

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

Université A.MIRA-BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de Fin d'Etudes

Présenté par :

Kahina YAHIA CHERIF & Ramtane BEDJIH

En vue de l'obtention du diplôme de **MASTER**

Filière : Electrotechnique

Option : Electrotechnique Industrielle

Thème

**COMMANDE FLOUE D'UN REDRESSEUR MLI
TRIPHASE**

Encadré par :

M. BOUDERIES Zoubir

Mémoire présenté devant un jury composé :

M. TARAFT Saci

M. TAIB Nabil

Année Universitaire 2019/2020

REMERCIEMENTS

Nous tenons à remercier, dans un premier temps, notre promoteur **M. BOUDRIES** pour le thème qu'il a proposé et ses conseils tout au long de ce travail. Nous remercions aussi **M. MELLAHI** qui nous a guidés dans l'une des parties du mémoire, son assistance et ses conseils étaient d'une aide précieuse.

Nous tenons, aussi, à remercier les membres du jury qui ont accepté d'examiner et d'évaluer notre travail.

Nous remercions également tous les enseignants de la faculté de technologie, en particulier, ceux du département d'Electrotechnique.

Un merci spécial à :

- **M. ADLI** et **M. BOUDRIES** qui nous ont ouverts les portes vers l'électronique de puissance.
- Tous **LES ENSEIGNANTS** qui nous ont formés pour atteindre ce jour.
- Toutes personnes qui étaient et qui sont à cœur avec nous.

RESUME

Ce mémoire est consacré à la commande floue d'un redresseur MLI triphasé. Considéré comme l'une des meilleures solutions de dépollution harmonique, il a fait l'objet, ces dernières années, de plusieurs recherches touchant plusieurs aspects ; structures, semi-conducteurs utilisées et techniques de commande. Notre étude se veut une modeste contribution visant à booster ses performances par une commande appropriée. Nous nous sommes intéressés, dans ce travail, à la commande directe en puissance (DPC) qui se base sur le contrôle des puissances instantanées active et réactive échangées entre les 2 côtés du convertisseur moyennant une table de commutation. Selon la table choisie, les performances du redresseur peuvent varier.

Le concept de "logique floue" est un outil très intéressant. Dans notre étude, il a été associé à l'une des tables étudiées en vue d'obtenir de meilleures performances. Une simulation de deux tables, une classique, l'autre floue est effectuée moyennant le logiciel MATLAB/Simulink.

Mots clés : Redresseur MLI, Commande Directe De Puissance, Logique Floue.

Table des matières

INTRODUCTION GENERALE	1
CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE	4
I.1 Introduction	5
I.2 Qualité de l'énergie électrique.....	5
I.2.1 Creux de tension et coupure	5
I.2.2 Surtension.....	6
I.2.3 Variations et fluctuations de tension.....	7
I.2.4 Déséquilibre	7
I.3 Les harmoniques.....	8
I.3.1 Définition.....	8
I.3.2 Origines	8
I.3.3 Effets	8
I.3.4 Notions sur les harmoniques.....	9
I.4 Solutions pour la réduction des effets des perturbations	13
I.5 Conclusion.....	18
CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE.....	19
II.1 Introduction.....	20
II.2 Définition	20
II.3 Structures du redresseur MLI.....	20
II.3.1 Structure tension.....	20
II.3.2 Structure courant.....	21
II.4 Principe de fonctionnement	22
II.5 Modélisation du redresseur MLI.....	23
II.6 Techniques de commande d'un redresseur MLI	25
II.6.1 DPC et VF-DPC	26
II.6.2 DPC-SVM.....	29
II.6.3 VOC et VFOC	29
II.6.4 Etude comparative	30

II.7 Applications du redresseur MLI	32
II.8 Conclusion	36
CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI	37
III.1 Introduction	38
III.2 La commande directe de puissance	38
III.2.1 Principe	39
III.2.2 Estimation des puissances active et réactive	39
III.2.3 Régulateurs à hystérésis.....	40
III.2.4 Position du vecteur tension.....	41
III.2.5 Table de commutation.....	42
III.3 DPC Floue	43
III.3.1 Intérêt de l'utilisation de la logique floue.....	44
III.3.2 Notions liées à la logique floue.....	44
III.3.3 Fonctionnement d'un système flou	45
III.3.4 Principe de la DPC floue.....	46
III.4 Conclusion.....	51
CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS	52
IV.1 Introduction	53
IV.2 Simulations.....	53
IV.2.1 Table classique	54
IV.2.2 Table floue.....	56
IV.3 Interprétations	58
IV.4 Etude comparative.....	60
IV.5 Conclusion.....	61
CONCLUSION GENERALE.....	62
REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES.....	64

LISTE DES TABLEAUX

Tableau II.1 Etude comparative des différentes techniques de commande.....	30
Tableau III.1 Variation de vecteur d'espace de tension du convertisseur	43
Tableau III.2 Table de commutation classique	42
Tableau III.3 Table de commutation floue	49
Tableau IV.1 Paramètres de simulation	52
Tableau IV.2 Caractéristiques dynamiques du système.....	57
Tableau IV.3 Caractéristiques liées à chaque table	60

LISTE DES FIGURES

Figure I.1 Certaines structures de dispositif FACTS séries.....	15
Figure I.2 Certaines structures de dispositifs FACTS shunts.....	15
Figure I.3 Principe du prélèvement sinusoïdal par correction du facteur de puissance	16
Figure I.4 Principe du prélèvement sinusoïdal par injection du courant	17
Figure I.5 Schéma d'un redresseur à MLI	17
Figure II.1 Structure du redresseur de tension.....	21
Figure II.2 Structure du redresseur de courant.....	22
Figure II.3 Vecteurs de commande.....	22
Figure II.4 Schéma d'un redresseur MLI.....	23
Figure II.5 Schéma bloc représentant le modèle du redresseur MLI	25
Figure II.6 Principe de la DPC et de la VF-DPC	27
Figure II.7 Principe de la DPC-SVM	28
Figure II.8 Principe de la VOC et de la VFOC	29
Figure II.9 Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz	32
Figure II.10 Redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse.....	32
Figure II.11 Eolienne à vitesse variable basée sur une GAS	34
Figure II.12 Eolienne à vitesse variable à base de la GS. (a) La GS couplée à la turbine via un multiplicateur. (b) La GS directement couplée à la turbine	35
Figure II.13 Eolienne à vitesse variable à base de la GADA	35
Figure III.1 Principe de la DPC.....	38
Figure III.2 Plan $\alpha\beta$ divisé en 12 secteurs.....	40
Figure III.3 Variations des puissances instantanées active et réactive.....	42
Figure III.4 Principe de la DPC floue	46
Figure III.5 Variation de la puissance active en fonction du vecteur de commande	47
Figure III.6 Variation de la puissance réactive en fonction du vecteur de commande.....	47
Figure III.7 Fonctions d'appartenance des entrées.....	48
Figure III.8 Fonctions d'appartenance des sorties.....	48
Figure IV.1 Tension du bus continu pour une charge constante.....	53
Figure IV.2 Courants de ligne.....	54
Figure IV.3 $e_a(t)$ et $i_a(t)$ en phase ($PF = 1$).....	54
Figure IV.4 Puissance active	54
Figure IV.5 Puissance réactive.....	54
Figure IV.6 Taux de distorsion harmonique	55
Figure IV.7 Tension du bus continu pour une charge variable	55

Figure IV.8 Tension du bus continu pour une charge constante.....	55
Figure IV.9 Courants de ligne.....	56
Figure IV.10 $e_a(t)$ et $i_a(t)$ en phase ($PF = 1$).....	56
Figure IV.11 Puissance active	56
Figure IV.12 Puissance réactive.....	56
Figure IV.13 Taux de distorsion harmonique	57
Figure IV.14 Tension du bus continu pour une charge variable	57
Figure IV.15 Tension du bus continu	59
Figure IV.16 Courant de ligne de la phase a	59
Figure IV.17 Puissance active	59
Figure IV.18 Puissance réactive.....	60

LISTE DES SIGLES ET DES ACRONYMES

BT	Basse Tension
CEI	Communauté des États Indépendants
CENELEC	Comité Européen de Normalisation en Electronique et en Electrotechnique
DPC	Direct Power Control
DPC-SVM	Direct Power Control with Space-Vector Modulation
FACTS	Flexible Alternating Current Transmission Systems
FDPC	Fuzzy Direct Power Control
HT	Haute Tension
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPFC	Interline Power Flow Controller
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
MT	Moyenne Tension
P-DPC	Predictive Direct Power Control
PFC	Power Factor Correction
PI	Proportional Integrator
SMES	Superconducting Magnetic Energy Storage
SSSC	Static Synchronous Series Compensator
STATACOM	Static Synchronous Compensator
SVC	Static Var Compensator
SVM	Space-Vector Modulation
TCPAR	Thyristor Controlled Phase Angle Regulator
TCR	Thyristor Controlled Reactor
TCSC	Thyristor Controlled Series Capacitor
TCSR	Thyristor Controlled Serie Reactor
THD	Total Harmonic Distortion
TNC	Terre Neutre Confondus
TSC	Thyristor Switched Capacitor
TSR	Thyristor Switched Reactor
TSSC	Thyristor Switched Serie Capacitor
TSSR	Thyristor Switched Serie Reactor
UPF	Unity Power Factor

UPFC	Unified Power Flow Controller
VF-DPC	Virtual-Flux-based Direct Power Control
VFOC	Virtual-Flux-based Oriented Control
VOC	Voltage Oriented Control

LISTE DES SYMBOLES ET DES NOTATIONS

e_a, e_b, e_c	Tension simple du réseau
v_{ra}, v_{rb}, v_{rc}	Tension simple à l'entrée du pont redresseur
i_a, i_b, i_c	Courants de ligne
v_{dc}, I_{dc}	Tension et courant du bus continu
I_{ch}	Courant de charge
I_{red}	Courant redressé
$\alpha\beta$	Repère stationnaire
dq	Repère synchrone tournant
e_α, e_β	Composante du vecteur tension dans le repère $\alpha\beta$
i_α, i_β	Composante du vecteur courant dans le repère $\alpha\beta$
e_d, e_q	Composante du vecteur tension dans le repère dq
i_d, i_q	Composante du vecteur courant dans le repère dq
S_a, S_b, S_c	Signaux de commande des interrupteurs de puissance
S_p, S_q	Sortie numérique des comparateurs à hystérésis des puissances p et q
R, L	Résistance et inductance de la bobine de couplage
C	Capacité du condensateur du bus continu
R_{ch}	Résistance de la charge
X, X_n	Valeur efficace du fondamental et de l'harmonique de rang n d'un signal
I, I_n	Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang n
θ	Secteur
φ	Déphasage entre le courant et la tension
ψ	Flux
S	Puissance apparente
p	Puissance active instantanée
q	Puissance réactive instantanée
D	Puissance déformante
Δp	Variation de la puissance active

Δq	Variation de la puissance réactive
p_{ref}	Puissance active de référence
q_{ref}	Puissance réactive de référence
ω	Pulsation
f	Fréquence du réseau
H_p, H_q	Ecart des régulateurs
$\varepsilon_p, \varepsilon_q$	Sorties des comparateurs
A	Sous-ensemble
u	Élément de U
U	Univers de discours
$\mu_A(u)$	Fonction d'appartenance

INTRODUCTION GENERALE

INTRODUCTION GENERALE

L'électronique de puissance est une branche qui a pris le dessus, ces dernières années, dans le domaine du génie électrique. L'énergie électrique, de sa production, dans les centrales, jusqu'aux différents récepteurs (industriels ou domestiques), demeure dominante. Cependant, la présence d'éléments d'électronique de puissance, tels que les convertisseurs statiques qui sont très utilisés, engendre des perturbations et une pollution sur le réseau et les différentes installations.

Différentes solutions peuvent être utilisées pour remédier à ces problèmes, parmi celles-ci, on trouve les redresseurs MLI. Plusieurs techniques de commande ont été conçues afin d'améliorer les performances de ce convertisseur. On peut citer :

- VOC (Voltage Oriented Control).
- VFOC (Virtual Flux Oriented Control).
- DPC (Direct Power Control).
- VF-DPC (Virtual Flux Based Direct Power Control).
- DPC-SVM (Direct Power Control with Space Vector Modulation).

Toutes ces techniques ont pour but d'assurer les performances suivantes : régler la tension du bus continu à la valeur désirée, obtenir un taux de distorsion harmonique le plus faible possible ainsi qu'un facteur de puissance unitaire.

Dans cette étude, nous nous intéressons à la commande directe de puissance (DPC). A vrai dire, nous voulons améliorer cette technique, en utilisant, la logique floue qui permet de prendre en considération les marges négligées par la logique classique.

De ce fait, nous allons, dans le premier chapitre, présenter des notions générales liées à la qualité de l'énergie.

Le deuxième chapitre sera consacré à des notions liées aux redresseurs MLI et les techniques de commande.

Le chapitre trois sera dédié à la commande directe de puissance (DPC) et la commande directe de puissance floue (F-DPC) qui seront utilisées pour la commande de notre convertisseur.

Pour finir, le dernier chapitre sera consacré à la simulation des différentes approches moyennant le logiciel MATLAB/Simulink.

INTRODUCTION GENERALE

Nous terminerons notre travail par une conclusion générale et des perspectives pour son amélioration par les promotions futures.

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

I.1 Introduction

Le fonctionnement de tout dispositif électrique que ça soit au sein des centrales de production, des réseaux de transport et de distribution et même coté récepteurs est régi par des normes afin d'assurer la meilleure qualité de l'énergie possible. En effet, le fonctionnement de la majorité des récepteurs, dans le réseau électrique, nécessite une tension sinusoïdale afin d'assurer l'absence de circulation des harmoniques dans les installations électriques.

Cependant, les charges non linéaires affectent d'une manière directe la forme d'onde du courant ce qui provoque l'apparition des harmoniques. Parmi ce type de charges, on trouve les composants d'électronique de puissance, en l'occurrence, les convertisseurs statiques. Ces derniers sont très utilisés dans les applications industrielles.

Dans ce chapitre, nous allons présenter des notions générales sur la qualité de l'énergie. Nous allons, tout d'abord, définir la qualité de l'énergie afin de comprendre son importance dans le domaine du génie électrique. Puis, nous parlerons sur les harmoniques et leurs effets sur les équipements électriques. Pour finir, nous allons présenter des solutions pour réduire ces phénomènes perturbateurs.

I.2 Qualité de l'énergie électrique

L'énergie électrique, de sa production jusqu'à sa distribution, doit être sous forme d'un système triphasé équilibré. Afin de respecter les critères qui décrivent ce système, le concept de la qualité de l'énergie est utilisé. Le degré de conformité d'une source électrique triphasée équilibrée est jugé selon certains paramètres, on cite :

- L'amplitude de la grandeur.
- Sa forme d'onde sinusoïdale.
- Sa fréquence.
- La symétrie du système triphasé (module et déphasage des grandeurs les uns par rapport aux autres).

Plusieurs phénomènes peuvent affecter la qualité de l'énergie. Ils peuvent être soit internes liés au système, soit externes liés, par exemple, aux phénomènes atmosphériques.

I.2.1 Creux de tension et coupure

Un creux de tension est une baisse brutale de la tension en un point d'un réseau d'énergie électrique, à une valeur comprise :

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

- Entre 90% et 1% selon les normes CEI 61000-2-1 et CENELEC EN 50160.
- Entre 90% et 10% selon IEEE 1159.

Elle est suivie d'un rétablissement de tension après un court laps de temps compris entre $\frac{1}{2f}$ et une minute [1].

Une coupure est un cas particulier du creux de tension. Elle est d'une profondeur supérieur à :

- 99% selon CEI-CENELEC.
- 90% selon IEEE.

Elle est caractérisée d'une durée courte ne dépassant pas les 3 minutes pour les coupures courtes et plus de 3 minutes pour les coupures longues [1].

Origines [1] :

Elles sont dues, dans le cas des creux de tension et des coupures brèves, à :

- Des défauts sur le réseau de transport (HT) ou de distribution (BT, MT).
- Sur l'installation elle-même.
- La commutation de charges de puissance importantes.

Dans le cas des coupures longues à :

- L'isolement définitif d'un défaut permanent.
- L'ouverture volontaire ou intempestive d'un appareil.

Et, pour les coupures transitoires ($\Delta t \leq \frac{1}{2f}$), à :

- la mise sous tension d'un condensateur.
- L'isolement d'un défaut par un dispositif de coupure rapide.
- Aux encoches de commutation des convertisseurs polyphasés.

I.2.2 Surtension

Une surtension est une impulsion ou une onde qui se superpose à la tension nominale du réseau [2]. Elle peut apparaître entre les phases ou entre une phase et la terre (ou la masse). Elle est soit [1] :

- Temporaires (à fréquence industrielle).
- De manœuvre.

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

- D'origine atmosphérique.

Origines :

Les surtensions temporaires sont dues à [1] :

- Un défaut d'isolement entre une phase et la terre.
- La ferrorésonance (phénomène dû à un circuit comportant un condensateur et une inductance saturable).
- La rupture du conducteur de neutre.
- Défaut de régulateur d'un alternateur ou d'un régleur en charge de transformateur.
- La surcompensation de l'énergie réactive.

Les surtensions de manœuvre sont dues à [1] :

- une surtension de commutation en charge normale.
- Une surtension provoquée par l'établissement et l'interruption de petits courants inductifs.
- Une surtension provoquée par la manœuvre de circuits capacitifs.

Les surtensions atmosphériques sont dues à [1] :

- Un coup de foudre direct sur la ligne (le réseau).
- Une surtension induite par l'effet d'un coup de foudre.

I.2.3 Variations et fluctuations de tension

Les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10% de la tension nominale [1].

Les fluctuations de tension sont une suite de variations de la tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et son amplitude [1].

Origines [1] :

- Les variations de la tension sont dues à la variation lente des charges connectées au réseau.
- Les fluctuations sont dues à des charges industrielles rapidement variables.

I.2.4 Déséquilibre

On dit qu'un système triphasé est déséquilibré lorsque les amplitudes ne sont pas égales ou bien lorsque le déphasage des unes par rapport aux autres n'est pas égal à 120° [1].

Origines :

Ils sont dus aux connexions des charges déséquilibrées [1].

I.3 Les harmoniques

I.3.1 Définition

Les harmoniques sont des composantes sinusoïdales d'une grandeur périodique décomposée en série de Fourier [3]. Dans le domaine du génie électrique, on parle des courants et des tensions harmoniques. Ces derniers ont une fréquence multiple de la fréquence fondamentale, généralement de 50 ou 60 hertz dans les réseaux électriques.

I.3.2 Origines

Les courants et les tensions harmoniques sont créés par des charges non linéaires raccordées au réseau de distribution [4]. Sachant qu'une charge est dite non linéaire lorsqu'elle absorbe un courant ayant une forme différente de celle de la tension qui l'alimente [5].

On peut citer [5] :

- Les convertisseurs statiques.
- Les équipements industriels (machines à souder, four à arc,...).
- Les différents types de variateurs de vitesse.
- Les appareils de bureautique (ordinateur, imprimante,...).
- Les appareils domestiques (TV, four à micro-onde,...).
- Installations d'éclairage avec lampe à décharge.

I.3.3 Effets

Les harmoniques peuvent avoir plusieurs effets. On peut citer :

- Phénomène de résonance :

Ce phénomène est dû à l'association d'éléments capacitifs et inductifs. Il se manifeste par des valeurs extrêmement élevées ou extrêmement faibles des impédances [6].

- Phénomène d'échauffement :

Ce phénomène est dû à plusieurs pertes qui se produisent dans différents dispositifs de l'installation : câbles, machines asynchrones, transformateurs, condensateurs,... [7].

- Surcharge des matériels :

Plusieurs éléments peuvent être surchargés ou doivent être déclassés en raison des harmoniques tel que : les alternateurs, les onduleurs, les transformateurs, les machines asynchrones, les condensateurs, les conducteurs de neutre,... [8].

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

▪ Perturbation des charges sensibles :

La déformation de l'onde de tension ou de l'onde de courant peut induire des perturbations sur les appareils sensibles ainsi que les circuits de courant faible tels que : les dispositifs de régulation, de contrôle et de commande, le matériel informatique,... [9].

Impact économique :

Une étude technicoéconomique est toujours là pour faire l'équilibre. Dans notre cas, l'effet des harmoniques peut se montrer par [10] :

- Des pertes énergétiques.
- Un surcoût d'abonnement.
- Un surdimensionnement des matériels.
- Une réduction de la durée de vie des équipements.
- Des déclenchements intempestifs et des arrêts d'installation.

I.3.4 Notions sur les harmoniques

Les grandeurs électriques courants et tensions des réseaux industriels alternatifs, présentent une variation qui s'éloigne significativement de la sinusoïde pure. La courbe représentant la variation de ces grandeurs est composée d'un certain nombre de sinusoïdes de fréquences différentes, comprenant entre autres, une sinusoïde à fréquence industrielle dite sinusoïde fondamentale ou plus simplement : le fondamental.

Les composantes sinusoïdales possédant une fréquence multiple de celle de la composante fondamentale sont appelées les grandeurs harmoniques ou tout simplement « harmoniques ». L'amplitude de l'harmonique est généralement de quelques pour cents de celle du fondamental.

Rang de l'harmonique :

C'est le rapport de sa fréquence f_n à celle du fondamental (généralement la fréquence industrielle, 50 ou 60 Hz). Il est donné par :

$$n = \frac{f_n}{f_1} \quad (\text{I.1})$$

Par convention, le fondamental f_1 a le rang 1.

Représentation :

Un signal périodique $f(t)$ de période T peut se décomposer en une somme de fonctions sinusoïdales de la forme [11] :

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{n=\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (\text{I.2})$$

Tel que : n est un entier et $\omega = \frac{2\pi}{T}$.

Avec :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \quad (\text{I.3})$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(n\omega t) dt \quad (\text{I.4})$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(n\omega t) dt \quad (\text{I.5})$$

On remarque que a_0 est la valeur moyenne du signal. Alors, a_0 est nul si le signal est alternatif.

Spectre en fréquences :

La représentation spectrale des harmoniques peut être utilisée pour évaluer leur déformation [12]. Elle est donnée par la formule :

$$f(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} C_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad (\text{I.6})$$

Avec :

$$C_0 = a_0 \quad (\text{I.7})$$

$$C_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (\text{I.8})$$

$$\tan \varphi_n = \frac{b_n}{a_n} \quad (\text{I.9})$$

$$\cos \varphi_n = \frac{a_n}{\sqrt{a_n^2 + b_n^2}} \quad (\text{I.10})$$

Puissance active :

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

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) * i(t) dt \quad (\text{I.11})$$

On montre que :

$$P = V_0 I_0 + V_1 I_1 + \sum_{n \geq 2} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (\text{I.12})$$

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

Tel que :

φ_1 : Déphasage entre la tension et le courant du fondamental.

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

Si la tension est alternative sinusoïdale ou très faiblement déformée, on a :

- $V_0 = 0$.
- $V_n = 0$ pour $n \geq 2$.

Il s'ensuit que la relation donnant la puissance active se simplifie comme suit :

$$P = VI_1 \cos \varphi_1 \quad (\text{I.13})$$

Puissance réactive :

La puissance réactive est donnée par :

$$Q = V_1 I_1 \sin \varphi_1 + \sum_{n \geq 2} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (\text{I.14})$$

Dans le cas d'une tension alternative sinusoïdale, cette relation devient :

$$Q = VI_1 \sin \varphi_1 \quad (\text{I.15})$$

Puissance déformante :

La puissance déformante est due aux harmoniques. Son unité est le volt ampère déformant (vad). Elle est définie par [5] :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (\text{I.16})$$

Avec la puissance apparente donnée par :

$$S = VI \quad (\text{I.17})$$

Facteur de puissance :

Le facteur de puissance est le rapport entre la puissance active et la puissance apparente [5]. Il est utilisé pour déterminer le calibre des différents dispositifs de l'installation [12].

$$PF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.18})$$

Facteur de déplacement :

En l'absence des harmoniques : $D = 0$; on parle, dans ce cas, de facteur de déplacement (DPF).

$$DPF = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2}} = \frac{VI \cos \varphi}{VI} = \cos \varphi \quad (\text{I.19})$$

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

Cela veut dire que le facteur de déplacement est égal au facteur de puissance dans le cas d'absence d'harmoniques.

On peut noter qu'en cas de présence des harmoniques le facteur de puissance PF est inférieur à $\cos \varphi$ [5].

Taux de distorsion harmonique :

Le taux de distorsion harmonique est un indicateur de la distorsion d'un signal [11]. C'est le rapport entre la valeur efficace de toutes les composantes harmoniques d'un signal X , et la composante fondamentale X_1 [11].

Il est donné par :

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} X_n^2}}{X_1} \quad (I.20)$$

Qui est équivalente à :

$$THD = \sqrt{\left(\frac{X}{X_1}\right)^2 - 1} \quad (I.21)$$

La valeur du taux de distorsion harmonique de l'onde de tension THD_v peut nous donner certaines indications [5] ;

- $THD_v \leq 5\%$: situation normale, pas de risque de dysfonctionnements.
- $5\% < THD_v < 8\%$: distorsion harmonique significative, certains défauts de fonctionnement sont possibles.
- $THD_v \geq 8\%$: distorsion harmonique importante, des dysfonctionnements sont probables. Une analyse approfondie et l'installation de dispositifs d'atténuation sont nécessaires.

De même pour la valeur du taux de distorsion harmonique de l'onde de courant THD_i [5] ;

- $THD_i \leq 10\%$: situation normale, pas de risque de dysfonctionnements.
- $10\% < THD_i < 50\%$: distorsion harmonique significative avec un risque d'élévation de la température, nécessitant en conséquence un surdimensionnement des câbles et des sources.
- $THD_i \geq 50\%$: distorsion harmonique importante, des dysfonctionnements sont probables. Une analyse approfondie et l'installation de dispositifs d'atténuation sont nécessaires.

I.4 Solutions pour la réduction des effets des perturbations

Plusieurs solutions sont envisageables pour réduire l'effet des harmoniques.

- Des solutions de base [13], on cite :
 - Positionner les charges polluantes en amont du réseau :

La perturbation harmonique globale croît lorsque la puissance de court-circuit diminue. En dehors de toute considération économique, il est donc préférable de connecter les charges polluantes le plus en amont possible.
 - Regrouper les charges polluantes :

Pour établir un schéma unifilaire, il convient de séparer les équipements perturbateurs des autres. En pratique, alimenter les charges polluantes et non polluantes par des jeux de barres différents.
 - Séparer les sources :

Dans la lutte contre les harmoniques, une amélioration supplémentaire est obtenue en réalisant une alimentation par transformateur séparé. L'inconvénient de cette solution est l'augmentation du coût de l'installation.
 - Utiliser des transformateurs à couplages particuliers :

L'effet de couplage de transformateurs permet la suppression de certains rangs d'harmoniques.
 - Placer des inductances dans l'installation :

L'augmentation de l'impédance du circuit d'alimentation limite le courant harmonique. La mise en place de selfs anti-harmoniques sur les batteries de condensateurs augmente l'impédance de l'ensemble self et condensateur pour les harmoniques de rangs élevés.
 - Choisir un schéma de liaison à la terre adapté :

Le régime de neutre TNC doit donc être réservé à l'alimentation des circuits de puissance, en tête d'installation.

Le conducteur de neutre et le conducteur de protection PE doivent être séparés pour mieux protéger le réseau surtout en cas de présence d'harmoniques.
- Filtrage des harmoniques [14]. Si les solutions de base ne suffisent pas, on fait appel à :
 - Filtre passif :

Un circuit LC accordé sur chaque fréquence d'harmonique à filtrer, est placé en parallèle sur le générateur d'harmoniques. Ce circuit de dérivation absorbe les harmoniques et évite que ceux-ci ne circulent dans l'alimentation.

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

- Filtre actif :

Ce sont des systèmes d'électroniques de puissance installés en série ou en parallèle avec la charge non-linéaire, visant à compenser soit les tensions harmoniques, soit les courants harmoniques générés par la charge.

- Filtre hybride :

Les deux types de dispositifs précédents peuvent être associés au sein d'un même équipement et constituer un filtre hybride. Cela permet de jumeler les performances des deux filtres pour faire de lui un meilleur choix.

- FACTS :

Les systèmes de transmission en courant alternatif flexibles (Flexible Alternating Current transmission System) sont des dispositifs d'électronique de puissance qui permettent d'améliorer le transit de puissance dans les réseaux électriques [15].

Les FACTS peuvent être utilisés comme [16] :

- Les compensateurs d'énergie réactive qui soutiennent la tension du réseau au point de connexion en contrôlant le flux de la puissance réactive.
- Les condensateurs séries réglables qui modifient l'impédance de la ligne et permettent alors de contrôler la puissance qui transite sur celle-ci.
- Les déphaseurs qui modifient la puissance transmise sur une ligne en changeant la phase de la tension à un nœud donné.
- Les limiteurs de courant de défaut qui insèrent des éléments résistifs en cas de court-circuit.
- Les freins dynamiques : les machines génératrices du réseau peuvent perdre leur synchronisme à la suite de divers problèmes, les freins dynamiques réduisent alors la perte de synchronisme.
- Les amortisseurs de résonance subsynchrone : ces dispositifs amortissent les oscillations de puissances dans le réseau. Ces fréquences sont très inférieures à la fréquence nominale du réseau.

On distingue 3 types de FACTS [15] :

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

- Des FACTS séries :

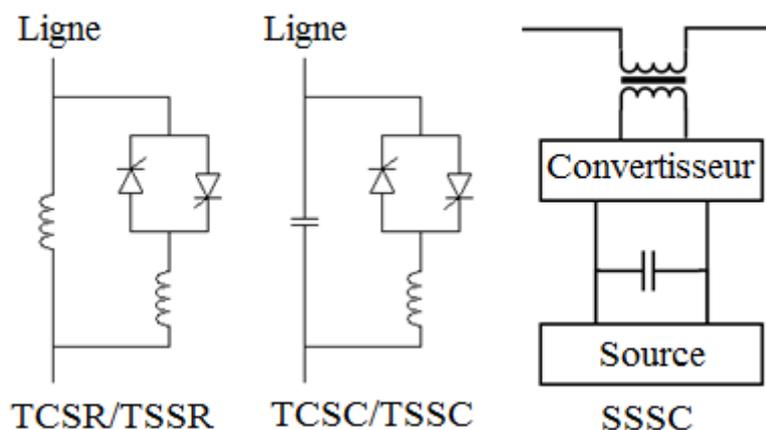


Figure I.1 Certaines structures de dispositif FACTS séries.

Ils se connectent en série avec le réseau. Ils sont utilisés comme une source de tension.

Ils peuvent être :

- Un condensateur série commandé par thyristors (TCSC ou TSSC).
 - Une réactance série contrôlée par thyristor (TCSR).
 - Un compensateur série synchrone statique (SSSC).
- Des FACTS shunts :

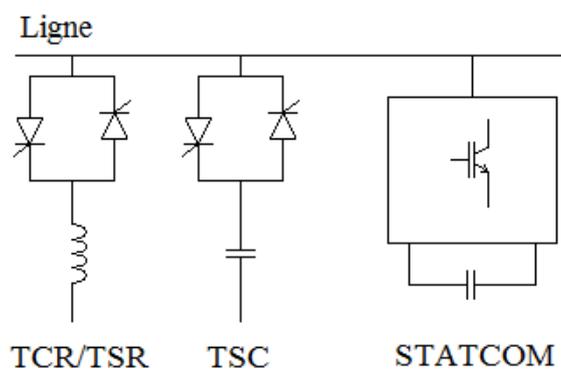


Figure I.2 Certaines structures de dispositifs FACTS shunts.

Ils se connectent en parallèle au réseau. Ils sont utilisés comme source de courant. Ils permettent de limiter les oscillations. Ils peuvent être :

- Un compensateur statique synchrone (STATCOM).
 - Une bobine supraconductrice de stockage d'énergie (SMES).
 - Un compensateur statique de puissance réactive (SVC).
- Des FACTS hybrides (séries-parallèles) :

Ils peuvent être :

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

- Un transformateur déphaseur à base de thyristors (TCPAR).
 - Un contrôleur de flux de puissance d'interligne (IPFC).
 - Un variateur de charge universel (UPFC).
- Prélèvement sinusoïdal [15] :

Les convertisseurs statiques sont l'une des causes des harmoniques dans les installations électriques. Le prélèvement sinusoïdal de courant de lignes est l'une des solutions qui peuvent réduire les harmoniques. Pour cela plusieurs approches peuvent être utilisées, on cite :

- Correction du facteur de puissance (PFC)

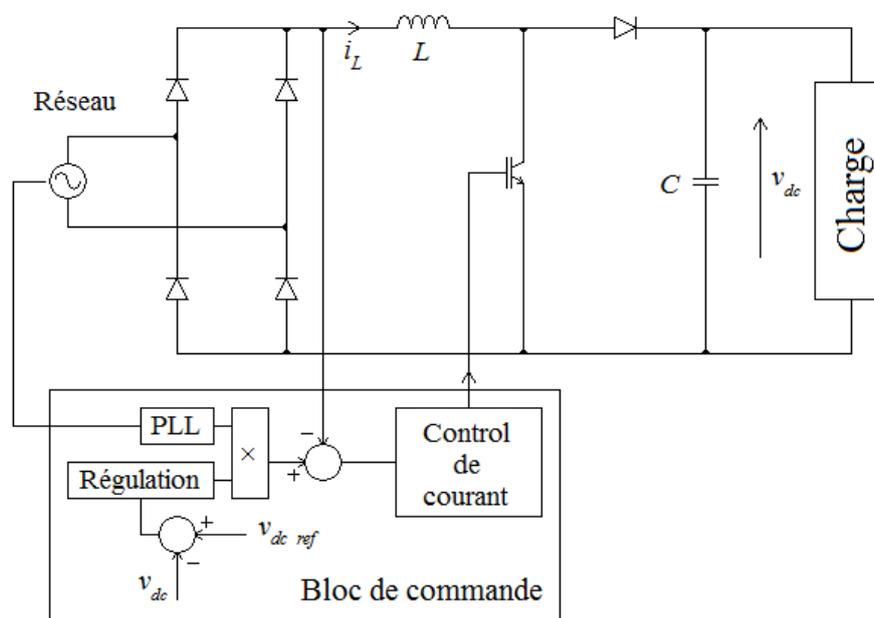


Figure I.3 Principe du prélèvement sinusoïdal par correction du facteur de puissance.

Cette correction, comme le montre la figure I.3, se fait par un hacheur élévateur constitué d'une inductance, un interrupteur à double commande (ouverture et fermeture) et une diode. Il est mis en parallèle avec le condensateur du bus continu et placé entre un redresseur en pont à diode monophasé et la charge.

La commande de l'interrupteur se fait par la comparaison du courant redressé circulant dans l'inductance et un courant de référence. Les techniques d'obtention de ce courant de référence sont diverses. L'une de ces techniques consiste à faire une régulation de la tension du bus continu afin d'avoir son amplitude et d'utiliser un bloc PLL afin d'avoir sa forme.

- Redresseurs à injection de courant

A la sortie du redresseur triphasé à diodes, on insère un circuit de modulation, qui via

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

un circuit de distribution, injecte des courants au réseau d'alimentation. Ces courants permettent la compensation des courants harmoniques.

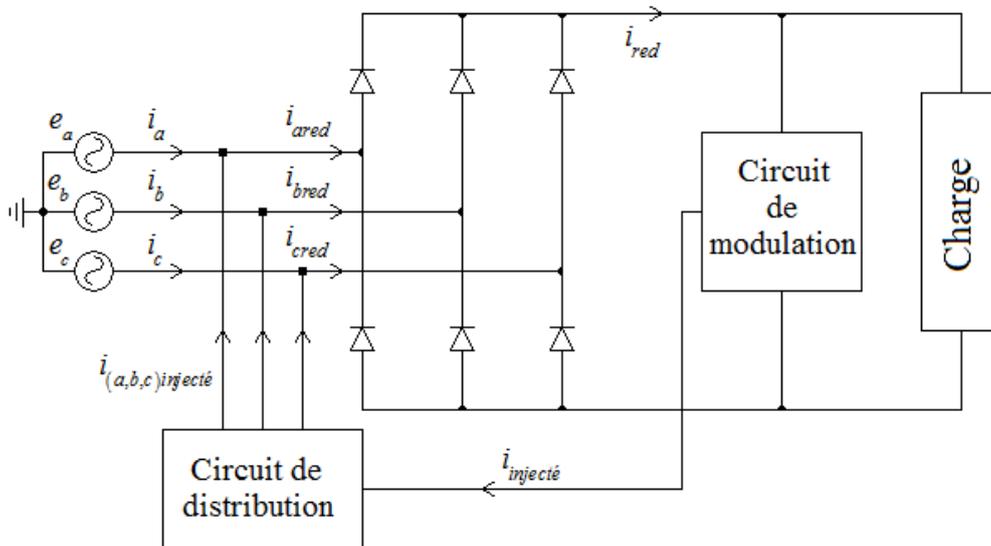


Figure I.4 Principe du prélèvement sinusoïdal par injection du courant.

- Redresseurs à MLI

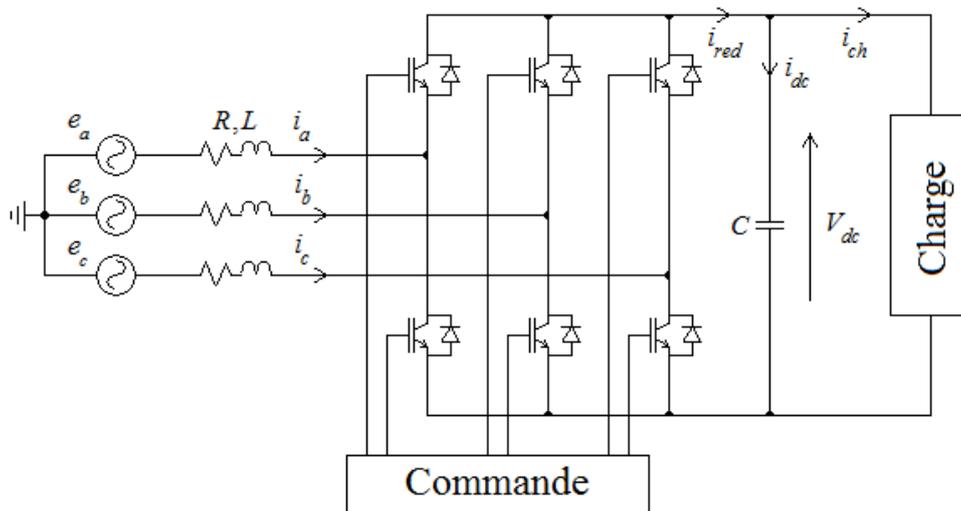


Figure I.5 Schéma d'un redresseur à MLI.

L'onduleur de tension à MLI est un convertisseur réversible en courant grâce aux structures des interrupteurs, par conséquent, le passage du flux de puissance peut avoir lieu de la source vers les récepteurs et inversement. Cette propriété est utilisée pour faire fonctionner ce convertisseur en redresseur.

Grâce aux commandes appropriées, ce convertisseur permet de réduire les harmoniques

CHAPITRE I : GENERALITES SUR LA QUALITE DE L'ENERGIE

d'une manière significative puisqu'il permet d'avoir des courants de lignes quasi sinusoïdaux.

Dans le chapitre suivant, nous allons aborder, d'une manière détaillée, ce convertisseur et certaines techniques pour sa commande.

I.5 Conclusion

Pour conclure, ce chapitre nous a permis de connaître les notions liées aux harmoniques afin d'assurer une meilleure qualité de l'énergie.

L'étude des harmoniques nous a permis de savoir que les perturbations et la pollution des réseaux électriques peuvent provenir de l'atmosphère de manière incontrôlable mais aussi du fait de l'existence d'éléments d'électronique de puissance dans beaucoup de dispositifs électriques. Leurs effets varient de simples perturbations jusqu'à atteindre des dysfonctionnements majeurs ou même des arrêts des installations.

Plusieurs solutions sont envisageables soit par la modification de la structure de l'installation soit par l'insertion de filtres ou bien par des dispositifs d'électronique de puissance via des prélèvements sinusoïdaux.

Le redresseur MLI est l'une des solutions les plus utilisées. Dans le chapitre suivant, nous allons faire une étude de ce convertisseur et présenter certaines techniques pour sa commande.

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

II.1 Introduction

Comme nous l'avons vu, dans le chapitre précédent, les convertisseurs sont l'une des sources d'harmoniques dans les réseaux. Afin d'éliminer ce phénomène, nous devons le connaître et comprendre son fonctionnement.

Dans ce chapitre, nous allons présenter les redresseurs MLI et les différentes techniques de commande de ce convertisseur. Nous allons, tout d'abord, donner une définition du convertisseur ainsi que ses différentes structures. Nous expliquerons, ensuite, son principe de fonctionnement et présentons son modèle mathématique en vue d'études ultérieures. Puis, nous allons présenter les techniques de commande de ce convertisseur et quelques-unes de ses applications.

II.2 Définition

Le redresseur est un dispositif d'électronique de puissance destiné à convertir un courant alternatif en un courant continu. Il peut être commandé ou non commandé, monophasé ou polyphasé. Cette conversion est accompagnée d'une altération de la qualité du réseau.

La recherche de performances meilleures tel un facteur de puissance unitaire, une tension de bus continu à la valeur désirée et des courants de sources sinusoïdaux est requise, surtout pour éviter la pollution du réseau. C'est pour cela, on fait appel aux redresseur MLI qui sont à la base conçus pour fonctionner en onduleur MLI.

II.3 Structures du redresseur MLI

On distingue deux structures.

- Structure en tension.
- Structure en courant.

II.3.1 Structure en tension

Le redresseur MLI de tension, représenté par la figure II.1, permet la conversion d'énergie entre une source de tensions sinusoïdales et un récepteur à courant continu [19]. Puisque le récepteur de courant est unidirectionnel en courant et la source de tension bidirectionnelle en tension, les 6 interrupteurs doivent l'être aussi [20]. Ce qui assure cette combinaison est une association série d'un GTO ou d'un IGBT avec une diode pour assurer le blocage de la tension

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

négative. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [19].

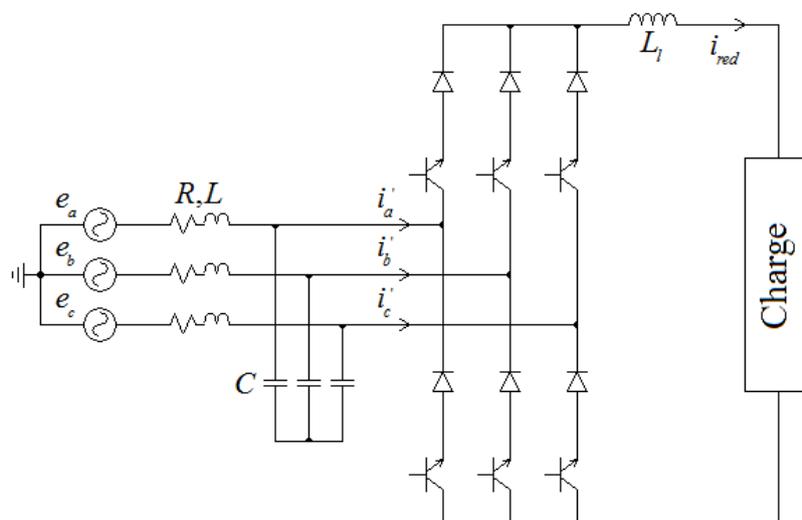


Figure II.1 Structure du redresseur de tension.

II.3.2 Structure en courant

La structure en courant (figure II.2) permet la même conversion d'énergie. Cependant, cette conversion se fait entre une source de courants sinusoïdaux et un récepteur de tension continue [19].

Etant donné que la source de courants bidirectionnelle en courant et le récepteur de tension unidirectionnel en tension, les interrupteurs doivent être bidirectionnels en courant et unidirectionnels en tension. Ces conditions sont assurées par l'association parallèle d'un GTO ou d'un IGBT avec une diode en anti parallèle. En général, l'interrupteur utilisé est constitué d'un IGBT et d'une diode. Afin d'avoir une source de courant, on insère des inductances en série avec la source de tension.

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

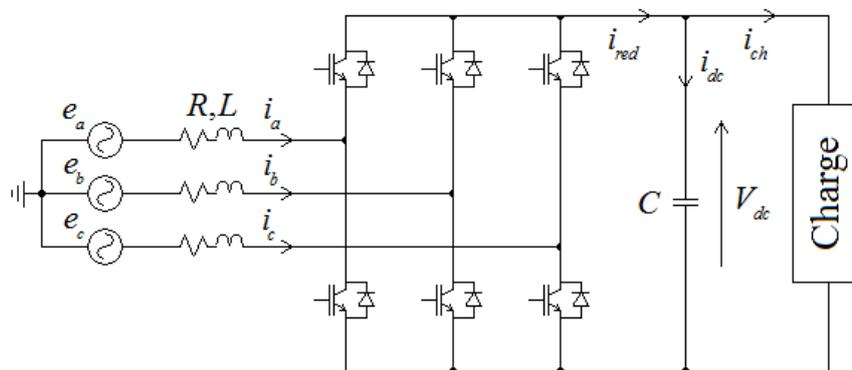


Figure II.2 Structure du redresseur de courant.

Cette dernière structure est très utilisée car elle offre des possibilités de réglage très intéressantes. Elle constitue l'objet de l'étude que nous présentons et développons dans la suite de ce mémoire.

II.4 Principe de fonctionnement

Le redresseur MLI est constitué d'un ensemble d'interrupteurs qui, selon leurs états, donnent en sortie, un courant continu.

Les interrupteurs du redresseur peuvent être soit fermés $S_{a,b,c} = 1$, soit ouverts $S_{a,b,c} = 0$. Et les deux interrupteurs d'un même bras sont toujours complémentaires.

La commande associée à ce convertisseur vise à maintenir la tension de sortie à une valeur constante, à avoir un THD le plus faible possible et à assurer un facteur de puissance unitaire. Cela se fait en contrôlant les échanges de puissances active et réactive entre les deux côtés du convertisseur. Ce contrôle peut être réalisé directement par des boucles de puissances ou indirectement par des boucles internes de courant. Afin de maintenir la tension de sortie à la valeur désirée, une boucle de tension extérieure est superposée aux boucles internes. Différentes techniques de commande sont mises en œuvre pour obtenir les performances souhaitées [21].

Les différents vecteurs de commande sont représentés par la figure II.3.

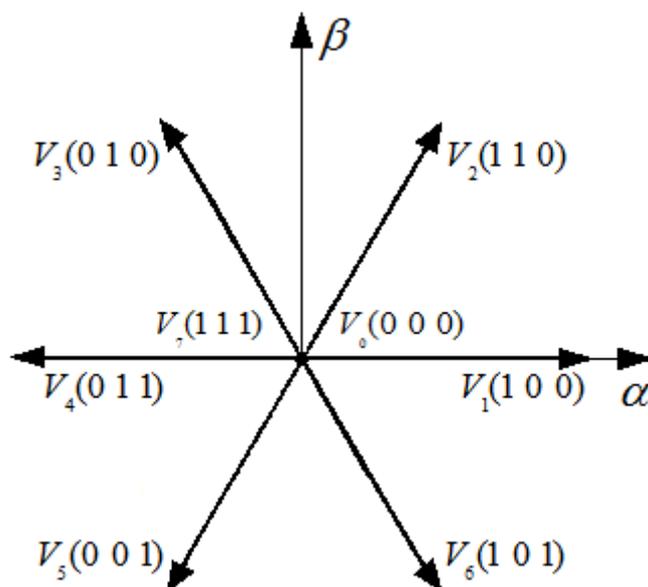


Figure II.3 Vecteurs de commande.

II.5 Modélisation du redresseur MLI

Afin de mieux comprendre le principe ainsi que de pouvoir faire des simulations sur le redresseur MLI, une modélisation doit être faite et c'est ce que nous allons présenter dans cette partie. Le schéma électrique est donné à la figure II.4.

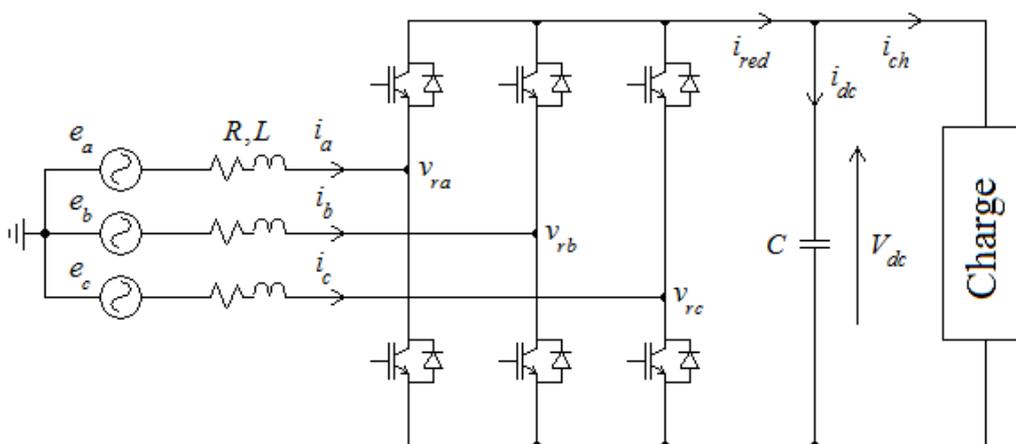


Figure II.4 Schéma d'un redresseur MLI.

Les tensions d'entrée du redresseur sont données par :

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t) \\ e_b = E_m \cos(\omega t - 2\pi / 3) \\ e_c = E_m \cos(\omega t + 2\pi / 3) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

D'une autre part, on a :

$$\begin{cases} e_a = L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{ra} \\ e_b = L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{rb} \\ e_c = L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

A partir de (II.2), on peut écrire :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a - Ri_a - v_{ra} \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b - Ri_b - v_{rb} \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c - Ri_c - v_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Les tensions du redresseur v_{ra} , v_{rb} et v_{rc} sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} v_{ra} = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ v_{rb} = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ v_{rc} = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

A la sortie, on a :

$$i_{red} = i_{dc} + i_{ch} \quad (\text{II.5})$$

Sachant que :

$$i_{red} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c \quad (\text{II.6})$$

et

$$i_{dc} = C \frac{dV_{dc}}{dt} \quad (\text{II.7})$$

Les 3 équations (II.5), (II.6) et (II.7) nous donne :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (\text{II.8})$$

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

A partir des équations (II.3), (II.4) et (II.8), on obtient le schéma bloc représentant le modèle du redresseur MLI, représenté par la figure II.5.

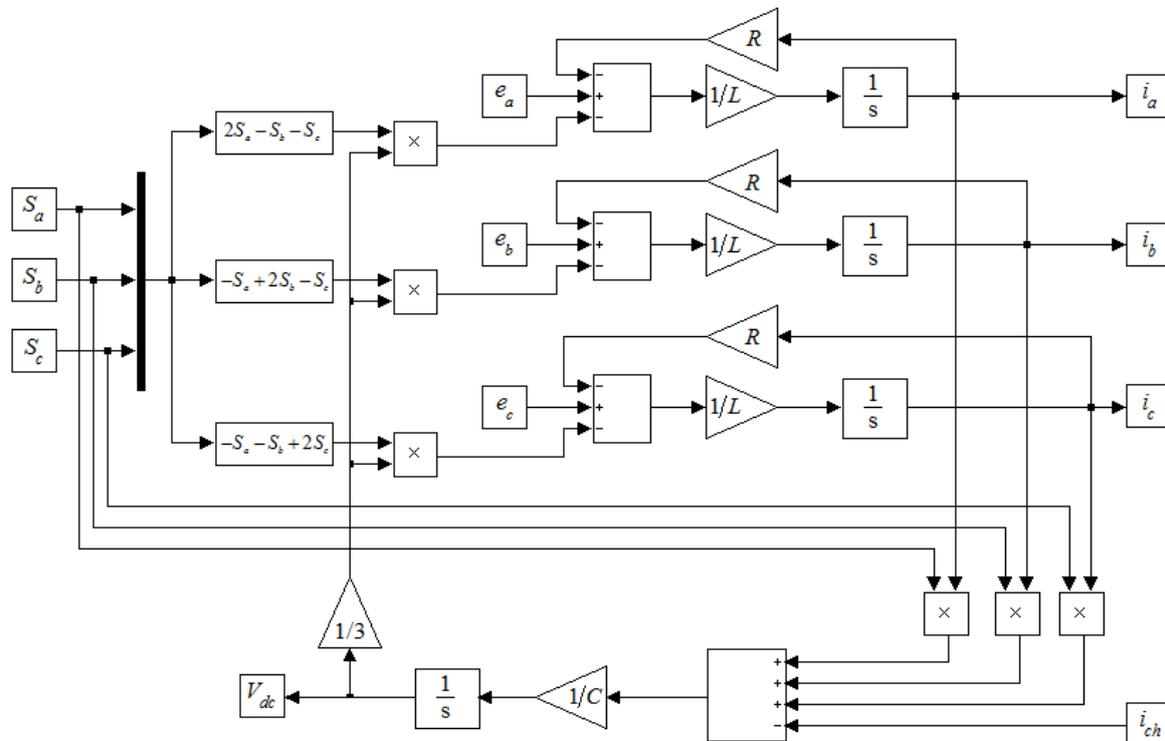


Figure II.5 Schéma bloc représentant le modèle du redresseur MLI.

II.6 Techniques de commande d'un redresseur MLI

L'évolution de la recherche sur ce convertisseur a vu l'émergence de plusieurs techniques de commande ces dernières années [26]. Ces techniques visent toutes à obtenir le même but global à savoir un facteur de puissance unitaire ainsi qu'un taux de distorsion harmonique de courant le plus faible possible (courants de source sinusoïdaux) [18], [22], [27], [28].

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

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

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

II.6.1 DPC et VF-DPC

Les commandes DPC et VF-DPC se basent sur l'estimation instantanée des puissances active p et réactive q . Puis, moyennant des tables de commutation, on obtient les signaux de commande appropriés [22], [27], [29].

La puissance réactive estimée est comparée à sa valeur de référence fixée à 0 afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire tandis que la puissance active est contrôlée en comparant sa valeur estimée à la valeur de référence obtenue à la sortie du régulateur de la boucle extérieure de la tension continue V_{dc} . Les sorties des régulateurs à hystérésis des boucles de puissances associés à la position angulaire du vecteur de tension forment les trois entrées de la table de commutation fournissant les signaux de commande [18], [22], [27], [28], [29].

La différence entre la DPC et la VF-DPC réside dans la méthode d'estimation des puissances [22]. La DPC se base sur le calcul des puissances à partir de la mesure des tensions du réseau tandis que la VF-DPC se base sur l'estimation du flux virtuel [18], [22].

Le principe des 2 techniques est représenté par la figure II.6.

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

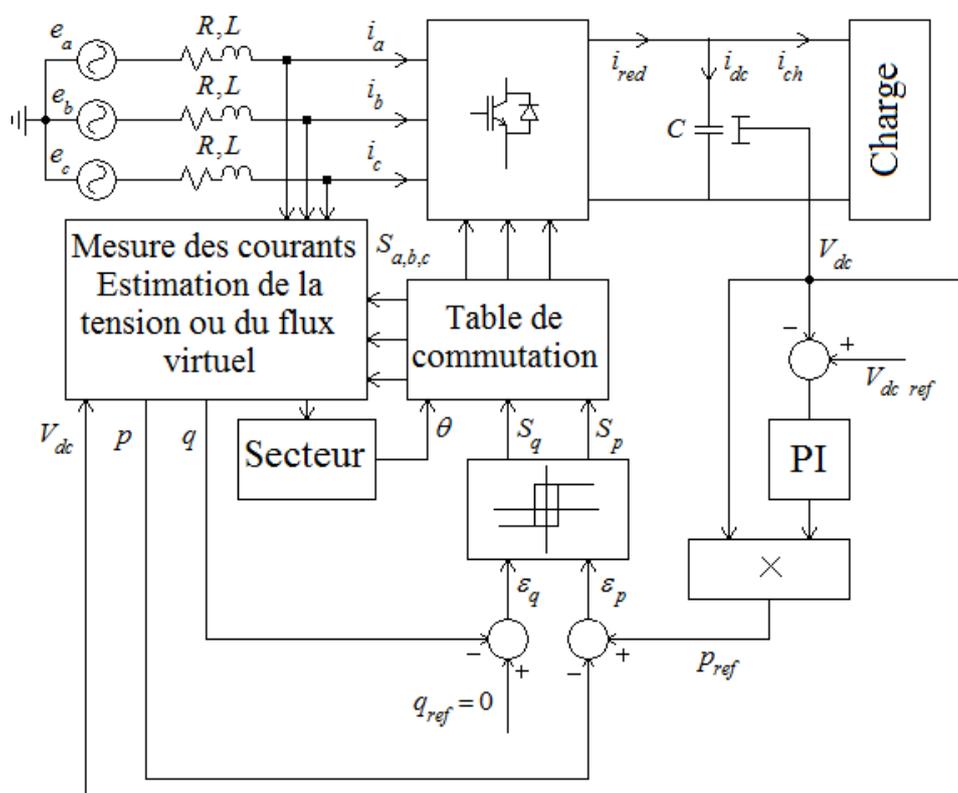


Figure II.6 Principe de la DPC et de la VF-DPC.

Estimation de la puissance par la mesure de la tension :

Les puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} p = \text{Re} \{ \overline{E} \cdot \overline{I}^* \} \\ q = \text{Im} \{ \overline{E} \cdot \overline{I}^* \} \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Les relations utilisables pour l'estimation de p et q sont données par :

$$\begin{cases} p = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)) \right) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La première partie de la somme représente la puissance dans l'inductance et la deuxième la puissance dans le convertisseur [18], [28].

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

Estimation de la puissance à partir du flux virtuel :

On a :

$$\bar{E} = \frac{d\bar{\psi}}{dt} = \frac{d}{dt}(\psi e^{j\omega t}) = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + \frac{de^{j\omega t}}{dt} \psi \Rightarrow \bar{E} = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega\bar{\psi} \quad (\text{II.11})$$

Où :

\bar{E} : Tension d'entrée.

$\bar{\psi}$: Vecteur flux virtuel.

ω : Pulsation.

Dans le cas de la commande par orientation du flux virtuel, le flux est porté par l'axe d du repère dq [18], [27] ; $\bar{\psi} = \psi_d$.

La puissance apparente, dans le repère dq , est donnée par :

$$\bar{S} = \bar{E} \bar{I}^* = \left(\frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega\bar{\psi} \right) (i_d - ji_q) \quad (\text{II.12})$$

Après simplification, on obtient :

$$\begin{cases} p = \omega\psi_d i_q \\ q = \omega\psi_d i_d \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Selon le repère $\alpha\beta$, le vecteur tension est donné par :

$$\bar{E} = \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{\alpha} + \psi_{\beta}) \quad (\text{II.14})$$

La puissance apparente est alors donnée par :

$$\bar{S} = \bar{E} \bar{I}^* = \left(\frac{d\psi}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{\alpha} + \psi_{\beta}) \right) (i_{\alpha} - ji_{\beta}) \quad (\text{II.15})$$

En simplifiant, on obtient :

$$\begin{cases} p = \omega(\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \\ q = \omega(\psi_{\alpha} i_{\alpha} + \psi_{\beta} i_{\beta}) \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

II.6.2 DPC-SVM

La DPC-SVM est une modification de la VF-DPC afin d'améliorer les performances de cette technique. Elle consiste à remplacer la table de commutation par un modulateur vectoriel et les régulateurs par hystérésis par des régulateurs PI [31].

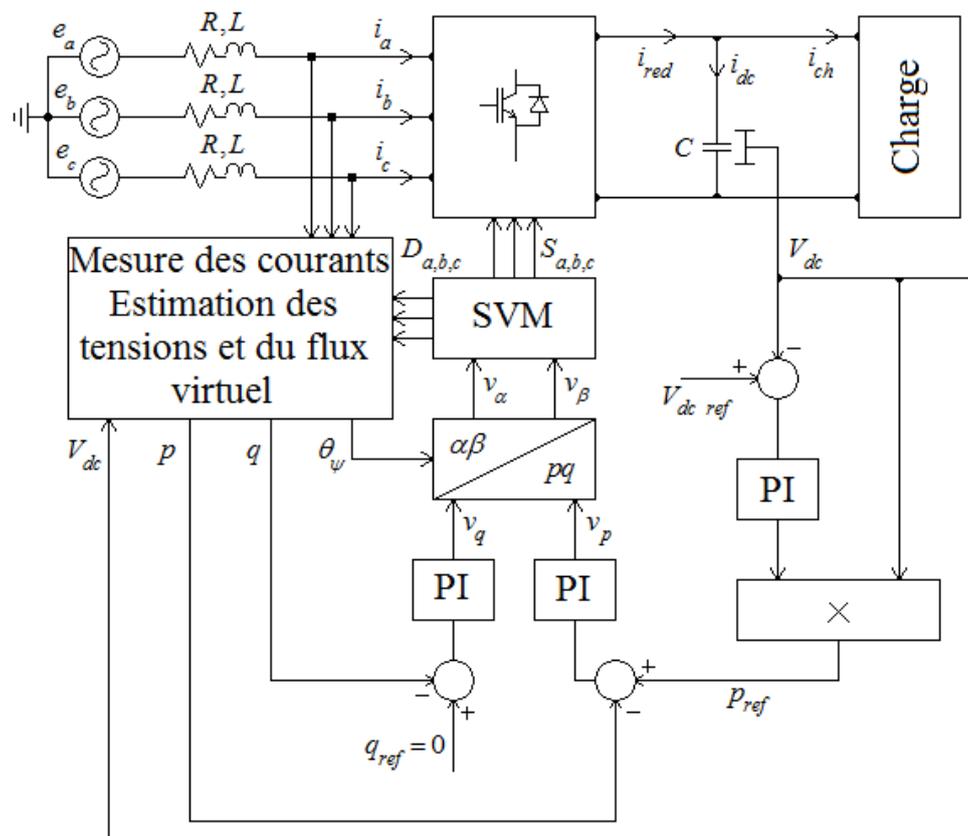


Figure II.7 Principe de la DPC-SVM.

II.6.3 VOC et VFOC

Ces techniques utilisent des boucles internes de courants pour un contrôle indirect des puissances active et réactive. La boucle externe de régulation de V_{dc} fournit la référence de la composante directe du courant $i_{d\ ref}$ (dans le cas de la VOC) ou la composante en quadrature $i_{q\ ref}$ (pour la VFOC) qui seront comparées aux mesures des courants réels i_d ou i_q . Afin d'assurer un facteur de puissance unitaire ; le vecteur courant \vec{I} doit être aligné avec le vecteur tension \vec{E} . La composante en quadrature est donc fixée à zéro $i_{q\ ref} = 0$ (dans le cas de la VOC). Dans le cas de la VFOC, c'est la composante directe $i_{d\ ref}$ qui est fixée à zéro [16], [25],

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

[28]. Grâce au bloc de modulation vectorielle, on obtient les signaux de commande du redresseur S_a, S_b et S_c . En effet, ces signaux représentent un vecteur de commande bien déterminé afin d'avoir le comportement voulu.

La différence entre les deux techniques VOC et VFOC réside dans la méthode d'estimation de la position du vecteur tension.

La figure II.8 montre le principe de la VOC.

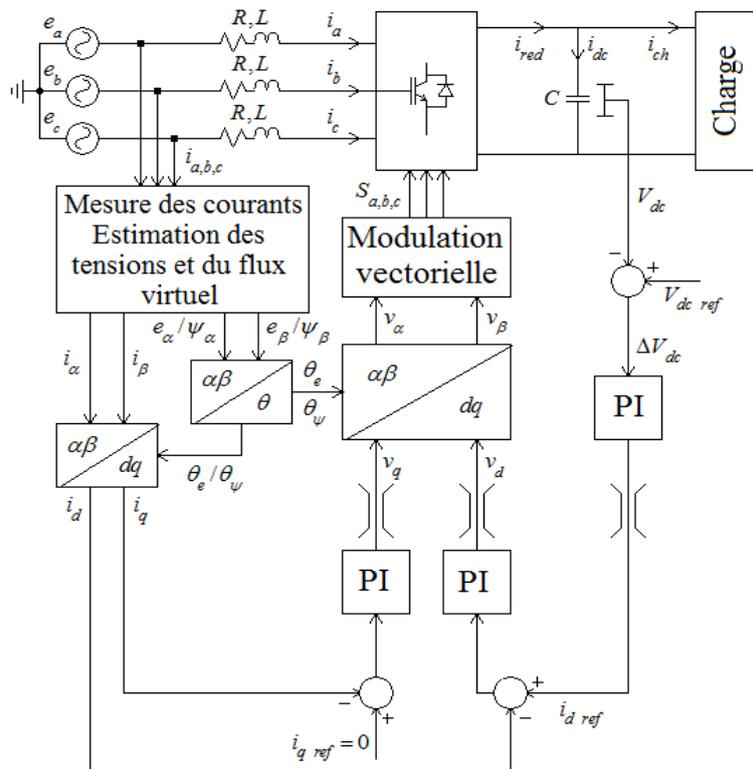


Figure II.8 Principe de la VOC.

II.6.4 Etude comparative

Le tableau suivant donne les avantages et les inconvénients des différents types de commande [18], [28].

Tableau II.1 Etude comparative des différentes techniques de commande.

Techniques	Avantages	Inconvénients
DPC	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Pas de boucles de régulations des courants. ▪ Pas d'utilisation de transformée. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Fréquence de commutation variable.

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Bonne dynamique du système. ▪ Simple Algorithme. ▪ Commandes de puissances active et réactive séparées. ▪ Variables instantanées estimées. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Les valeurs élevées des inductances et de la fréquence d'échantillonnage sont nécessaires. ▪ L'estimation des puissances et des tensions au moment de la commutation peut induire à l'erreur. ▪ La nécessité d'un microprocesseur rapide et d'un convertisseur analogique numérique CAN.
VF-DPC	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Algorithme d'estimation de puissance simple et résistant au bruit, facile à implémenter dans un DSP. ▪ Fréquence d'échantillonnage inférieure à celle de la DPC. ▪ THD faible des courants de ligne à un déséquilibre et une distorsion de la tension. ▪ Pas de boucles de régulations des courants. ▪ Pas d'utilisation de transformée. ▪ Bonne dynamique du système. ▪ Simple Algorithme. ▪ Commandes de puissances active et réactive séparées. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Fréquence de commutation variable. ▪ La nécessité d'un microprocesseur rapide et d'un convertisseur analogique numérique CAN.
VOC	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Fréquence de commutation fixe. ▪ Capacité d'utilisation de stratégies MLI avancées. ▪ Prix faible du convertisseur. 	<ul style="list-style-type: none"> ▪ Utilisation des transformées et la nécessité de séparer le courant actif et réactif. ▪ Algorithme complexe.

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

	<ul style="list-style-type: none">▪ Pas de sensibilité aux variations des inductances.	<ul style="list-style-type: none">▪ Facteur de puissance d'entrée inférieur à celui de la DPC.
VFOC	<ul style="list-style-type: none">▪ Fréquence de commutation fixe.▪ Capacité d'utilisation de stratégies MLI avancées.▪ Prix faible du convertisseur.▪ Pas de sensibilité aux variations des inductances.	<ul style="list-style-type: none">▪ Utilisation des transformées et la nécessité de séparer le courant actif et réactif.▪ Algorithme complexe.▪ Facteur de puissance d'entrée inférieur à celui de la DPC.

II.7 Applications du redresseur MLI

Les redresseurs MLI ont plusieurs avantages par rapport aux redresseurs classiques à diodes ou à thyristors en raison de la possibilité de son utilisation dans les quatre quadrants. Sa réversibilité permet le transfert d'énergie dans les deux sens et l'alimentation de différents types de charge.

Le bon contrôle permet non seulement l'obtention d'un facteur de puissance unitaire mais aussi un taux de distorsion harmonique de courant très faible.

Grâce à leurs avantages, on les trouve dans différents systèmes. On cite :

- **Un outil de conversion 50-60Hz**

Il permet de passer du système de 50Hz à 60Hz et inversement. La figure II.9 montre un exemple de son utilisation. Ce type de montage présente une simplicité, une propreté et une flexibilité importante par rapport aux systèmes classiques à base de thyristors [32].

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

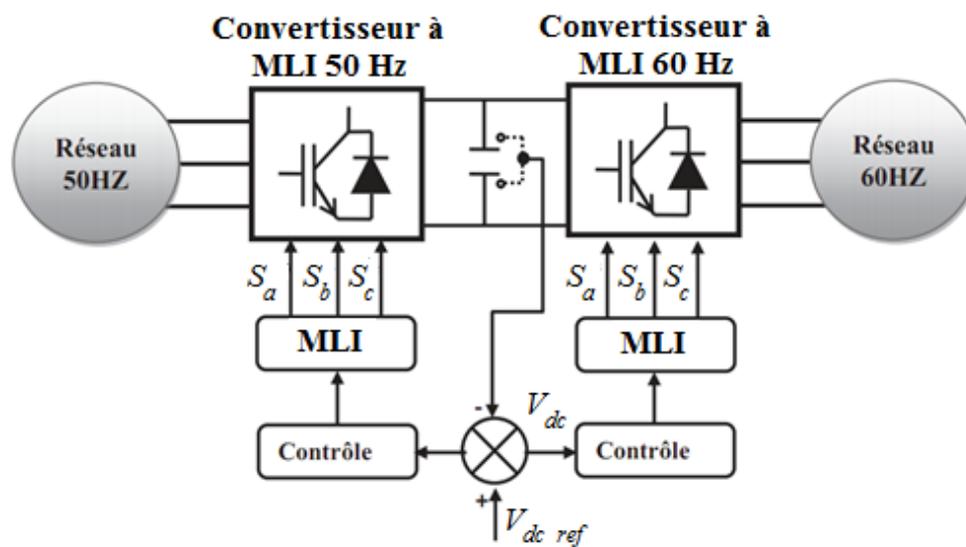


Figure II.9 Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz.

▪ Le redresseur MLI dans les variateurs de vitesse

Les variateurs de vitesse actuels sont constitués d'une mise en cascade d'un redresseur MLI et d'un onduleur MLI. Ce type de redresseur permet le prélèvement de courants quasi sinusoïdaux sur le réseau ainsi que la récupération d'énergie de freinage pour augmenter le rendement globale du système [33].

La figure II.10 montre un schéma d'un variateur de vitesse.

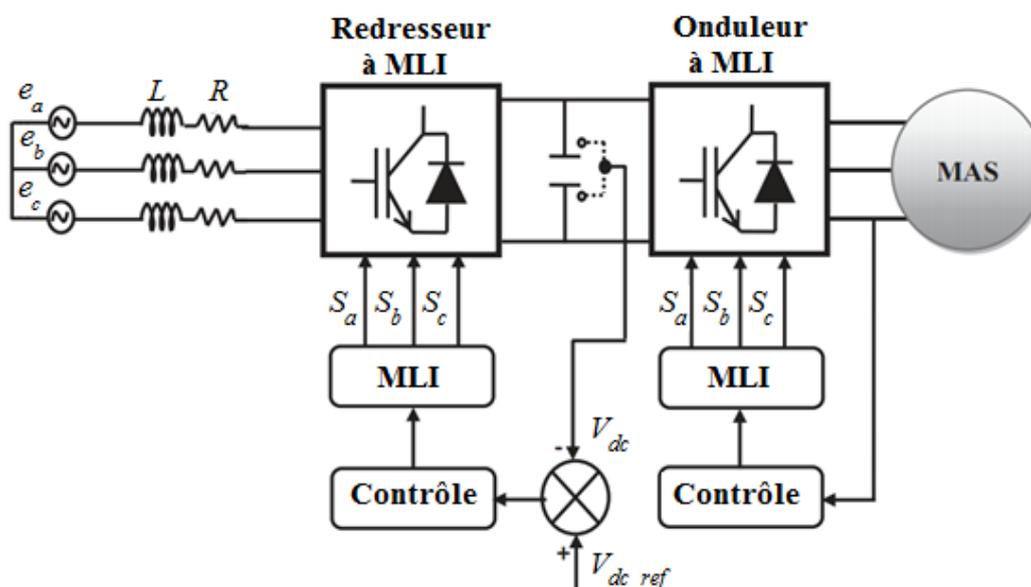


Figure II.10 Redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse [34].

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

▪ Eoliennes à vitesse variable commandées par le stator

La turbine peut être connectée à une génératrice via un multiplicateur dans le cas d'une génératrice asynchrone à cage, (figure II.11), ou d'une génératrice synchrone comportant un nombre de pôles faible, (figure II.12.a). Dans le cas d'une génératrice synchrone ayant un nombre de pôles important la liaison peut être réalisée directement (figure II.12.b).

L'évolution des convertisseurs statiques ainsi que les dispositifs de commande permet le fonctionnement des éoliennes à vitesse variable. En effet, un dispositif d'électronique de puissance, constitué d'un redresseur MLI, d'un onduleur MLI et d'un bus continu, est inséré entre la génératrice et le réseau. La connexion de ces convertisseurs est accomplie au moyen de trois inductances de lissage permettant de diminuer les harmoniques de courant.

Le redresseur MLI assure le contrôle de la puissance générée en agissant sur la vitesse de la génératrice puisque cette vitesse doit être bien régulée pour des raisons de sécurité contre les vents importants. A la sortie de l'onduleur MLI, on aura, grâce aux dispositifs de commande, des courants de fréquences fixes correspondant à la fréquence du réseau électrique, avec la possibilité de contrôler le facteur de puissance (puissance réactive) [35].

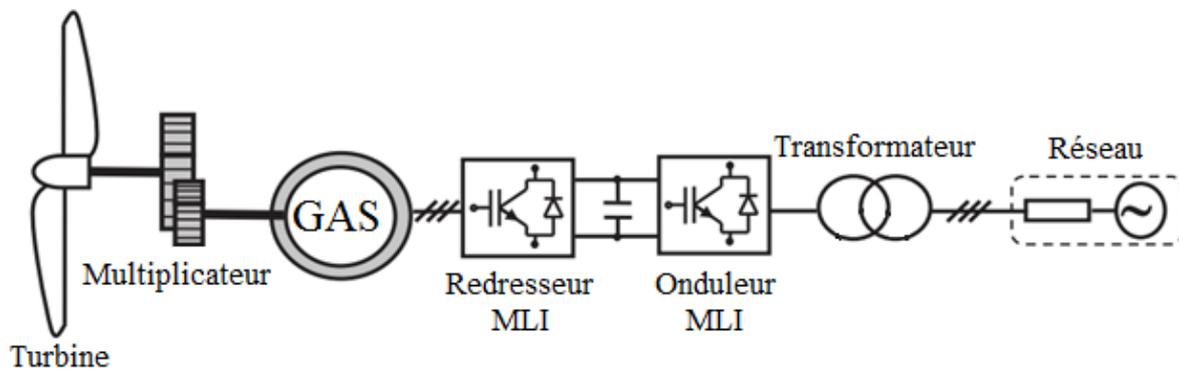


Figure II.11 Eolienne à vitesse variable basée sur une GAS.

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

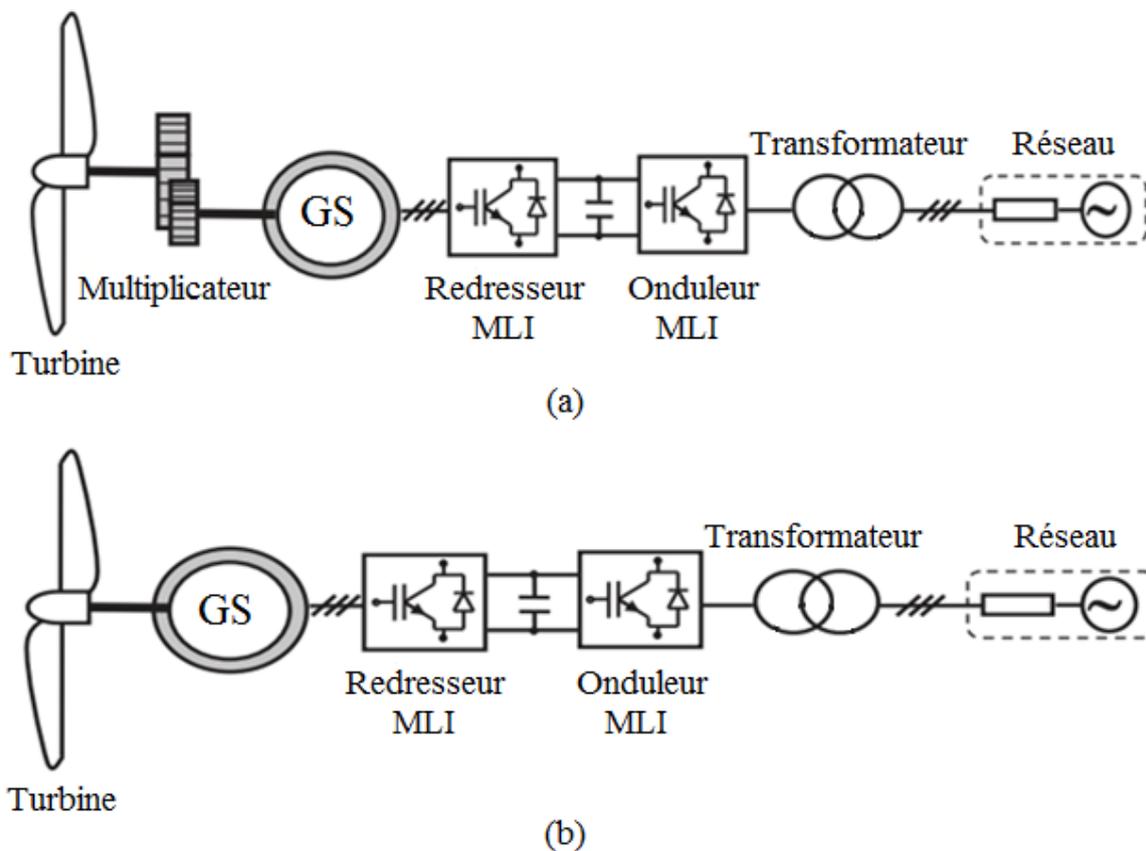


Figure II.12 Eolienne à vitesse variable à base de la GS.

(a) La GS couplée à la turbine via un multiplicateur.

(b) La GS directement couplée à la turbine.

▪ Eolienne à vitesse variable basée sur une génératrice asynchrone à double alimentation

Dans le cas de la génératrice asynchrone à double alimentation, la turbine par le biais d'un multiplicateur, est raccordée directement au réseau par le stator mais aussi à travers l'ensemble redresseur MLI-bus continu-onduleur MLI par le rotor [36].

Son utilité est le fonctionnement dans une large plage de vitesse de vent, ce qui permet un gain maximal de puissance.

CHAPITRE II : REDRESSEURS MLI ET TECHNIQUES DE COMMANDE

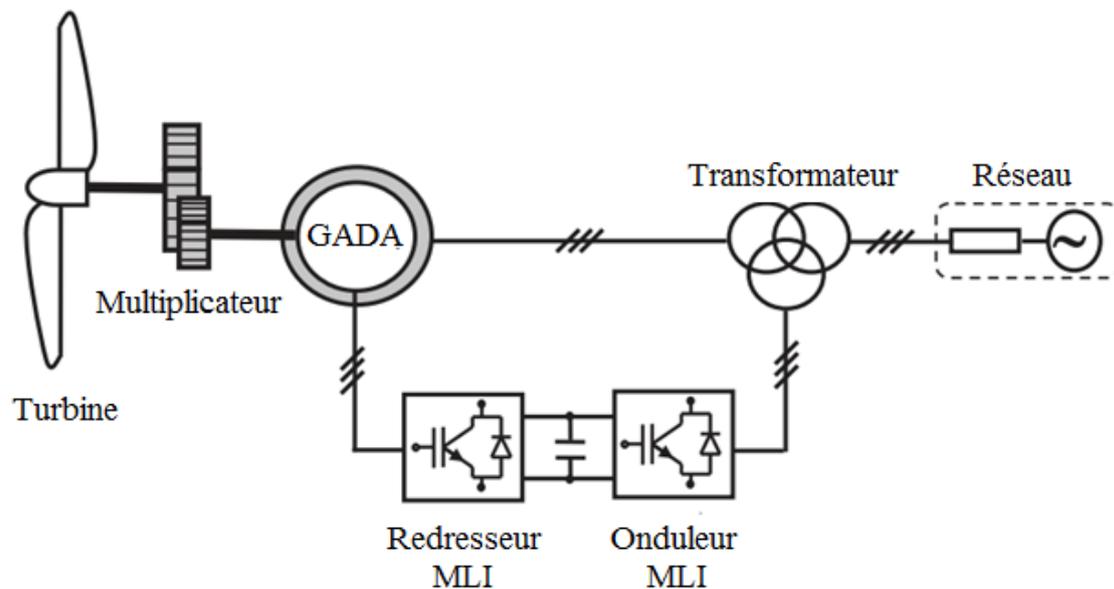


Figure II.13 Eolienne à vitesse variable à base de la GADA.

II.8 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mieux cerner l'objet de notre étude.

Dans un premier temps, les notions liées au redresseur MLI nous ont permis de connaître son principe de fonctionnement et ses différentes structures qui permettent de faire des choix adéquats selon les sources, les récepteurs et les performances requises. Puis dans un second, la modélisation nous a permis d'avoir un modèle mathématique à utiliser afin de réaliser différentes simulations pour pouvoir étudier les comportements du système. Ensuite, nous avons présenté les techniques de commande de ce convertisseur en citant les avantages et les inconvénients de chacune afin de choisir la commande adéquate selon le besoin. Enfin, nous avons constaté l'importance de ce convertisseur qui est présent dans différentes applications.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à la commande DPC floue dans le but d'améliorer les performances du redresseur MLI. Cette étude fera l'objet du chapitre suivant.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

III.1 Introduction

Il existe plusieurs types de commande des redresseurs MLI, chacune d'elles a pour but d'atteindre les objectifs tracés à savoir régulation de la tension du bus continu V_{dc} , courants de ligne sinusoïdaux et un facteur de puissance unitaire.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à la commande directe de puissance (DPC) et à la commande directe de puissance floue (F-DPC) afin d'essayer d'améliorer les performances du système.

Dans un premier temps, nous allons présenter le principe de la commande directe de puissance et les notions liées à cette commande. Puis, nous allons donner des notions générales sur la logique floue avant d'entamer vers la fin la commande directe de puissance floue où nous expliquerons le principe de cette commande.

III.2 La commande directe de puissance

Le control direct de puissance (DPC) est une approche conçue dans le but de simplifier la commande des convertisseurs à MLI ainsi que d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive.

En 1991, T. Ohnishi a proposé une méthode pour le control des puissances instantanées active et réactive d'un redresseur MLI [37]. Cette technique a été élaborée par analogie au contrôle direct du couple pour la commande des machines électriques donnée par I. Takahashi, T. Noguchi, en 1986, [38]. Plus tard en 1998, T. Noguchi a proposé une approche similaire qui a un impact plus important puisqu'elle est devenue une référence pour les chercheurs [29].

Malinowski, en 2001, a apporté quelques modifications à l'approche précédente, la principale est le changement du vecteur tension par un vecteur appelé flux virtuel [18]. Pour remédier aux problèmes de cette approche, d'autres techniques basées sur le contrôle direct de puissance ont été conçues tel que la commande directe de puissance avec modulation vectorielle (DPC-SVM), proposé par Malinowski dans [39], qui rassemble les avantages de la VOC et la DPC [40]. Une autre méthode qui est la DPC prédictive combine la DPC classique avec une stratégie de contrôle prédictive (P-DPC). Elle a été l'œuvre d'Antoniewicz [41].

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

III.2.1 Principe

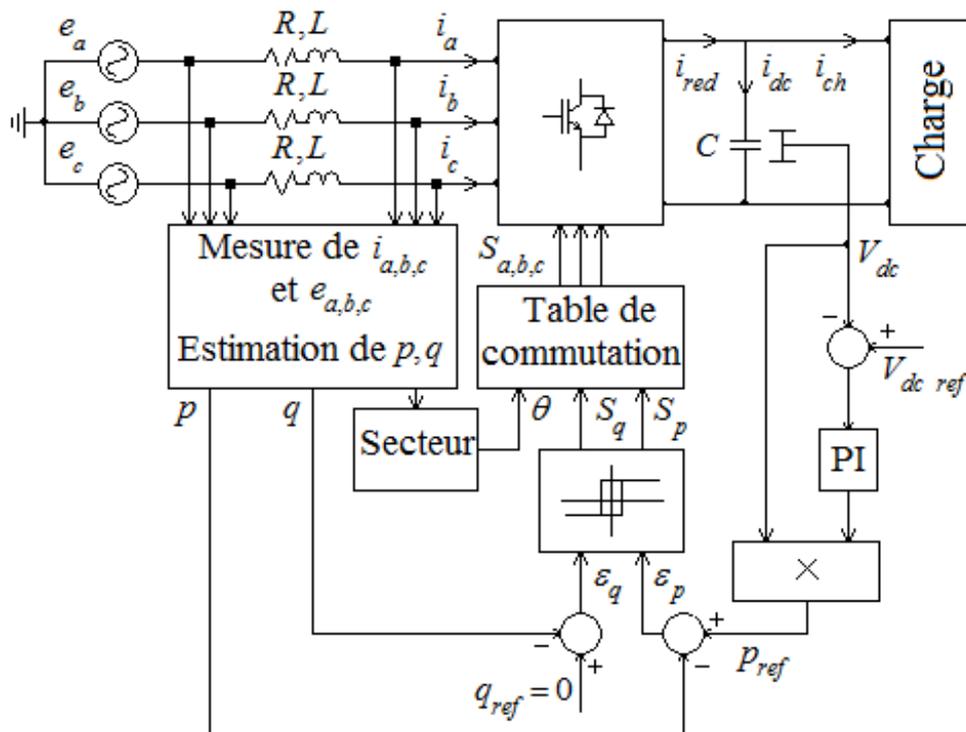


Figure III.1 Principe de la DPC.

La commande DPC se base sur l'estimation des puissances active et réactive à partir des mesures de tension [15], [18], [42].

La puissance réactive estimée va être comparée à une valeur de référence nulle afin d'obtenir un facteur de puissance unitaire. La puissance active, à son tour, va être comparée à la valeur obtenue lors de la régulation de la tension de sortie [15], [18], [42].

Via des régulateurs à hystérésis, les sorties des comparateurs nous donnent des erreurs numérisées, qui, associées avec la position du vecteur tension, forment les entrées de la table de commutation [15], [18], [42].

Le principe de la table nous permet d'avoir les états de commutation adéquats qui assure le comportement voulu du système [15], [18], [42].

III.2.2 Estimation des puissances active et réactive [15], [18], [27], [29], [43]

La puissance apparente est donnée par :

$$\overline{S} = \overline{E.I}^* \quad (\text{III.1})$$

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

Et

$$\bar{S} = p + jq \quad (III.2)$$

On a :

$$\bar{S} = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \quad (III.3)$$

Par identification :

$$\begin{cases} p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) i_a + (e_c - e_a) i_b + (e_a - e_b) i_c] \end{cases} \quad (III.4)$$

Dans le repère $\alpha\beta$:

$$\begin{cases} p = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q = e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta \end{cases} \quad (III.5)$$

Si on s'intéresse à l'estimation des puissances sans passer par la mesure de la tension, on peut utiliser les expressions basées sur la mesure des courants absorbés, la mesure de la tension du bus continu, et sur les états des interrupteurs. Ces puissances sont données par :

$$\begin{cases} p = L \left(\frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \\ q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[3L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} (S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)) \right] \end{cases} \quad (III.6)$$

On peut remarquer l'absence du paramètre R dans les expressions données par (III.6). C'est dû au fait que la puissance dissipée dans la résistance est négligeable devant la puissance active.

Afin de calculer la position du vecteur tension dans le repère stationnaire $\alpha\beta$. On a :

$$\begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i_\alpha^2 + i_\beta^2} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (III.7)$$

III.2.3 Régulateurs à hystérésis [15], [18]

Le fonctionnement de ces régulateurs est décrit comme suit :

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

Puissance active :

$$\text{Si } p_{ref} - p > H_p \Rightarrow S_p = 1 \quad (\text{III.8})$$

$$\text{Si } p_{ref} - p < -H_p \Rightarrow S_p = 0 \quad (\text{III.9})$$

Puissance réactive :

$$\text{Si } q_{ref} - q > H_q \Rightarrow S_q = 1 \quad (\text{III.10})$$

$$\text{Si } q_{ref} - q < -H_q \Rightarrow S_q = 0 \quad (\text{III.11})$$

H_p et H_q : écarts des régulateurs à hystérésis.

III.2.4 Position du vecteur tension [15], [18]

La commande DPC nécessite la connaissance de la position du vecteur tension dans le plan $\alpha\beta$, celle-ci est donnée par :

$$\theta = \arctan\left(\frac{e_\beta}{e_\alpha}\right) \quad (\text{III.12})$$

L'équation suivante représente le numéro du secteur ainsi que sa position dans le plan $\alpha\beta$ qui est divisé en 12 secteurs.

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6}, n = 1, 2, \dots, 12 \quad (\text{III.13})$$

La figure III.2 nous montre les 12 secteurs dans le plan $\alpha\beta$.

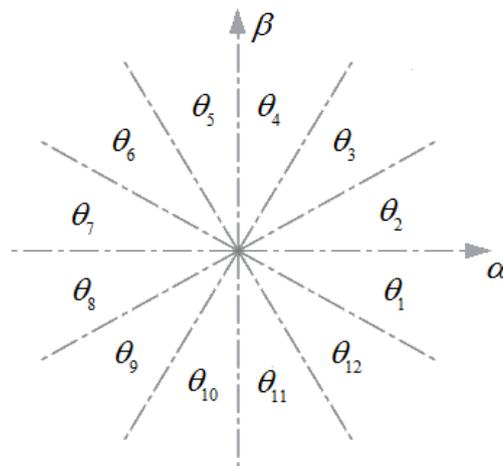


Figure III.2 Plan $\alpha\beta$ divisé en 12 secteurs.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

III.2.5 Table de commutation [18]

La figure III.3 montre que la variation des puissances instantanées active et réactive dépend de la position du vecteur tension du convertisseur \underline{v}_r . Selon sa position, différentes situations peuvent être présentées.

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

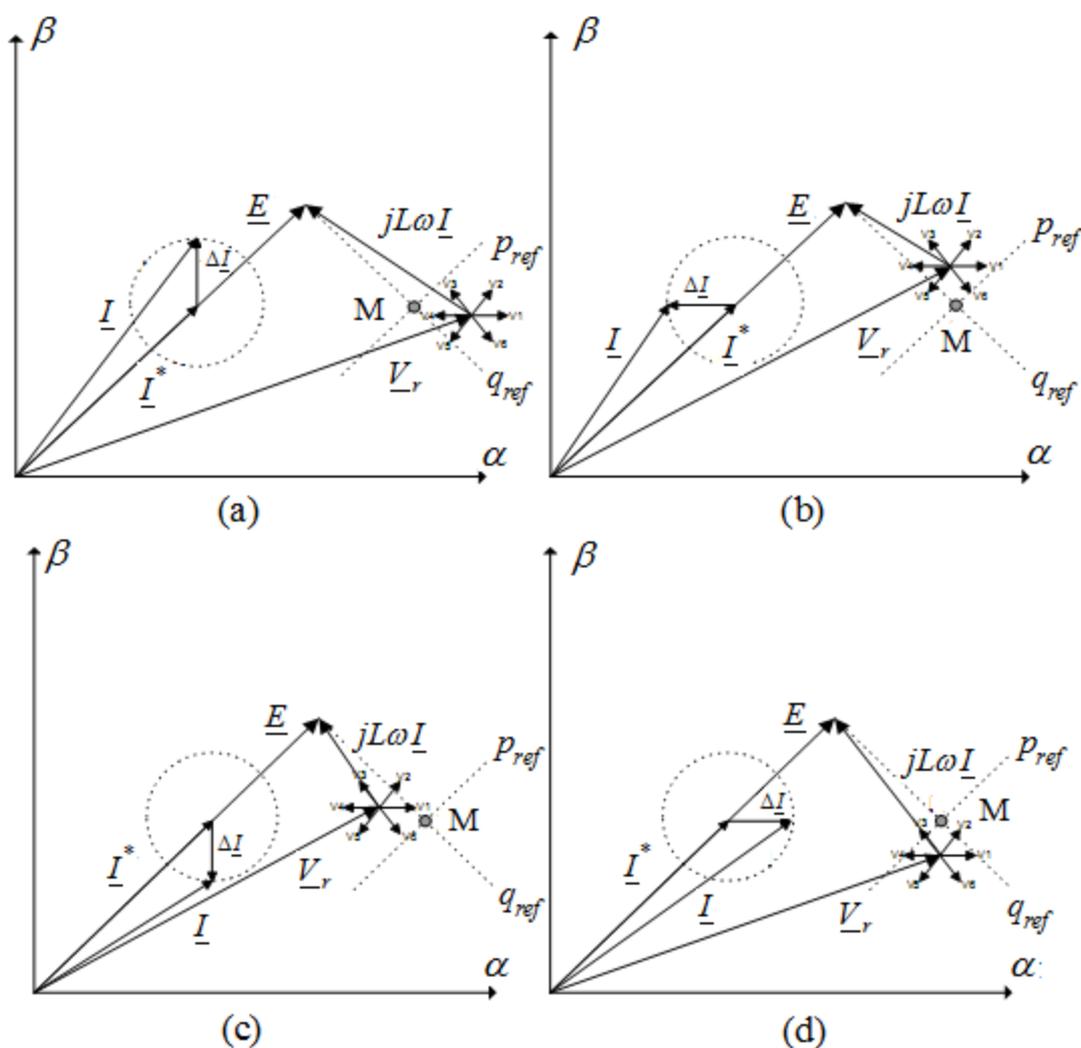


Figure III.3 Variations des puissances instantanées active et réactive.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

Le tableau III.1 résume les variations des puissances active et réactive selon les vecteurs de commande appliqués. Pour un vecteur qui se positionne dans le secteur $k = 1, \dots, 6$ du repère $\alpha\beta$;

- La puissance active augmente lorsqu'on applique les vecteurs $V_{k+2}, V_{k+3}, V_{k+1}, V_{k-2}$ ou bien V_0, V_7 .
- La puissance active diminue lorsqu'on applique les vecteurs V_k, V_{k-1} .
- La puissance réactive augmente lorsqu'on applique les vecteurs V_k, V_{k+1}, V_{k+2} .
- La puissance réactive diminue lorsqu'on applique les vecteurs $V_{k-2}, V_{k-1}, V_{k+3}$.

Tableau III.1 Variation de vecteur d'espace de tension du convertisseur [18].

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

La table de commutation est donnée par le tableau III.2.

Tableau III.2 Table de commutation classique.

S_p	S_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
1	0	V_6	V_7	V_1	V_0	V_2	V_7	V_3	V_0	V_4	V_7	V_5	V_0
	1	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0	V_7	V_7	V_0	V_0
0	0	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1

III.3 DPC Floue [15], [44]

Cette nouvelle approche est conçue dans le but d'améliorer la performance de la commande DPC classique.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

III.3.1 Intérêt de l'utilisation de la logique floue

La logique floue créée par Lotfi Zadeh, en 1965, est une extension de la logique classique. Elle se base sur les sous-ensembles flous [45].

Contrairement au raisonnement de la logique binaire qui n'admet que le vrai (1) ou le faux (0), le raisonnement de la logique floue est similaire au raisonnement humain qui prend en considération toute la marge $[0 ; 1]$ grâce aux fonctions d'appartenance [45]. Ce raisonnement prend en considération :

- L'incertitude.
- L'imprécision.
- L'incomplétude.

III.3.2 Notions liées à la logique floue

Variable linguistique

On appelle variable linguistique les variables qu'on utilise dans la logique floue, puisque, généralement, ce sont des variables imprécises ou même des expressions [15].

Fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance reflète le degré d'appartenance d'un élément à un sous-ensemble [45]. Elle est notée : $\mu_A(u)$

Avec :

A : Sous-ensemble.

u : Elément de U .

$$\mu_A(u) : U \rightarrow [0 ; 1] \tag{III.14}$$

Ces fonctions ont plusieurs formes. Elles sont soit :

- Triangulaire.
- trapézoïdale.
- Gaussienne.
- En S ou Z.
- ...

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

Sous-ensemble flou

Le sous-ensemble flou est un ensemble d'éléments qui ont les mêmes propriétés dans un univers de discours U . Il est caractérisé par sa fonction d'appartenance μ [45].

$$\text{Si } A \text{ est discret ; } A = \sum_{u \in A} \frac{\mu_A(u)}{u} \quad (\text{III.15})$$

$$\text{Si } A \text{ est continu ; } A = \int_{u \in A} \frac{\mu_A(u)}{u} \quad (\text{III.16})$$

III.3.3 Fonctionnement d'un système flou

Un système flou est constitué d'un ensemble de règles floues. Les sorties sont données selon les entrées et les règles floues.

Les règles floues sont définies comme :

$$\text{Si } x \text{ est } E \text{ alors } y \text{ est } F. \quad (\text{III.17})$$

La proposition (x est E) est nommée 'prémisse'.

La proposition (y est F) est nommée 'conclusion'.

Le système flou passe par trois étapes :

- Fuzzification.
- Inférence floue.
- Defuzzification.

Fuzzification

Cette étape permet la modification de la variable d'entrées en variable floue. En effet, l'ajout d'un degré d'appartenance à la variable réelle lui donne plus de précision [15].

Prenons cet exemple de la température :

$$\text{Pour } u = 30^\circ\text{C} \Rightarrow \begin{cases} \mu_{\text{froid}} = 5\% \\ \mu_{\text{normal}} = 35\% \\ \mu_{\text{chaud}} = 60\% \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Inférence floue

Cette étape permet de choisir la sortie à partir de l'ensemble des règles floues.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

- Implication floue [46] :

pour une règle floue :

$$\text{Si } x \text{ est } E \text{ alors } y \text{ est } F, \mu_R. \quad (\text{III.19})$$

avec μ_R le degré de vérité de cette règle.

$$\mu_{F'}(y) = \min(\mu_E(x), \mu_F(y), \mu_R) \quad (\text{III.20})$$

- Agrégation des règles [46] :

$$\mu_{Final}(y) = \max(\mu_{F',i}(y)); i = 1, \dots, n \quad (\text{III.21})$$

avec :

i : Numéro de la règle.

n : Nombre de règles.

Defuzzification

Cette étape permet la transformation de la sortie floue en sortie réelle.

Pour cela, nous pouvons utiliser plusieurs approches [46] :

- Le premier maximum de $\mu_{Final}(y)$.
- La moyenne des maximums de $\mu_{Final}(y)$.
- Centre de gravité.

$$y^* = \frac{\int \mu_{Final}(y) y dy}{\int \mu_{Final}(y) dy} \quad (\text{III.22})$$

- ...

III.3.4 Principe de la DPC floue [47], [48]

Afin d'améliorer les performances de la commande DPC, dans cette partie, nous allons nous intéresser à la DPC floue.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

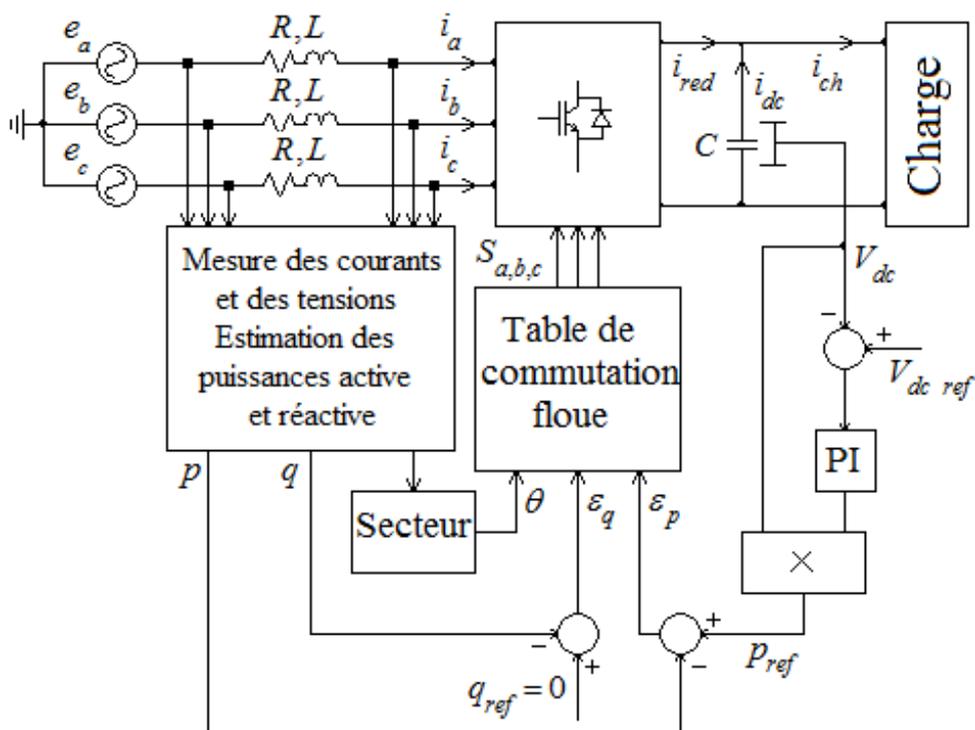


Figure III.4 Principe de la DPC floue.

On a :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(e_\alpha - Ri_\alpha - v_{r\alpha}) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(e_\beta - Ri_\beta - v_{r\beta}) \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

L'effet de la résistance peut être négligé. Sur une période de commutation T_s , l'équation (III.23) devient :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L}(e_\alpha(k) - v_{r\alpha}(k)) \\ \Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L}(e_\beta(k) - v_{r\beta}(k)) \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

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

$$e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k) \quad (\text{III.25})$$

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

Alors les variations des puissances active et réactive deviennent :

$$\begin{cases} \Delta p = e_\alpha(k) \Delta i_\alpha + e_\beta(k) \Delta i_\beta \\ \Delta q = e_\beta(k) \Delta i_\alpha - e_\alpha(k) \Delta i_\beta \end{cases} \quad (\text{III.26})$$

Après développement et simplification, on obtient :

$$\begin{cases} \overline{\Delta p}_i = \frac{E_{com}}{\sqrt{\frac{2}{3} V_{dc}}} - \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta q}_i = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{III.27})$$

La forme d'onde des puissances active et réactive pour les différents vecteurs de tension V_i est donnée par les figures III.5 et III.6.

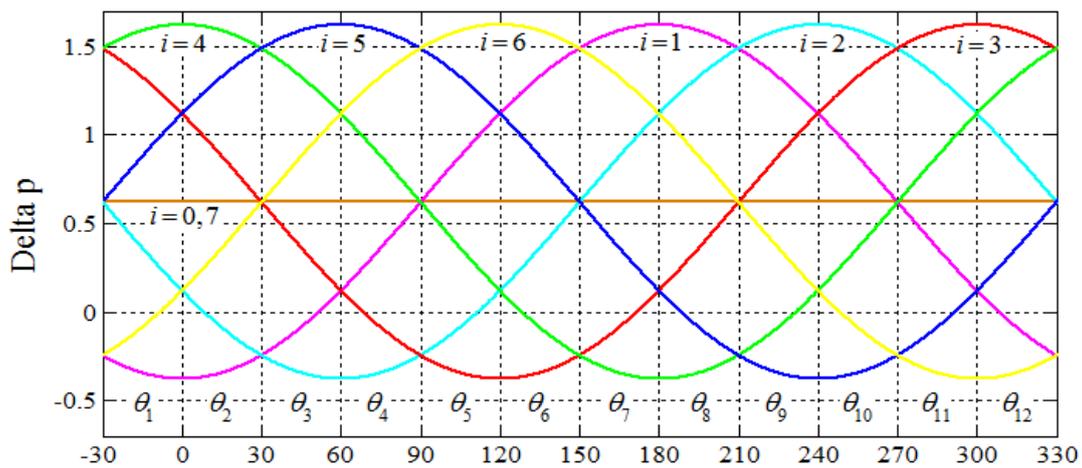


Figure III.5 Variation de la puissance active en fonction du vecteur de commande.

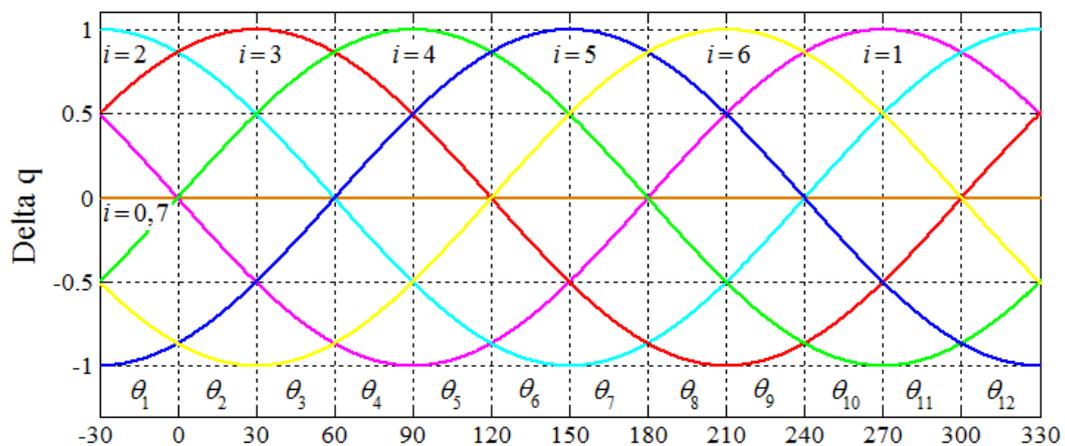


Figure III.6 Variation de la puissance réactive en fonction du vecteur de commande.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

Le principe de la commande reste le même. La seule différence c'est qu'au lieu d'utiliser une table de commutation réelle, nous utilisons une table de commutation floue.

Dans ce cas, nous éliminons les régulateurs à hystérésis. Les sorties des comparateurs des puissances active et réactive $\varepsilon_p(k)$ et $\varepsilon_q(k)$ sont directement les entrées de la table. Elles sont divisées en trois sous-ensembles : N, Z et P.

Fonctions d'appartenance

Plusieurs fonctions d'appartenance peuvent être utilisées. Dans notre travail, nous avons choisi des fonctions triangulaires pour les entrées et des piques pour les sorties. Les figures III.7 et III.8 le montrent.

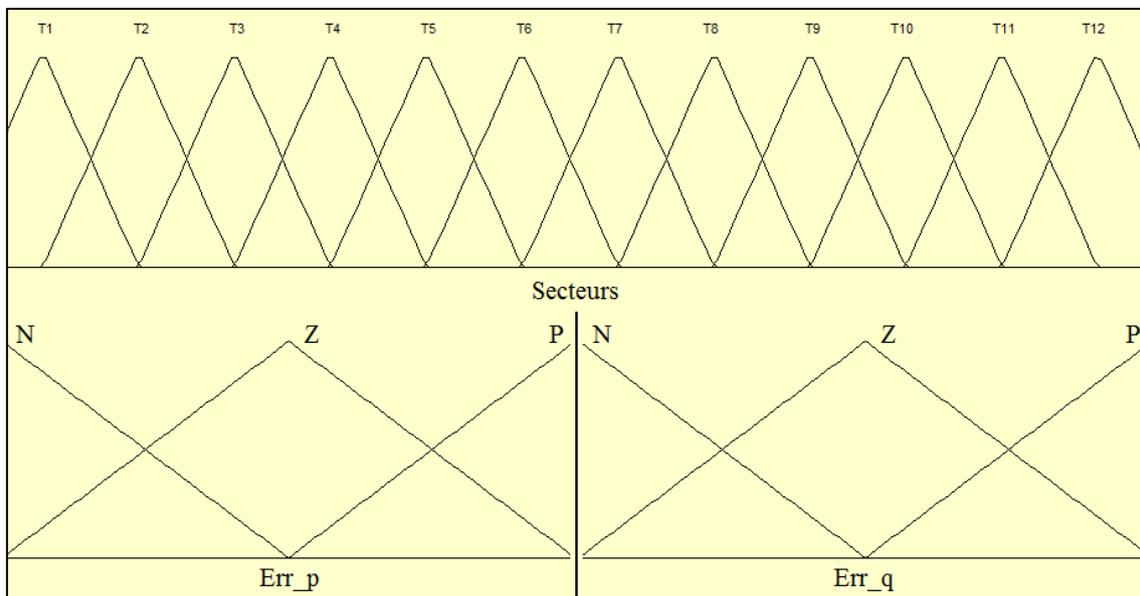


Figure III.7 Fonctions d'appartenance des entrées.

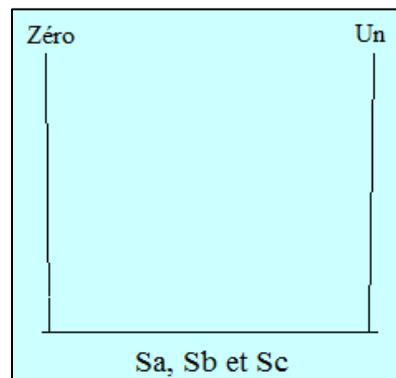


Figure III.8 Fonctions d'appartenance des sorties.

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

Table floue

La table floue se base sur les variations de la puissance active et réactive dans chaque secteur. Le tableau III.3 résume la table de commutation floue.

Tableau III.3 Table de commutation floue.

ε_p	ε_q	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6	θ_7	θ_8	θ_9	θ_{10}	θ_{11}	θ_{12}
N	N	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	Z	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6
	P	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1
Z	N	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6
	Z	V_7	V_0	V_7	V_0								
	P	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1
P	N	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5
	Z	V_7	V_0	V_7	V_0								
	P	V_2	V_3	V_3	V_4	V_4	V_5	V_5	V_6	V_6	V_1	V_1	V_2

Règles floues

Pour le premier secteur, les règles sont données comme suit :

Règle 1 : Si ε_p est **N** et ε_q est **N** alors $V_i = V_6$

Règle 2 : Si ε_p est **N** et ε_q est **Z** alors $V_i = V_1$

Règle 3 : Si ε_p est **N** et ε_q est **P** alors $V_i = V_1$

Règle 4 : Si ε_p est **Z** et ε_q est **N** alors $V_i = V_6$

Règle 5 : Si ε_p est **Z** et ε_q est **Z** alors $V_i = V_7$

Règle 6 : Si ε_p est **Z** et ε_q est **P** alors $V_i = V_1$

Règle 7 : Si ε_p est **P** et ε_q est **N** alors $V_i = V_5$

Règle 8 : Si ε_p est **P** et ε_q est **Z** alors $V_i = V_7$

Règle 9 : Si ε_p est **P** et ε_q est **P** alors $V_i = V_2$

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE D'UN REDRESSEUR MLI

III.4 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons abordé la DPC et la DPC floue.

Dans un premier temps, nous avons expliqué le principe de la DPC qui nous a aidés à mieux comprendre cette commande et son fonctionnement. Et puisque la table de commutation classique de la DPC a plusieurs inconvénients, une autre table basée sur la logique floue a été suggérée afin de régler certaines de ses problèmes. Afin de présenter cette table floue, nous avons parlé sur quelques notions liées à la logique floue, ce qui nous a permis de comprendre le fonctionnement d'un système flou, donc de simplifier son utilisation par la suite. Enfin, nous avons donné la table de commutation floue et son principe.

Afin de mieux voir la différence entre les approches citées, dans le chapitre suivant, nous allons présenter leurs simulations.

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

IV.1 Introduction

La commande directe de puissance est l'une des techniques utilisées pour le contrôle des redresseurs MLI. Le chapitre précédent nous a permis de mieux comprendre le principe de la DPC et de la DPC floue. Dans ce chapitre, nous allons réaliser des simulations afin d'étudier le comportement du système.

Nous allons, tout d'abord, présenter les résultats de simulation des deux tables de commutation (classique et floue), puis, nous allons interpréter ces résultats afin de relever les différentes caractéristiques de leurs comportements. Enfin, nous allons faire une étude comparative pour montrer le comportement des deux tables, au même temps, ce qui nous permettra de faire un meilleur choix.

IV.2 Simulations

Dans cette partie, on fera une simulation des deux techniques DPC classique et DPC floue présentées dans le chapitre précédent.

Afin de pouvoir réaliser ces simulations, on a utilisé les données représentées dans le tableau IV.1.

Tableau IV.1 Paramètres de simulation.

Tension simple efficace du réseau E	220 V
Résistance du filtre R	0.1 Ω
Inductance du filtre L	0.01 H
Condensateur du bus continu C	0.001 F
Résistance de la charge R_{ch}	50 et 100 Ω
Tension du bus continu de référence $V_{dc\ ref}$	650 à 750 V
Fréquence du réseau f	50Hz
Bande d'hystérésis	Epsilon
Paramètres du régulateur	$K_p = 0.069, K_i = 1.256$

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

Pour les deux méthodes, deux essais ont été effectués :

- Essai 1 :
 - Variation en échelon de V_{dc} : passage de la valeur 650 V à 750 V à $t = 0.5s$.
 - La charge R_{ch} est maintenue inchangée ($R_{ch} = 100 \Omega$).

On relève les grandeurs suivantes :

- Tension du bus continu V_{dc} .
 - Courants de ligne $i_{a,b,c}$.
 - Facteur de puissance unitaire UPF .
 - Puissances active et réactive p et q .
 - Taux de distorsion harmonique THD .
- Essai 2 :
 - V_{dc} constante (750 V).
 - Variation de la charge : passage de la valeur 100 Ω à 50 Ω à $t = 0.5s$.

Dans cet essai, on s'intéresse uniquement à l'allure de la tension V_{dc} pour apprécier la qualité de la régulation obtenue.

IV.2.1 Table classique

Les figures IV.1, IV.2, IV.3, IV.4, IV.5, IV.6 et IV.7 donnent les allures des différentes grandeurs.

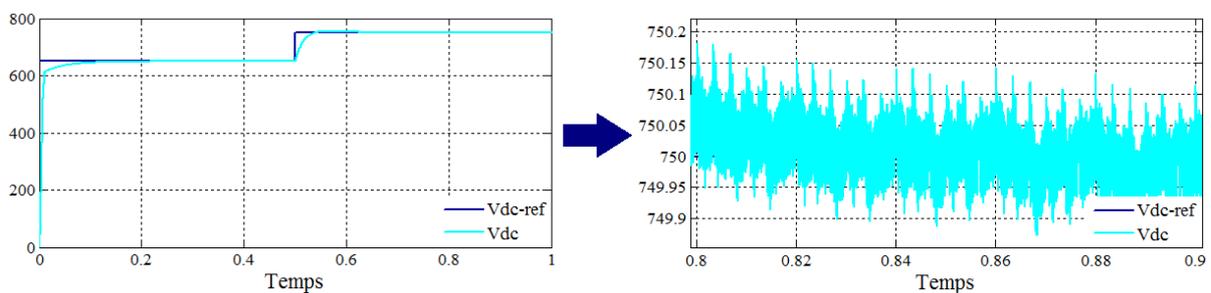


Figure IV.1 Tension du bus continu pour une charge constante.

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

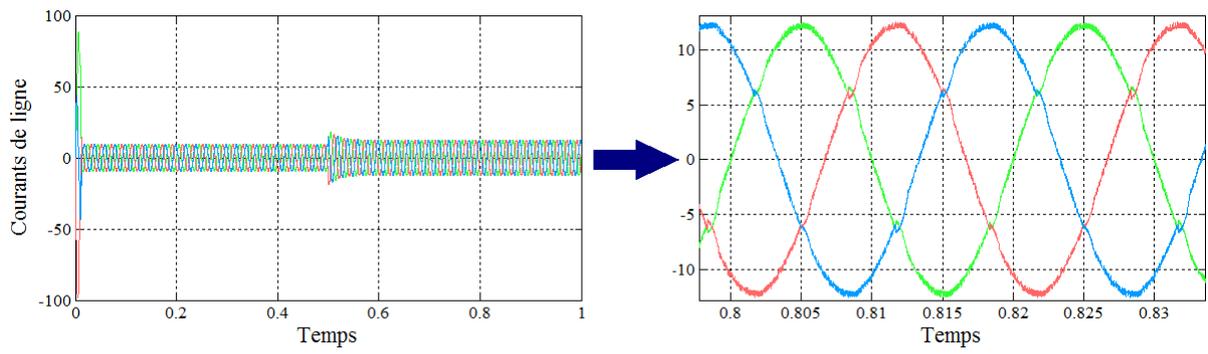


Figure IV.2 Courants de ligne.

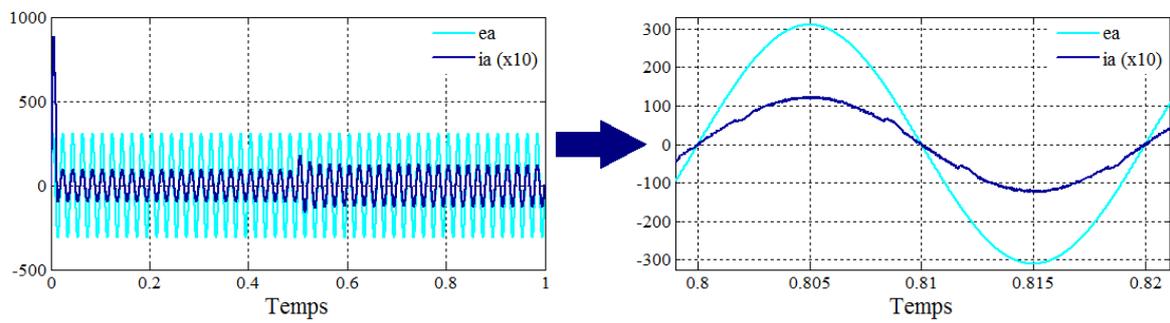


Figure IV.3 $e_a(t)$ et $i_a(t)$ en phase ($PF = 1$).

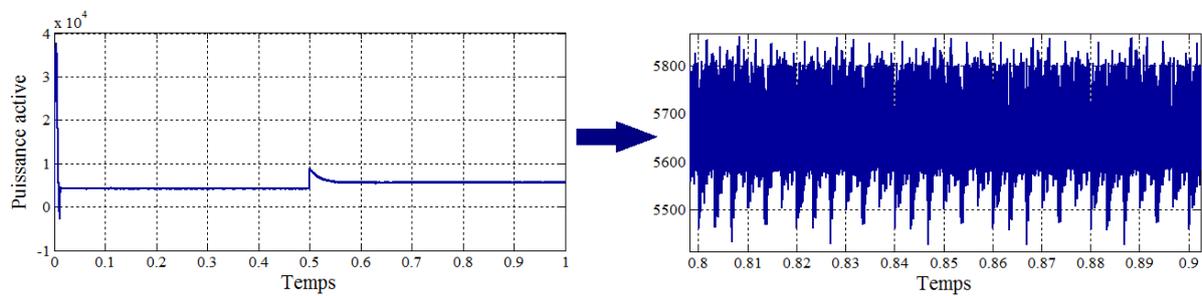


Figure IV.4 Puissance active.

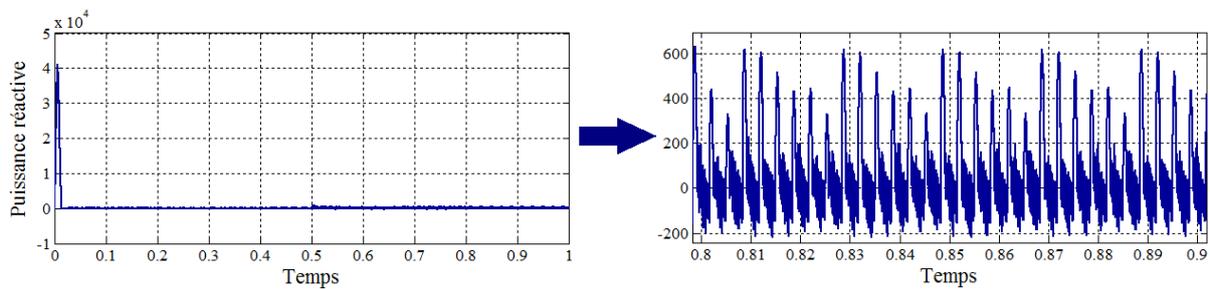


Figure IV.5 Puissance réactive.

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

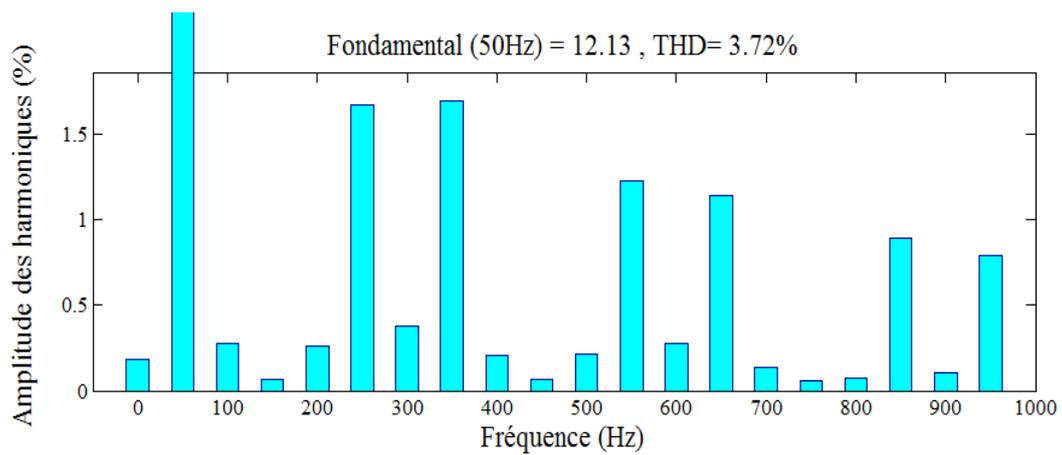


Figure IV.6 Taux de distorsion harmonique.

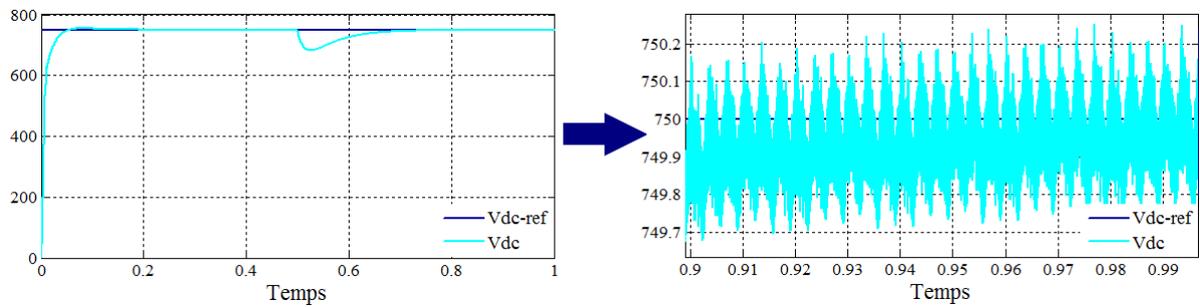


Figure IV.7 Tension du bus continu pour une charge variable.

IV.2.2 Table floue

Les figures IV.8, IV.9, IV.10, IV.11, IV.12, IV.13 et IV.14 représentent les allures des différentes grandeurs.

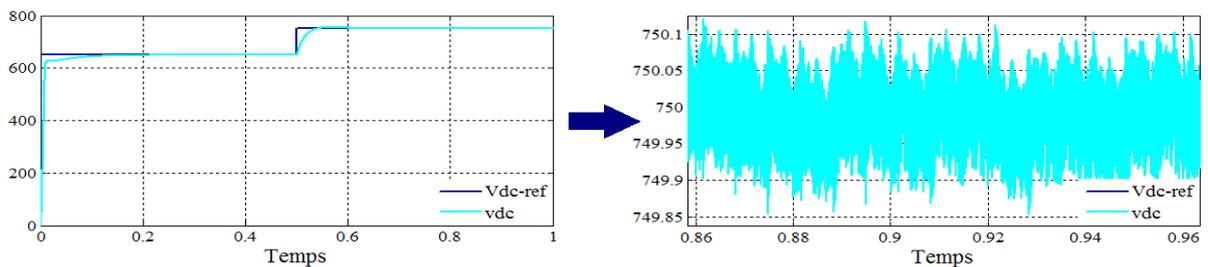


Figure IV.8 Tension du bus continu pour une charge constante.

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

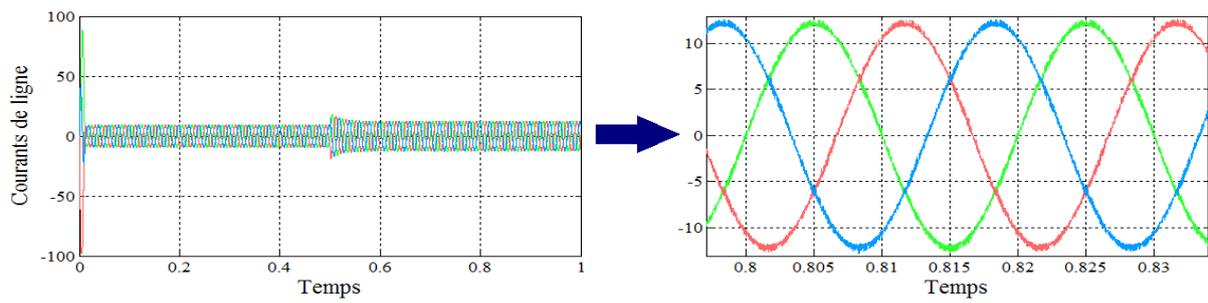


Figure IV.9 Courants de ligne.

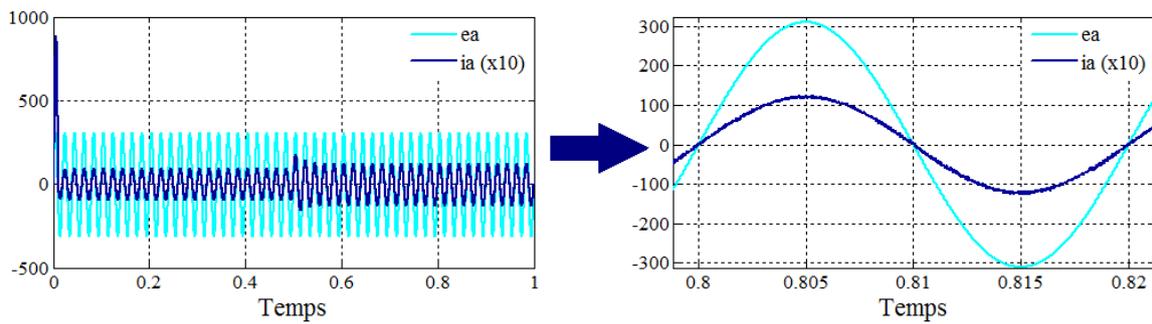


Figure IV.10 $e_a(t)$ et $i_a(t)$ en phase ($PF = 1$).

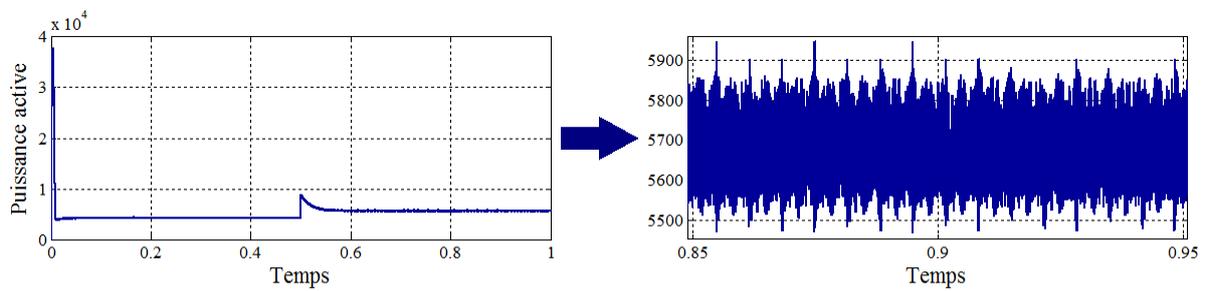


Figure IV.11 Puissance active.

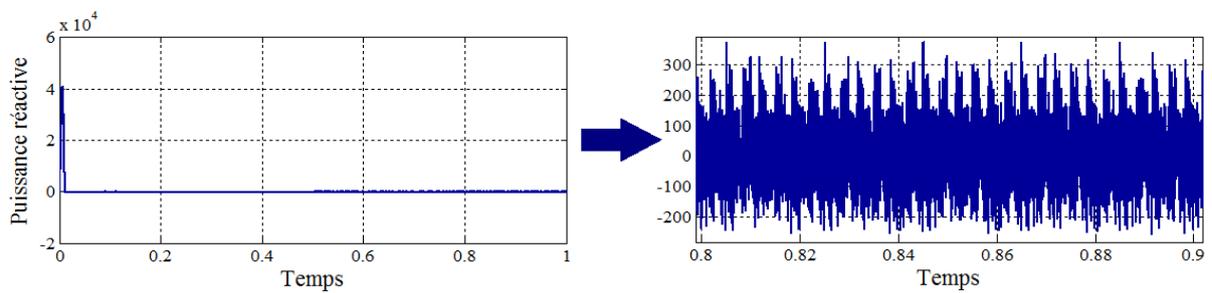


Figure IV.12 Puissance réactive.

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

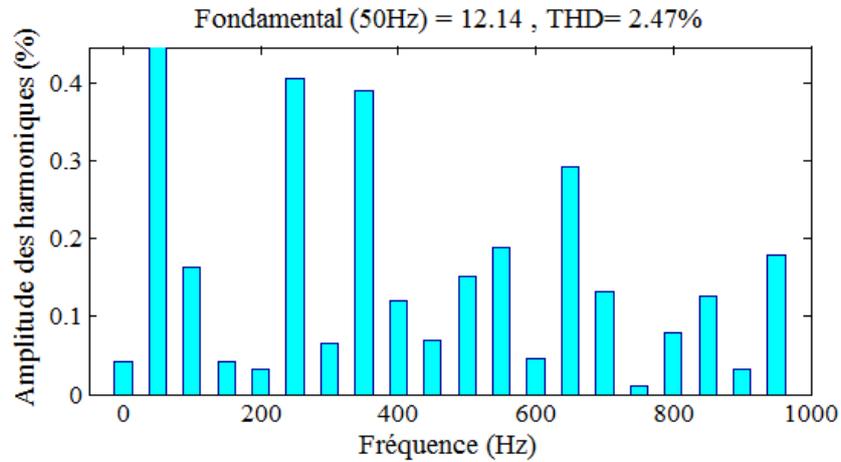


Figure IV.13 Taux de distorsion harmonique.

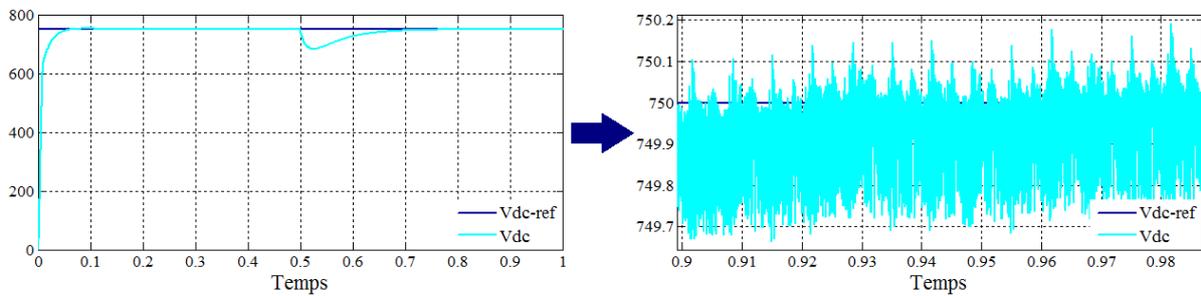


Figure IV.14 Tension du bus continu pour une charge variable.

IV.3 Interprétations

- Tension du bus continu V_{dc} pour une charge constante.

D'après les figures IV.1 et IV.8, on remarque que la réponse suit la consigne et qu'en régime permanent, l'erreur statique est nulle.

Le tableau IV.2 montre certaines caractéristiques du système.

Tableau IV.2 Caractéristiques dynamique du système.

	$T_r(650 V)$	$T_r(750 V)$	$D(650 V)$	$D(750 V)$
Table classique	15.8ms	13.6ms	0%	0.68%
Table floue	10ms	13.6ms	0%	0.67%

D'après les valeurs données par le tableau IV.2, on peut dire que la dynamique du système est bonne.

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

- Courants de ligne $i_{a,b,c}$.

Concernant les courants de ligne, on remarque qu'après un régime transitoire, le courant présente une forme quasi sinusoïdale.

- Facteur de puissance unitaire UPF .

les figures IV.3, IV.5, IV.10 et IV.12 montrent, d'une part, que la tension et le courant d'une même phase sont alignés et, d'une autre, que la puissance réactive est nulle. Cela nous permet de dire que le facteur de puissance est unitaire ($PF = 1$).

- Puissances active et réactive p et q .

D'après les figures IV.4 et IV.11, on remarque que la puissance active pour une tension de référence de 750 V est entre $5600 - 5750\text{ W}$.

Cela peut être justifié en écrivant le bilan des puissances entre les deux côtés du convertisseur. En effet :

La puissance du côté source est égale à :

$$p_s = \frac{3}{2} V_M I_M \approx 5623\text{ W} \quad (\text{IV.1})$$

Et du côté charge, elle est égale à :

$$p_R = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} = 5625\text{ W} \quad (\text{IV.2})$$

Les deux valeurs trouvées théoriquement et la valeur trouvée lors de la simulation sont presque égales, on peut dire que cette valeur est justifiée ($p_s = p_R = p$) étant donné que le convertisseur est considéré idéal (sans pertes).

De même, d'après les figures IV.5 et IV.12, la valeur de la puissance réactive est justifiée car $q = q_{ref} = 0$.

- Taux de distorsion harmonique THD.

D'après la forme d'onde du courant obtenue dans les deux cas et les figures représentant le taux de distorsion harmonique (figures IV.6 et IV.13), on constate que la table floue donne une meilleure valeur de THD (meilleure qualité de l'onde de courant). Cela s'explique par le fait de l'utilisation de différentes approches pour la commande directe de puissance (DPC).

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

- Tension du bus continu V_{dc} pour une charge variable.

On remarque qu'à $t = 0.5s$, l'existence d'un régime transitoire causé par la variation de la charge. Ensuite, le système regagne son comportement initial caractérisé par une erreur statique nulle. La régulation est de bonne qualité dans les deux cas.

IV.4 Etude comparative

Dans cette partie, on s'intéresse à la comparaison entre les deux tables de commutation. Les figures suivantes montrent les différences relevées :

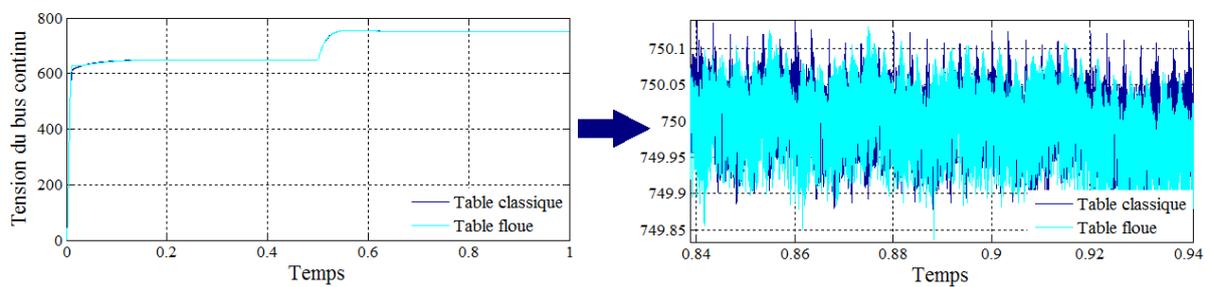


Figure IV.15 Tension du bus continu.

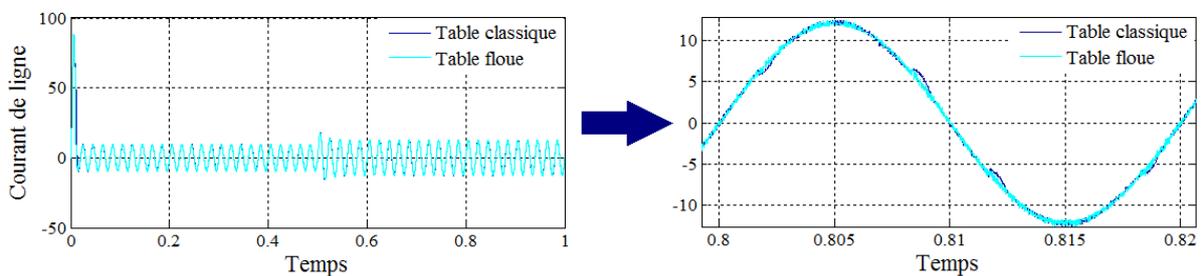


Figure IV.16 Courant de ligne de la phase a.

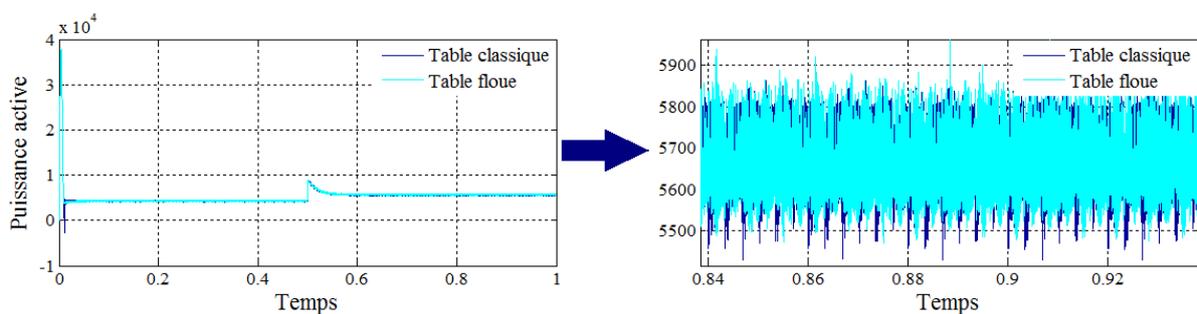


Figure IV.17 Puissance active.

CHAPITRE IV : SIMULATION ET INTERPRETATION DES RESULTATS

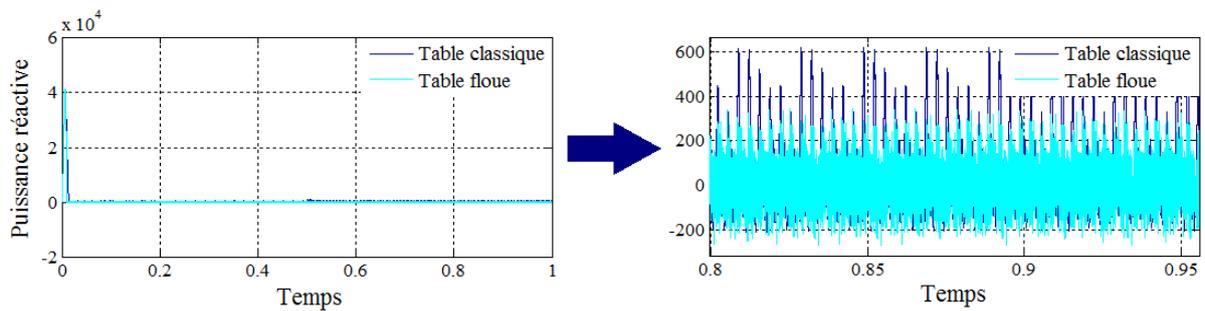


Figure IV.18 Puissance réactive.

Le tableau IV.3 résume les différentes caractéristiques liées à chaque table.

Tableau IV.3 Caractéristiques liées à chaque table.

Table	Classique	Floue
Caractéristiques		
Régulation de la tension de sortie	Bonne	Bonne
THD	3.72	2.47
Forme de courant presque sinusoïdale	Oui	Oui
Facteur de puissance PF	Unitaire	Unitaire

IV.5 Conclusion

Ce chapitre nous a permis de mener une étude sur le comportement du système commandé par la DPC en utilisant deux tables de commutation différentes ; la table classique et la table floue.

Les deux systèmes ont été testés en poursuite (V_{dc} variable, R_{ch} fixée) et en régulation (V_{dc} fixée, R_{ch} variable). Les résultats obtenus montrent que dans les deux cas, les performances sont globalement satisfaisantes. Cependant, on a relevé une certaine supériorité de la commande floue surtout en ce qui concerne la valeur du THD.

CONCLUSION GENERALE

CONCLUSION GENERALE

Ce mémoire est consacré à la commande floue d'un redresseur MLI en vue de son utilisation pour la dépollution harmonique des réseaux électriques. Cette pollution est, dans beaucoup de cas, causée par des éléments d'électronique de puissance, plus exactement les convertisseurs statiques. En effet, ces convertisseurs font partis des charges non linéaires qui affectent la forme d'onde des courants de ligne.

Grâce aux recherches bibliographiques effectuées sur les redresseurs MLI, nous avons pu connaître les différentes structures de ce convertisseur et leur importance, surtout la structure en courant qui est très utilisée. Son modèle mathématique développé, en se basant sur différentes relations entre la source, le convertisseur et la charge, nous a permis de faire un schéma bloc en vue de faire des simulations.

Différentes techniques de commande peuvent être utilisées, notre choix s'est posé sur la DPC qui est une technique à algorithme simple. Elle se base sur le contrôle des puissances active et réactive moyennant une table de commutation. Dans le but d'améliorer les performances obtenues avec la DPC classique, la logique floue a été utilisée.

La simulation du système commandé par la DPC avec les deux tables classique et floue a donné des résultats globalement satisfaisants. En effet, nous avons constaté que dans les deux cas :

- Le système a une bonne dynamique.
- L'erreur statique donnée par la boucle extérieure est nulle.
- La régulation des puissances active et réactive est assurée.
- Les courants de ligne sont quasi sinusoïdaux.
- Le facteur de puissance est unitaire.
- Le temps de calcul et l'espace mémoire sont importants pour la logique floue.

Toutefois, il importe de signaler que la table floue est largement supérieure à la table classique en ce qui concerne la valeur du THD. La qualité des ondes de courant obtenues est donc bien meilleure avec une commande par DPC floue.

Il est clair que les recherches effectuées sur cette technique ne sont pas épuisées. De nouvelles approches peuvent être développées en utilisant d'autres fonctions d'appartenance ou en modifiant le nombre de secteurs afin d'obtenir de meilleurs résultats.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[1] P. FERRACCI, «La qualité de l'énergie électrique, Cahier technique», n° 199, Schneider Electric, Grenoble, France, octobre 2001, 32 pages, pdf, [consulté : 02/07/2020]

Disponible à l'adresse : <http://www.surprises.ch/HT/annexes/CT-199.pdf>

[2] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Généralité sur les surtensions», [en ligne], mise à jour : 20 mai 2020, [consulté : 02/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://fr.electrical-installation.org/frwiki/G%C3%A9n%C3%A9ralit%C3%A9_sur_les_surtensions

[3] Sensagent, «Courant harmonique», dans le dictionnaire Sensagent Le Parisien [en ligne], [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : <http://dictionnaire.sensagent.leparisien.fr/Courants%20harmoniques/fr-fr/>

[4] ABB, «Harmoniques et convertisseurs de fréquence», Guide Technique, n° 6, Suisse, 2012, 35 pages, pdf, [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://library.e.abb.com/public/382f7dce4fa69cf5c12579b1004ccf19/FR_Technical_guide_No_6_REVC.pdf

[5] Schneider Electric, «Détection et filtrage des harmoniques», Guide expert basse tension, n°4, France, juin 2009, 45 pages, pdf, [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://download.schneider-electric.com/files?p_enDocType=Technical+leaflet&p_File_Name=DBTP152GUI_FR+%28web%29.pdf&p_Doc_Ref=DBTP152GUI_FR

[6] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Effets des harmoniques : phénomène de résonance», [en ligne], mise à jour : 20 mai 2020, [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques:_ph%C3%A9nom%C3%A8ne_de_r%C3%A9sonance

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[7] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Effets des harmoniques : augmentation des pertes», [en ligne], mise à jour : 20 mais 2020, [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : [https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques : augmentation des pertes#Pertes dans les machines asynchrones](https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques:_augmentation_des_pertes#Pertes_dans_les_machines_asynchrones)

[8] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Effets des harmoniques : surcharge des matériels», [en ligne], mise à jour : 20 mais 2020, [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : [https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques : surcharge des mat%C3%A9riels](https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques:_surcharge_des_mat%C3%A9riels)

[9] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Effets des harmoniques : perturbation des charges sensibles», [en ligne], mise à jour : 20 mais 2020, [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : [https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques : perturbation des charges sensibles](https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques:_perturbation_des_charges_sensibles)

[10] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Effets des harmoniques : impact économique», [en ligne], mise à jour : 20 mais 2020, [consulté : 03/07/2020].

Disponible à l'adresse : [https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques : impact %C3%A9conomique](https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Effets_des_harmoniques:_impact_%C3%A9conomique)

[11] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Définition des harmoniques», [en ligne], mise à jour : 20 mais 2020, [consulté : 04/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://fr.electrical-installation.org/frwiki/D%C3%A9finition_des_harmoniques

[12] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Intérêt de chacun des indicateurs», [en ligne], mise à jour : 20 mais 2020, [consulté : 04/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Int%C3%A9r%C3%AAt_de_chacun_des_indicateurs

[13] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Solutions de base pour atténuer les harmoniques», [en ligne], mise à jour : 20 mais 2020, [consulté : 04/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Solutions_de_base_pour_att%C3%A9nuer_les_harmoniques

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[14] Schneider Electric, Wiki Installation Electrique, «Filtrage des harmoniques», [en ligne], mise à jour : 20 mai 2020, [consulté : 04/07/2020].

Disponible à l'adresse : https://fr.electrical-installation.org/frwiki/Filtrage_des_harmoniques

[15] A. Bouafia, «Techniques de Commande Prédicative et Floue pour les Systèmes d'Electronique de Puissance : Application aux Redresseurs à MLI», Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas, Sétif, Algérie, 2010, 207 pages.

[16] P. Petitclair, «Modélisation et Commande de structures FACTS : Application au STATCOM», Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 1997, 175 pages.

[17] K. Merabet, «Commande MLI d'un onduleur triphasé basée sur la dispersion de la tension triphasée», Mémoire de Maîtrise en Génie Électrique, Université du Québec, Canada, 2011, 104 pages.

[18] M. Malinowski, «Sensorless Control Strategies for Three-Phase PWM Rectifiers», Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Varsovie, Faculty du genie électrique, Varsovie, Pologne, 2001, 128 pages.

[19] G. Séguier, R. Bausière & F. Labrique, «Electronique de Puissance : Structures de base, principales applications», 8 édition, Dunod, France, 409 pages.

[21] V. Vaideeswaran, N. Sankar, «Control Techniques of Three Phase PWM Rectifier», International Journal of Engineering and Advanced Technology (IJEAT), ISSN : 2249-8958, volume 8, Issues-2S, December 2018.

[22] S. Lechat Sanjuan, «Voltage Oriented Control of Three Phase Boost PWM Converters Design, Simulation and Implimentation of a 3 Phase Boost Battery Charger», Master of Science Thesis in Electric Power Engineering, Departement of Energy and Environment, Divison of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, Sweden, 2010, 114 pages.

[23] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, «Control of Three-Phase PWM Rectifier – A Comparative Review, Institute of Control and Industrial Electronics», Warsaw University of Technology, Poland, 2004.

[24] M. Malinowski, «Virtual-Flux-Based Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifiers», IEEE Transactions on Industry applications, vol. 37, n° 4, July/August 2001.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [25] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, & G. Marques, «Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers», Industry Applications Conference, IEEE, 2000.
- [26] A. Rahoui, «Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI», Thèse de Doctorat, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, Algérie, 2017, 166 pages.
- [27] C. B. Harshada, «Review of Control Techniques of Three phase Boost Type PWM Rectifiers», International Journal of Science and Research (IJSR), Volume 5 Issue 12, December 2016.
- [28] M. Malinowski, P. Kazmierkowski and A. M. Trzynadlowski, «A Comparative Study of Control Techniques for PWM Rectifiers in AC Adjustable Speed Drives», IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, N° 6, November 2003.
- [29] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo and I. Takahashi, «Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors», IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, N° 3, May/June 1998.
- [30] E. M. Suhara, M. Nandakumar, «Voltage Oriented Control of three phase PWM Rectifier with Bus Clamped Space Vector PWM», IEEE International Conference on Power, Instrumentation, Control and Computing (PICC), 2015.
- [31] M. Malinowski, M. Jasinski and M. P. Kazmierkowski, «Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 51, n° 2, April 2004.
- [32] L. Belhadji, «Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension», Mémoire de magister, Ecole Militaire Poly technique (E.M.P.), Alger, 2007.
- [33] P. LE BRUN, «Variation de vitesse des machines asynchrones», [en ligne], Electrotechnique et Electronique Industrielle, 36 pages, pdf, [consulté : 31/05/2020].
Disponible à l'adresse :
http://www.larmand.fr/fichiers/Ancien_site/enseigne/ressources/techno/bourse%20cours/CO_URS/machine%20asynchrone%20variation%20vitesse.pdf

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [34] B. Keddari et Y. KOT, «Modélisation et Simulation D'un Convertisseur AC/DC Triphasé», Mémoire de Master, Université d'El-Oued, 2014.
- [35] Kh. Belgacem, «Optimisation des performances des systèmes énergétiques dans la production d'énergie éolienne à vitesse variable», Thèse de Doctorat en Electrotechnique, Université Djillali Liabes, Sidi-Bel-Abbès, Algérie, 2014.
- [36] K. D. E. Kerrouche, «Application des FACTS pour améliorer les performances dynamiques d'un parc éolien raccordé au réseau électrique», thèse de DOCTORAT LMD en Electrotechnique, Université de Saida, 2016
- [37] T. Ohnishi, «Three-phase PWM converter/inverter by means of instantaneous active and reactive power control», Ind. Electron. Control Instrumentation, 1991. Proceedings. IECON '91, 1991 Int. Conf., pp. 819–824, 1991.
- [38] I. Takahashi, T. Noguchi, «A new quick-response and high-efficiency control strategy of induction motor», IEEE Trans. on Industry Applications, vol. I5-22, no.5, pp. 820-827, Sep./Oct. 1986.
- [39] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, «Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space-Vector Modulation (DPC-SVM)», IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 2, pp. 447–454, Apr. 2004.
- [40] M. Maghamizadeh and S. H. Fathi, «Virtual Flux Based Direct Power Control of a Three-Phase Rectifier Connected to an LCL Filter with Sensorless Active Damping», in 7th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference, 2016, pp. 16–18.
- [41] P. Antoniewicz and M. Kazmierkowski, «Predictive direct power control of three-phase boost rectifier», Bull. POLISH Acad. Sci. Tech. Sci., vol. 54, no. 3, pp. 287–292, 2006.
- [42] A. Bouafia, J-P. Gaubert and 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, 2008.
- [43] M. Malinowski and M. P. Kazmierkowski, «Control of Three-Phase PWM Rectifier – A Comparative Review», IEEE Industrial Electronics Society Newsletter, Vol. 51, n° 1, 2004.
- [44] T. M. Chikouche, K. Hartani, «Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Based on New Switching Table», Journal of Engineering Science and Technology Vol. 13, N° 6, 2018.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

[45] J. Faucher, «Les plans d'expériences pour le réglage de commandes à base de logique floue», Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INPT), Toulouse, 2006, 198 pages.

[46] A. Melahi, «Techniques d'intelligence artificielle», Master 2, Electrotechnique Industrielle, Université Abderrahmane Mira, Béjaïa, Algérie.

[47] A. Bouafia, F. Krim and J-P. Gaubert, «Fuzzy-Logic-Based Switching State Selection for Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier», IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 56, N° 6, JUNE 2009.

[48] S. Ouchen, H. Steinhart, J-P. Gaubert, F. Blaabjerg and A. Betka, «Simulation and Real Time Implementation of Direct Power Control Applied to Parallel Active Filtering Based on Fuzzy Logic Controller», Proceedings of the 7th International Conference on Systems and Control, Universitat Politècnica de València, Spain, October 24-26, 2018.

ANNEXES

ANNEXES

Annexe 1 :

Estimation de la puissance à partir du flux virtuel :

On a :

$$\bar{E} = \frac{d\bar{\psi}}{dt} = \frac{d}{dt}(\psi e^{j\omega t}) = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + \frac{de^{j\omega t}}{dt} \psi \Rightarrow \bar{E} = \frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega\bar{\psi} \quad (1.1)$$

Où :

\bar{E} : Tension d'entrée.

$\bar{\psi}$: Vecteur flux virtuel.

ω : Pulsation.

Dans le cas de la commande par orientation du flux virtuel, le flux est porté par l'axe d du repère dq [18], [27] ; $\bar{\psi} = \psi_d$.

La puissance apparente est donnée par :

$$\bar{S} = \bar{E} \bar{I}^* = \left(\frac{d\psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega\bar{\psi} \right) (i_d - j i_q) \quad (1.2)$$

Le développement de la formule (II.12), nous donne les expressions des puissances active et réactive suivante :

$$\begin{cases} p = \frac{d\psi_d}{dt} i_d + \omega\psi_d i_q \\ q = -\frac{d\psi_d}{dt} i_q + \omega\psi_d i_d \end{cases} \quad (1.3)$$

Puisque les tensions sont sinusoïdales et équilibrées, on a :

$$\frac{d\psi_d}{dt} = 0 \quad (1.4)$$

Alors :

$$\begin{cases} p = \omega\psi_d i_q \\ q = \omega\psi_d i_d \end{cases} \quad (1.5)$$

Selon le repère $\alpha\beta$, le vecteur tension est donné par :

$$\bar{E} = \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{\alpha} + \psi_{\beta}) \quad (1.6)$$

ANNEXES

La puissance apparente est alors donnée par :

$$\bar{S} = \bar{E} \bar{I}^* = \left(\frac{d\psi}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\psi_{\alpha} + \psi_{\beta}) \right) (i_{\alpha} - ji_{\beta}) \quad (1.7)$$

Après développement, on obtient :

$$\begin{cases} p = \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\alpha} i_{\alpha} + \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\beta} i_{\beta} + \omega(\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \\ q = -\frac{d\psi}{dt} \Big|_{\alpha} i_{\beta} + \frac{d\psi}{dt} \Big|_{\beta} i_{\alpha} + \omega(\psi_{\alpha} i_{\alpha} + \psi_{\beta} i_{\beta}) \end{cases} \quad (1.8)$$

En simplifiant :

$$\begin{cases} p = \omega(\psi_{\alpha} i_{\beta} - \psi_{\beta} i_{\alpha}) \\ q = \omega(\psi_{\alpha} i_{\alpha} + \psi_{\beta} i_{\beta}) \end{cases} \quad (1.9)$$

Annexe 2 :

On a :

$$\begin{cases} \frac{di_{\alpha}}{dt} = \frac{1}{L}(e_{\alpha} - Ri_{\alpha} - v_{r\alpha}) \\ \frac{di_{\beta}}{dt} = \frac{1}{L}(e_{\beta} - Ri_{\beta} - v_{r\beta}) \end{cases} \quad (2.1)$$

L'effet de la résistance peut être négligé. Sur une période de commutation T_s , l'équation (2.1) devient :

$$\begin{cases} \Delta i_{\alpha} = i_{\alpha}(k+1) - i_{\alpha}(k) = \frac{T_s}{L}(e_{\alpha}(k) - v_{r\alpha}(k)) \\ \Delta i_{\beta} = i_{\beta}(k+1) - i_{\beta}(k) = \frac{T_s}{L}(e_{\beta}(k) - v_{r\beta}(k)) \end{cases} \quad (2.2)$$

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

$$e_{\alpha\beta}(k+1) = e_{\alpha\beta}(k) \quad (2.3)$$

Alors les variations des puissances active et réactive deviennent :

$$\begin{cases} \Delta p = e_{\alpha}(k) \Delta i_{\alpha} + e_{\beta}(k) \Delta i_{\beta} \\ \Delta q = e_{\beta}(k) \Delta i_{\alpha} - e_{\alpha}(k) \Delta i_{\beta} \end{cases} \quad (2.4)$$

ANNEXES

En remplaçant (2.2) dans (2.4), on aura :

$$\begin{cases} \Delta p = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)v_{r\alpha}(k) + e_\beta(k)v_{r\beta}(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)v_{r\beta}(k) - e_\beta(k)v_{r\alpha}(k)] \end{cases} \quad (2.5)$$

On Remarque d'après l'équation (2.5) que la variation des puissances active et réactive dépend de la tension du réseau et des 8 vecteurs de commande.

Pour $i = (0, 1, \dots, 7)$, l'équation (2.5) devient :

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)^2 + e_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)v_{rai}(k) + e_\beta(k)v_{r\beta i}(k)] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [e_\alpha(k)v_{r\beta i}(k) - e_\beta(k)v_{rai}(k)] \end{cases} \quad (2.6)$$

Dans le repère $\alpha\beta$, les tensions du réseau sont données par (transformée de Concordia) :

$$\begin{cases} e_\alpha = \|e_{\alpha\beta}\| \cos \theta \\ e_\beta = \|e_{\alpha\beta}\| \sin \theta \end{cases} \quad \text{tel que : } \|e_{\alpha\beta}\| = E_{com} \quad (2.7)$$

E_{com} : Valeur efficace de la tension composée du réseau.

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

L'équation (2.6) devient :

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\|^2 - \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| [\cos \theta \cdot v_{rai} + \sin \theta \cdot v_{r\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| [\cos \theta \cdot v_{r\beta i} - \sin \theta \cdot v_{rai}] \end{cases} \quad (2.8)$$

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

$$\begin{cases} \overline{\Delta p_i} = \frac{\Delta p_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|v_{\alpha\beta}\|} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} [\cos \theta \cdot \overline{v_{rai}} + \sin \theta \cdot \overline{v_{r\beta i}}] \\ \overline{\Delta q_i} = \frac{\Delta q_i}{\frac{T_s}{L} \|e_{\alpha\beta}\| \|v_{\alpha\beta}\|} = \cos \theta \cdot \overline{v_{r\beta i}} - \sin \theta \cdot \overline{v_{rai}} \end{cases} \quad (2.9)$$

ANNEXES

Tel que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{v_{rai}} = \frac{v_{rai}}{\|v_{\alpha\beta}\|} = \cos\left[(i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right] \\ \overline{v_{r\beta i}} = \frac{v_{r\beta i}}{\|v_{\alpha\beta}\|} = \sin\left[(i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right] \end{array} \right. \quad i = (1, 2, \dots, 6) \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} \overline{v_{ra0,7}} = 0 \\ \overline{v_{r\beta 0,7}} = 0 \end{array} \right. \quad (2.10)$$

Avec :

$$\|v_{\alpha\beta}\| = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$$

En remplaçant (2.10) dans (2.9) :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{\Delta p_i} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} - \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta q_i} = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad i = (1, 2, \dots, 6) \quad \text{et} \quad \left\{ \begin{array}{l} \overline{\Delta p_{0,7}} = \frac{\|e_{\alpha\beta}\|}{\|v_{\alpha\beta}\|} \\ \overline{\Delta q_{0,7}} = 0 \end{array} \right. \quad (2.11)$$

Alors :

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{\Delta p_i} = \frac{E_{com}}{\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}} - \cos\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \\ \overline{\Delta q_i} = -\sin\left(\theta - (i-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right) \end{array} \right. \quad (2.12)$$