	$\overline{\Delta p_1} = 0$
$V_3, V_4, V_5, V_0$	$V_1, V_6$	$V_1, V_2, V_3$	$V_4, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis  $S_q$  et  $S_p$  les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_1$ , sont montré dans le tableau suivant :

Secteur 1		$\overline{\Delta q_1}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow S_q = 0$
$\overline{\Delta p_1}$	$> 0 \leftrightarrow S_p = 1$	$v_3$	$v_4, v_5$
	$< 0 \leftrightarrow S_p = 0$	$v_1$	$v_6$

### Secteur 2

$\overline{\Delta p_2} > 0$	$\overline{\Delta p_2} < 0$	$\overline{\Delta q_2} > 0$	$\overline{\Delta q_2} < 0$	$\overline{\Delta p_2} = 0$
$V_3, V_4, V_5, V_0$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3, V_4$	$V_1, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

Pour chaque combinaison des signaux de sortie d'hystérésis  $S_q$  et  $S_p$  les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_2$ , sont montré dans le tableau suivant :

Secteur 2		$\overline{\Delta q_2}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q = 1$	$< 0 \leftrightarrow S_q = 0$
$\overline{\Delta p_2}$	$> 0 \leftrightarrow S_p = 1$	$v_3, v_4$	$v_5$
	$< 0 \leftrightarrow S_p = 0$	$v_2$	$v_1$

### Secteur 3

$\overline{\Delta p_3} > 0$	$\overline{\Delta p_3} < 0$	$\overline{\Delta q_3} > 0$	$\overline{\Delta q_3} < 0$	$\overline{\Delta p_3} = 0$
$V_4, V_5, V_6, V_0$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3, V_4$	$V_1, V_5, V_6$	$V_0, V_7$



## Les Annexes

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_3$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 3		$\overline{\Delta_{q3}}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta_{p3}}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_4$	$v_5, v_6$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_2$	$v_1$

### Secteur 4

$\overline{\Delta p_4} > 0$	$\overline{\Delta p_4} < 0$	$\overline{\Delta q_4} > 0$	$\overline{\Delta q_4} < 0$	$\overline{\Delta p_4} = 0$
$V_4, V_5, V_6, V_0$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4, V_5$	$V_1, V_2, V_6$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_4$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 4		$\overline{\Delta_{q4}}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta_{p4}}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_4, v_5$	$v_6$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_3$	$v_2$

### Secteur 5

$\overline{\Delta p_5} > 0$	$\overline{\Delta p_5} < 0$	$\overline{\Delta q_5} > 0$	$\overline{\Delta q_5} < 0$	$\overline{\Delta p_5} = 0$
$V_1, V_5, V_6, V_0$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4, V_5$	$V_1, V_2, V_6$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_5$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 5		$\overline{\Delta_{q5}}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta_{p5}}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_5$	$v_6, v_1$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_3$	$v_2$

### Secteur 6

$\overline{\Delta p_6} > 0$	$\overline{\Delta p_6} < 0$	$\overline{\Delta q_6} > 0$	$\overline{\Delta q_6} < 0$	$\overline{\Delta p_6} = 0$
$V_1, V_5, V_6, V_0$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5, V_6$	$V_1, V_2, V_3$	$V_0, V_7$

## Les Annexes

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_6$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 6		$\overline{\Delta_{q6}}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta_{p6}}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_5, v_6$	$v_1$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_4$	$v_3$

### Secteur 7

$\overline{\Delta p_7}>0$	$\overline{\Delta p_7}<0$	$\overline{\Delta q_7}>0$	$\overline{\Delta q_7}<0$	$\overline{\Delta p_7}=0$
$V_1, V_2, V_6, V_0$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5, V_6$	$V_1, V_2, V_3$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_7$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 7		$\overline{\Delta_{q7}}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta_{p7}}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_6$	$v_1, v_2$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_4$	$v_3$

### Secteur 8

$\overline{\Delta p_8}>0$	$\overline{\Delta p_8}<0$	$\overline{\Delta q_8}>0$	$\overline{\Delta q_8}<0$	$\overline{\Delta p_8}=0$
$V_1, V_2, V_6, V_0$	$V_4, V_5$	$V_1, V_5, V_6$	$V_2, V_3, V_4$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_8$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 8		$\overline{\Delta_{q8}}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta_{p8}}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_1, v_6$	$v_2$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_5$	$v_4$

### Secteur 9

$\overline{\Delta p_9}>0$	$\overline{\Delta p_9}<0$	$\overline{\Delta q_9}>0$	$\overline{\Delta q_9}<0$	$\overline{\Delta p_9}=0$
$V_1, V_2, V_3, V_0$	$V_4, V_5$	$V_1, V_5, V_6$	$V_2, V_3, V_4$	$V_0, V_7$

## Les Annexes

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_9$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 9		$\overline{\Delta}_{q9}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta}_{p9}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_1$	$v_2, v_3$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_5$	$v_4$

### Secteur 10

$\overline{\Delta p_{10}} > 0$	$\overline{\Delta p_{10}} < 0$	$\overline{\Delta q_{10}} > 0$	$\overline{\Delta q_{10}} < 0$	$\overline{\Delta p_{10}} = 0$
$V_1, V_2, V_3, V_0$	$V_4, V_5$	$V_1, V_5, V_6$	$V_2, V_3, V_4$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_{10}$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 10		$\overline{\Delta}_{q10}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta}_{p10}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_1, v_2$	$v_3$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_6$	$v_5$

### Secteur 11

$\overline{\Delta p_{11}} > 0$	$\overline{\Delta p_{11}} < 0$	$\overline{\Delta q_{11}} > 0$	$\overline{\Delta q_{11}} < 0$	$\overline{\Delta p_{11}} = 0$
$V_2, V_3, V_4, V_0$	$V_5, V_6$	$V_1, V_2, V_3$	$V_4, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_{11}$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 11		$\overline{\Delta}_{q11}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta}_{p11}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_2$	$v_3, v_4$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_6$	$v_5$

### Secteur 12

$\overline{\Delta p_{12}} > 0$	$\overline{\Delta p_{12}} < 0$	$\overline{\Delta q_{12}} > 0$	$\overline{\Delta q_{12}} < 0$	$\overline{\Delta p_{12}} = 0$
$V_2, V_3, V_4, V_0$	$V_1, V_6$	$V_1, V_2, V_3$	$V_4, V_5, V_6$	$V_0, V_7$

## Les Annexes

---

Les vecteurs de tension choisis pour le secteur  $\theta_{12}$ , sont montrés dans le tableau suivant :

Secteur 12		$\overline{\Delta}_{12}$	
		$> 0 \leftrightarrow S_q=1$	$< 0 \leftrightarrow S_q=0$
$\overline{\Delta}_{p12}$	$> 0 \leftrightarrow S_p=1$	$v_2, v_3$	$v_4$
	$< 0 \leftrightarrow S_p=0$	$v_1$	$v_6$

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES EN VUE DE L'OBTENTION DU DIPLÔME  
DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE**

**SPECIALITE : COMMANDE ELECTRIQUE**

Proposé et dirigé par : **Mr. BEDBOUDI Mohamed**

Présenté par : **DAHMANE Ayoub & BOUGUERRA Khalil**

## **Thème**

---

### **Etude et Commande d'un Convertisseur Statique AC/DC à Prélèvement Sinusoïdal**

---

#### **Résumé**

Le distributeur d'énergie électrique fourni de tensions sinusoïdales triphasées équilibrées à l'ensemble des consommateurs. Cependant l'utilisation intensive des convertisseurs statiques a conduit à l'augmentation de la pollution harmonique dans les réseaux électriques et une consommation importante de la puissance réactive. Ce problème peut être traité par l'utilisation du redresseur MLI. Ce dernier est un convertisseur dont les caractéristiques lui permettent d'absorber des courants de réseaux sinusoïdaux, et de contrôler le facteur de puissance.

L'objectif de notre travail est l'étude d'un redresseur MLI triphasé fonctionnant à facteur de puissance unitaire. En effet, différentes stratégies de commande ont été développées et simulées dont le but d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continue et un prélèvement des courants sinusoïdaux du côté réseau. Ces stratégies sont basées sur le contrôle direct des puissances instantané à savoir : la commande directe de puissance et la commande directe de puissance prédictive. La simulation de ces méthodes a été mise en œuvre à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Ces Commandes ont prouvés leur efficacité en termes de diminution du taux de distorsion harmonique des courants absorbés, bon réglage des puissances active, réactive et la tension continue de sortie et un fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

**Les mots clés :** *Redresseur PWM, Commande Directe de Puissance DPC, Commande Directe de Puissance Prédictive PDPC, Taux Distorsion Harmonique THD, Facteur de Puissance.*

N° d'ordre : CSE-