



République Algérienne Démocratique et populaire
Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

Université Abderrahmane MIRA de BEJAIA
Faculté de Technologie
Département génie électrique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du Diplôme de Master en Electromécanique

Spécialité : ELECTROMECHANIQUE

Thème

*Commande directe en puissance
améliorée, basée sur la logique floue
d'un redresseur triphasé en courant*

Réalisé par :

Mlle: SLIMANI Nawel
Mlle: TIGHZER Tinhinane

Encadré par :

Mr: TAMALOUZT Salah
Mr: DJOUDI Oualid

Devant le jury composé de :

Mr : BOUDRIES Zoubir
Mr : AZIB Ahmed

Promotion : 2020/2021

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu le tout puissant de nous avoir donné le courage, la santé et la volonté d'entamer ce mémoire.

*Nous tenons d'abord à remercier infiniment notre promoteur, Monsieur « **TAMALOUZT Saleh** » pour son encadrement et ses constantes orientations de notre recherche en y accordant une méticuleuse attention, ainsi que pour ses judicieuses conseils, concernant l'aspect rédactionnel, qui ont contribué à alimenter notre réflexion, sa disponibilité et son extrême amabilité malgré sa grande charge de travail.*

On tient à remercier aussi les membres de jury pour leur bienveillance et d'avoir accepté de traiter et d'examiner notre travail.

*On tient également à exprimer notre gratitude à Monsieur « **DJOUDI Oualid** » d'avoir été à nos côtés pour répondre à toutes nos questions et nous guidée dans ce modeste travail.*

Enfin, nous tenons à remercier toutes les personnes qui ont permis que ce travail voie le jour de près ou de loin. Qu'elles soient rassurées de notre profonde reconnaissance.

Nawel.S et Tinhinane.T

DEDICACES

Avec une pensée profonde que je dédie ce travail

*A mes très chers parents qui m'ont vivement soutenu et encouragé
tout au long de mon parcours d'études.*

*Ma chère mère, qui m'a toujours soutenue dans toutes les étapes de
ma vie.*

A la mémoire de mon cher père et mon cher frère, que j'aime

A ma très précieuse grand-mère, et toute ma famille.

A mes chers frères : Sofiane, Ferhat, et Yanis.

*A mon meilleur ami qui m'as toujours soutenu et encouragé tout au
long de mon parcours « Ilyas »*

A ma binôme Nawel.

.

TIGHZER Tinhinane

DEDICACES

Je dédie ce modeste travail à :

*A mes très chers parents, qui sont la source de lumière qui m'éclaire
depuis ma naissance*

*Ma chère mère, qui m'a toujours soutenue dans toutes les étapes de
ma vie.*

*Mon cher père, à qui j'exprime mes sincères et éternelles gratitude
pour son attention et son soutien.*

A mes chers frères : Lounis, Fateh, Adel.

A mes chères sœurs : Naima, Rachida, Sonia.

A mes belles sœurs : Faten, Razika

A mes grands-parents que j'aime.

A mon petit prince Tadjou

A mes deux princesses Anna, Inasse

*A mes ami(e)s (Abderzak, Loubna, Aida, Kenza, Selma, Khalissa,
Sara) et sans distinction, dont la liste est très longue.*

*A mon meilleur ami qui m'as toujours soutenu et encouragé tout au
long de mon parcours Mamoune.*

A ma copine de chambre (Sarah 15)

A ma binôme Tinhinane.

Et toute ma famille.

SLIMANI Nawel (NANO)

Remerciements.....	I
Dédicaces.....	II
Sommaire.....	III
Liste des notations et abréviations.....	IV
Liste des figures.....	V
Liste des tableaux.....	VI

Introduction général.....	1
---------------------------	---

Chapitre I : Généralités sur le traitement des harmoniques

I.1.Introduction.....	2
I.2. Qualité de l'énergie électrique.....	2
I.3. Problématique des harmoniques.....	3
I. 4. Harmoniques.....	3
I.5. Notion des Charges.....	4
I.5.1. Récepteurs linéaires (ou charges linéaires).....	4
I.5.2. Récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires).....	5
I.6. Décomposition d'un Courant Distordu Périodique en Série de Fourier.....	5
I.7. Caractéristique des harmoniques.....	6
I.7.1. Taux de distorsion harmonique.....	6
I.7.2. Facteur de puissance F_p	7
I.7.3. Puissance active (P), réactive (Q) et la puissance déformante (D).....	7
I.7.4. Facteur de crête.....	8
I.8.Sources des harmoniques.....	8
I.9.Effets des perturbations harmoniques.....	8
I.9.1. Effets instantanés.....	9
I.9.2. Effet à long terme.....	9
I.9.3. Effets harmoniques sur quelques matériels.....	10

I.10. Solutions possibles pour la réduction des harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique.....	10
I.10.1. Solutions traditionnelles.....	11
I.10.1.1. Filtrage passif.....	11
I.10.2. Solutions modernes à base d'électronique de puissance.....	13
I.10.2.1. Filtrage actif.....	13
I.10.2.1.1. Filtre actif parallèle (FAP).....	14
I.10.2.1.2. Filtre actif série (FAS).....	15
I.10.2.1.3. Filtrage à structure hybride.....	15
I.10.2.3. Filtre universel.....	16
Conclusion.....	16

Chapitre II : Modélisation et simulation de la commande directe en puissance d'un redresseur à MLI

II.1. Introduction.....	17
II.2. Redresseurs à MLI triphasé.....	17
II.3. Structure générale d'un redresseur MLI.....	17
II.3.1. Redresseur à MLI de courant.....	18
II.3.2. Redresseur à MLI triphasé de tension.....	18
II.4. Techniques de commande des redresseurs MLI.....	19
II.4.1. Orientation du vecteur de tension VOC.....	19
II.4.2. Contrôle direct en puissance DPC.....	20
II.4.3. Orientation de vecteur flux virtuel VFOC.....	20
II.4.4. Control direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel (Virtual Flux Based Direct Power Control) ou (VF-DPC).....	21
II.5. Techniques de modulation.....	21
II.5.1. Contrôle des courants par hystérésis.....	22
II.5.2. Contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion MLI.....	22
II.5.2.1. MLI à échantillonnage naturel.....	22
II.5.2.2. MLI symétrique.....	23
II.5.2.3. MLI vectorielle.....	23
II.6. Principe de fonctionnement de redresseur à MLI triphasé.....	24
II.7. Etats de commutation du redresseur MLI.....	25

SOMMAIRE

II.8. Modélisation d'un redresseur MLI.....	26
II.8.1. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (abc).....	27
II.8.2. Modèle du redresseur à MLI dans le repère tournant d-q.....	28
II.8.3. Modèle du redresseur MLI dans le repère (α , β).....	29
II.9. Commande Direct en Puissance (DPC).....	30
II.10. Principe de la Commande directe en puissance.....	31
II.11. Estimation de la puissance instantanée basée sur la tension de ligne.....	32
II.12. Comparateurs à hystérésis.....	32
II.13. Détermination du secteur.....	33
II.14. Table de commutation.....	34
II.15. Régulation de la tension du bus continue.....	36
II.16. Simulation de la technique de commande direct en puissance.....	37
Conclusion.....	43

Chapitre III : Commande directe en puissance basée sur la logique floue

III.1. Introduction.....	44
III.2. Description générale sur la logique floue.....	44
III.2.1. Domaines d'utilisation de la logique floue.....	44
III.2.2. Concepts fondamentaux de la logique floue.....	45
III.2.2.1. Variables linguistiques et les ensembles d'un phénomène.....	45
III.2.2.2. Fonctions d'appartenances.....	46
III.2.2.3. Opérateurs.....	46
III.2.2.4. Inférences floues.....	47
III.3. Commande par logique floue.....	47
III.3.1. Structure d'un système flou.....	47
III.4. Commande directe en puissance DPC flou (DPCF).....	50
III.4.1. Synthèse des règles floues.....	51
III.4.2. Simulation de la commande proposée (DPCF).....	52
Conclusion.....	61
Conclusion générale.....	62

LISTE DES NOTATIONS ET ABREVIATIONS

φ	Angle de phase de courant
F	Fréquence de réseau
θ_n	Numéro de secteur
θ	Position angulaire
H	Largeur d'hystérésis
H_p, H_Q	Largeur de la bande d'hystérésis des puissances actives et réactive
V_{as}, V_{bs}, V_{cs}	Tension de la ligne [V]
i_{as}, i_{bs}, i_{cs}	Courant de ligne [A]
R	Résistance de la ligne [Ω]
L	Inductance de la ligne [H]
$T_a, T_b, T_c, T'_a, T'_b, T'_c$	Interrupteurs du redresseur
V_{dc}	Tension aux bornes de condensateur [V]
I_{dc}	Courant redressé [A]
$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$	Tension de ligne dans le système (α, β) [V]
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Courant de ligne dans le système (α, β) [A]
V_{α}, V_{β}	Tension du convertisseur dans le système d'axe (α, β) [A]
C	Condensateur [F]
S_a, S_b, S_c	Variables booléennes de commandes du bras de redresseur dans le système d'axe (a,b,c)
S_{α}, S_{β}	Variables booléennes de commandes du bras de redresseur dans le système d'axe (α, β)
i_{ch}	Courant de charge [A]
V_n	Tension d'harmonique d'ordre n [V]
I_n	Courant d'harmonique d'ordre n [I]
V_{ds}, V_{qs}	Tension du réseau dans le système d'axe (d,q) [V]
i_{ds}, i_{qs}	Courant de ligne dans le système d'axe (d,q) [V]
V_d, V_q	Tension de convertisseur dans le système d'axe (d,q) [V]

LISTE DES NOTATIONS ET ABREVIATIONS

S_d, S_q	Variables booléennes de commandes de bras du convertisseur dans le système d'axe (d,q)
ω	Pulsation [rad/s]
P	Puissance active de réseau [W]
Q	Puissance réactive de réseau [Var]
D	Puissance déformante
F_p	Facteur de puissance
F_c	Facteur de crête
m	Indice de modulation
r	Taux de modulation
S	Puissance apparente [VA]
THD	T aux de D istorsion H armonique
MLI	M odulation L argeur d' I mpulsion
VOC	O rientation du V ecteur T ension
DPC	C ontrol D irecte de P uissance
IGBT	T ransistor B ipolaire de P uissance
PI	P roportionnel I ntégral
GTO	G ate T urn – O ff (thyristor à extinction par la gâchette)
AC/DC	C ourant A lternative / c ourant D irecte

Chapitre I

Figure I.1 : Exemple d'un courant distordu et sa décomposition.....	4
Figure I.2 : Charge linéaire.....	4
Figure I.3 : Charge non-linéaire.....	5
Figure I.4 : Décomposition d'un signal périodique.....	6
Figure I.5 : Raccordement d'un filtre passif.....	11
Figure I.6 : Schéma d'un filtre résonnant.....	12
Figure I.7 : Schéma d'un filtre amorti.....	12
Figure I.8 : Schéma de principe d'un filtre actif.....	14
Figure I.9 : Filtre actif parallèle.....	14
Figure I.10 : topologie de filtre actif série de puissance.....	15
Figure I.11 : Structure de filtre hybride.....	15

Chapitre II

Figure II.1 : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.....	18
Figure II.2 : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.....	19
Figure II.3 : Principe de la commande par MLI.....	22
Figure II.4 : Etats de commutation des interrupteurs d'un redresseur MLI.....	25
Figure II.5 : Modèle de redresseur MLI dans le repère (a,b,c).....	28
Figure II.6 : Modèle de redresseur MLI dans le repère (d,q).....	29
Figure II.7 : Modèle du redresseur dans le système d'axe (α , β).....	30
Figure II.8 : Configuration générale de la DPC.....	31
Figure II.9 : Principe de fonctionnement d'un comparateur a hystérésis.....	33
Figure II.10 : Caractéristiques des comparateurs à hystérésis à deux niveaux.....	33
Figure II.11 : Plan de tension α - β divisé en douze secteurs.....	34

LISTE DES FIGURES

Figure II.12 : Régulateur de la tension continue avec un régulateur PI.....	36
Figure II.13 : Schéma globale de la DPC sous Simulink.....	37
Figure II.14 : Tensions triphasé du réseau d'alimentation (V_a, V_b et V_c).....	33
Figure II.15 : Zoom des tensions triphasés du réseau d'alimentation (V_a, V_b et V_c).....	38
Figure II.16 : Tension de bus continu v_{dc}	39
Figure II.17 : Puissance active (P), à l'entrée du redresseur.....	39
Figure II.18 : Puissance réactive (Q), à l'entrée du redresseur	39
Figure II.19 : Courant de charge i_{ch}	40
Figure II.20 : Tension (v_a) et courant (i_a), à l'entrée du redresseur.....	40
Figure II.21 : Zoom de tension v_a et de courant i_a , à l'entrée de redresseur.....	41
Figure II.22 : Courants absorbés par le redresseur (i_a, i_b et i_c).....	41
Figure II.23 : Zoom des courants absorbés par le redresseur (i_a, i_b et i_c).....	41
Figure II.24 : Analyse spectrale du courant i_a	42

Chapitre III

Figure III.1 : Formes des fonctions d'appartenances.....	46
Figure III.2 : structure générale d'un système flou.....	47
Figure III.3 : Variables d'entrées et de sorties d'une table de commutation floue.....	50
Figure III.4 : Configuration du DPC avec sélection floue.....	51
Figure III.5 : Schéma globale de la DPC floue sous le bloc Simulink.....	53
Figure III.6 : Tension du bus continu (v_{dc}).....	53
Figure III.7 : Zoom 1 de tension du bus continu (v_{dc}).....	54
Figure III.8 : Zoom 2 de tension du bus continu (v_{dc}).....	54
Figure III.9 : Puissance active (P), à l'entrée du redresseur	55
Figure III.10 : Zoom 1 de puissance active (P) , à l'entrée du redresseur	55
Figure III.11 : Zoom 2 de puissance active (P), à l'entrée du redresseur	56
Figure III.12 : Puissance réactive (Q), à l'entrée du redresseur	56

LISTE DES FIGURES

Figure III.13 : Zoom 1 puissance réactive (Q) , à l'entrée du redresseur	57
Figure III.14 : Tension (v_a) et courant (i_a).....	57
Figure III.15 : Zoom 1 de tension (v_a) et courant (i_a).....	57
Figure III.16 : Courant de charge (i_{ch}).....	58
Figure III.17 : Zoom 1 de Courant de charge (i_{ch}).....	58
Figure III.18 : Zoom 2 de Courant de charge (i_{ch}).....	59
Figure III.19 : Courants absorbés par le redresseur(i_a, i_b, i_c).....	59
Figure III.20: Zoom 1 des courants absorbés par le redresseur(i_a, i_b, i_c).....	60
Figure III.21 : Analyse spectrale du courant(i_a) ,à l'entrée du redresseur.....	60

Chapitre I

Tableau.I.1 : Effet harmonique sur quelque matériel.....10

Chapitre II

Tableau II.1 : Table de commutation d'un redresseur à MLI.....26

Tableau II.2 : Table de commutation classique.....36

Tableau II.3 : Paramètres de simulation37

Chapitre III

Tableau III.1 : Matrice de règle d'inférence du régulateur flou à trois fonctions par
Variables.....49

Tableau III.2 : Règles floues pour tous les secteurs de la tension de réseau.....52

Introduction générale

Introduction générale

Le milieu industriel est caractérisé par le dynamisme des modèles et des conceptions, résultat d'une rénovation toujours en marche. Des changements majeurs ne cessent d'affecter les procédés et leurs implémentations. Dans les dernières années, Les travaux de recherche concernant les redresseurs à MLI ont connu une croissance rapide. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC sont devenus un domaine de recherche attractif et de grand intérêt pour leur application industriel et domestique diverses, ainsi que les avantages qu'ils offrent car il subit des évolutions aussi bien aux niveaux de leur structure que leur système de commande, dans le but de réduire leur injection harmonique de courant dans le réseau [1].

Des travaux de recherche important ont été menés sur les stratégies de contrôle de convertisseurs MLI triphasé. Ces stratégies proposées peuvent être classées selon l'utilisation des régulateurs de boucle de courant ou de régulateurs de puissance active/réactive. Il existe deux types de commandes communes ; un contrôle orienté en tension (VOC) et un contrôle direct de puissance (DPC) [2].

L'objectif principal de notre travail consiste à améliorer les performances de la commande directe en puissance de redresseur MLI en courant triphasé, par l'utilisation de la logique floue. Pour cela, nous allons repartir ce mémoire en trois chapitres.

Dans le premier chapitre, nous allons présenter des généralités sur les harmoniques et leurs impacts sur le réseau électrique, puis donner des solutions pour diminuer les perturbations qu'ils provoquent.

Dans le deuxième chapitre, nous nous intéresserons à la modélisation du redresseur MLI en courant dans le repère abc et la simulation de la commande directe en puissance du redresseur à MLI triphasé avec une table de commutation prédéfinie.

Le dernier chapitre présentera en détails, la commande directe en puissance par la logique floue. Elle sera caractérisée principalement par la non utilisation des comparateurs à hystérésis et la suppression de la table de sélection des vecteurs prédéfinis pour la remplacer par la méthode proposée.

Vers la fin, nous allons terminer par une conclusion générale et quelques perspectives pour l'achèvement de ce travail.

Chapitre I

Généralités sur le traitement des

harmoniques

I.1. Introduction

L'utilisation croissante dans les appareils industriels ou domestiques de système commandé à base de l'électronique de puissance, entraîne de plus en plus des problèmes de perturbation aux niveaux des réseaux électriques.

Les perturbations (interférences) dites harmoniques sont présentées dans tous les matériels comprenant des redresseurs et des électroniques de découpage. Ces derniers génèrent des courants périodiques mais non sinusoïdaux circulent à travers des impédances de réseau et donne naissance à des tensions non sinusoïdaux et déséquilibrés, qui viennent se superposer à la tension initiale au point de connexion. Les courants harmoniques sont dus à la présence de charges non linéaires dans un réseau électrique.

Dans ce chapitre, nous allons aborder la notion de la qualité de l'énergie électrique, l'impact des harmoniques sur cette dernière et les solutions possibles pour minimiser leurs effets.

I.2. Qualité de l'énergie électrique

La qualité de l'énergie est un concept assez large qui recouvre à la fois la qualité de la fourniture électrique, la qualité de l'onde de tension et la qualité des courants. Quand il y a de la tension, les phénomènes principaux qui peuvent l'affecter sont d'une part les évolutions lentes : creux de tension, surtension, coupure, déséquilibre et d'autre part des variations rapides tels que les surtension transitoire, flicker et les harmoniques. La qualité du courant reflète par contre la possibilité des charges à fonctionner sans perturber ni réduire l'efficacité du système d'alimentation. C'est pourquoi certains Considèrent que la qualité de l'énergie est réduite à la qualité de la tension [1].

La qualité de l'alimentation électrique ou qualité de l'onde fait référence à la mesure du degré de conformité d'une source d'alimentation électrique par rapport à un certain nombre de critères ou de normes à caractère quantitatif et absolu. L'électricité est fournie sous la forme d'un système tension sinusoïdale triphasée. Les paramètres caractéristiques de ce système sont les suivants : la fréquence, l'amplitude, la forme d'onde doit être sinusoïdale. La symétrie du système triphasé est caractérisée par le module égal de la tension triphasée et ainsi par la relativité de leur déphasage [2].

I.3. Problématique des harmoniques

La problématique des harmoniques, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non-linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non-linéaires provoquent une distorsion dans le courant, et donc dans la tension, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt est d'éliminer ou minimiser ces harmoniques ou même de les pousser vers les fréquences les plus élevées.

Le réseau considère le récepteur d'énergie comme une charge perturbatrice, s'il absorbe des courants non sinusoïdaux ou des courants déséquilibrés ou bien s'il consomme de l'énergie réactive [3].

I. 4. Harmoniques

Un harmonique est défini comme étant une composante sinusoïdale d'un signal périodique, ayant une fréquence multiple de l'onde fondamentale. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 Hz et 2000 Hz. Mais, on peut observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples entières de la fréquence fondamentale [4].

Un signal déformé est la résultante de la superposition des différents rangs d'harmoniques. En composantes harmoniques de rang 1 (fondamental) comment le montre la figure suivante :

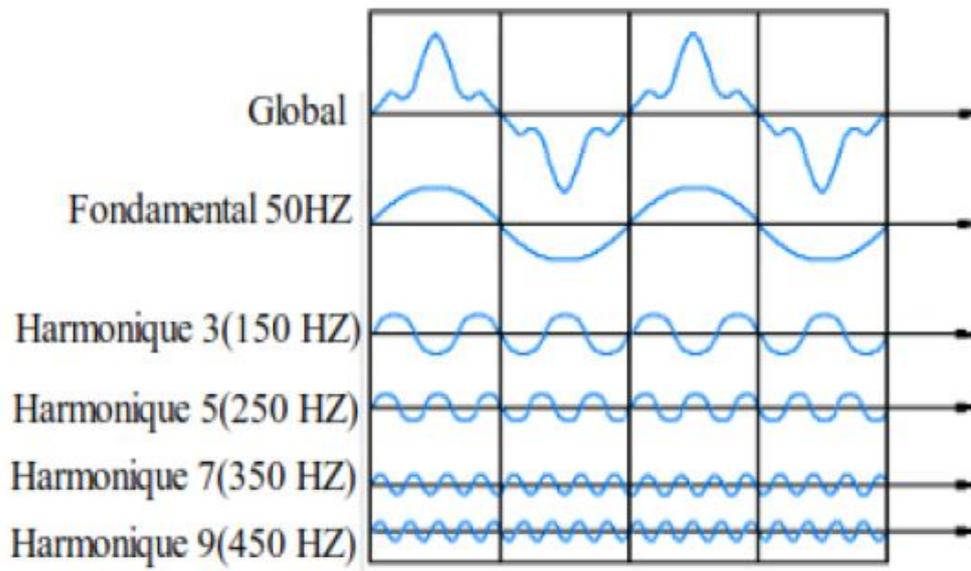


Figure I.1 : Exemple d'un courant distordu et sa décomposition [3].

I.5. Notion des Charges

Les récepteurs peuvent être classés en deux familles principales :

I.5.1. Récepteurs linéaires (ou charges linéaires)

Une charge est dite linéaire lorsqu'elle est alimentée par une tension sinusoïdale, cette charge consomme un courant sinusoïdal (résistance, capacités et inductance). Cependant le courant et la tension peuvent être déphasés.



Figure I.2 : Charge linéaire [5].

I.5.2. Récepteurs non-linéaires (ou charges non-linéaires)

Une charge dite non- linéaire lorsque le courant qu'elle absorbe n'a pas la forme que la tension qui l'alimente car ces charges prennent un grand espace dans l'électronique de puissance, elles sont devenues de plus en plus nombreuses et leur part dans la consommation d'électricité ne cesse de croître.

Quelques charges non linéaires les plus connues sont : les convertisseurs statiques (groupes redresseurs, variateurs de vitesse, démarreurs progressifs, chargeur de batterie, etc.), équipements électronique monophasé comme ordinateur, imprimantes, automate programmable, installation d'éclairage avec lampes à décharge, fours à arc et équipement de soudage, transformateurs et réacteur à noyaux de fer [6].

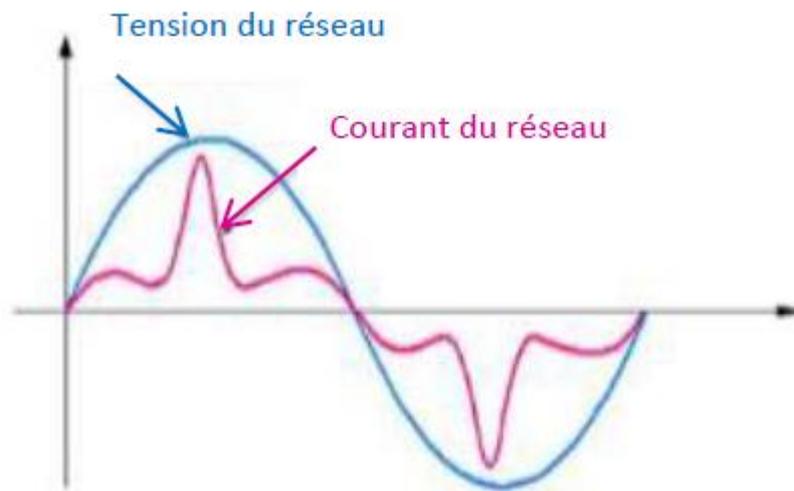


Figure I.3 : Charge non-linéaire [5]

I.6. Décomposition d'un courant distordu périodique en série de Fourier

Toute fonction périodique peut être représentée par une série de Fourier sous la forme suivante [4] :

$$y(t) = Y_0 + \sum_{h=1}^{\infty} Y_h \sqrt{2} \sin(h\omega t - \varphi_h) \quad (\text{I.1})$$

Y_h : Valeur efficace de la composante de rang h ,

φ_h : Phase de la composante h lorsque $t = 0$,

Y_0 : Valeur moyenne ou composante continue du signal $y(t)$,

h : Rang de l'harmonique ,

ω : Pulsation fondamentale.

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{\tau} \quad (\text{I.2})$$

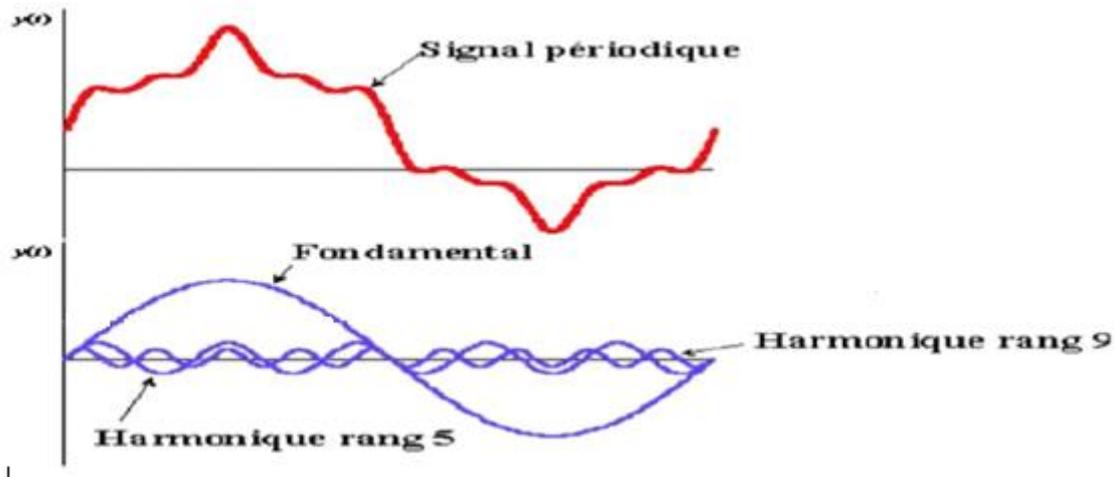


Figure I.4 : Décomposition d'un signal périodique [7].

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

$$i(t) = \sqrt{2} I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + \sum_{h=2}^{\infty} \sqrt{2} I_h \sin(h\omega t + \varphi_h) \quad (\text{I.3})$$

Avec : I_1, I_h : Valeur efficace du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,
 φ_1, φ_h : Déphasage du courant fondamental et du courant harmonique de rang h ,
 ω : Pulsation fondamentale du réseau.

I.7. Caractéristique des harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour quantifier les perturbations harmoniques, parmi celle-ci et les plus utilisées sont citées ci-dessous [8].

I.7.1. Taux de distorsion harmonique

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

Le THD est défini par :

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{X_h^2}{X_1^2}} \quad (I.4)$$

X : désigne un courant ou une tension.

- ✓ Taux de distorsion harmonique du courant THDi

$$THD_i = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{I_h^2}{I_1^2}} \quad (I.5)$$

- ✓ Taux de distorsion harmonique de la tension THDv

$$THD_v = \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} \frac{V_h^2}{V_1^2}} \quad (I.6)$$

I.7.2. Facteur de puissance F_p

Pour un signal purement sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport de la puissance active P et la puissance apparente S.

$$F_p = \frac{P}{S} \quad \text{Et} \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (I.7)$$

Les générateurs et les transformateurs sont dimensionnés pour des tensions et des courants nominaux, une faible valeur du facteur de puissance se traduit par une mauvaise utilisation de la puissance apparente qui peut s'exprimer par :

$$S = 3 \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \cdot \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2} = 3VI \quad (I.8)$$

I, V : Valeurs efficaces des courants et des tensions respectivement.

V_n : Tension d'harmonique d'ordre n.

I_n : Courant d'harmonique d'ordre n.

I.7.3. Puissance active (P), réactive (Q) et puissance déformante (D)

- ✓ La puissance active est donnée par la relation suivante

$$P = 3 \sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \varphi_n \quad (I.9)$$

- ✓ La puissance réactive est donnée par la relation suivante :

$$Q = 3 \sum_1^{\infty} V_n I_n \sin \varphi_n \quad (\text{I.10})$$

- ✓ La puissance déformante D est due aux harmoniques, elle a pour unité le volt ampère déformant (Vad). Cette puissance est définie par la relation suivante :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (\text{I.11})$$

I.7.4. Facteur de crête

Le facteur de crête est le rapport entre la valeur de crête du courant ou de la tension et la valeur efficace [9].

$$F_c = \frac{X_{max}}{X_{eff}} \quad (\text{I.12})$$

- Pour un signal sinusoïdal, ce facteur est donc égal à $\sqrt{2}$;
- Pour un signal non-sinusoïdal, il est différent de $\sqrt{2}$.

Un facteur de crête très élevé signifie des surintensités ponctuelles importantes. Ces surintensités, détectées par les dispositifs de protection, peuvent être à l'origine de déclenchements intempestifs [9].

Le facteur de crête F_c permet de caractériser la forme du courant et d'apprécier qualitativement la déformation de celui-ci.

I.8. Sources des harmoniques

La génération du courant harmonique dans le réseau d'alimentation est causée par une variété d'équipements dont on retrouve dans les matériels suivants [10] :

- ✓ Equipements d'électronique de puissance comme les variateurs de vitesse, redresseurs à diodes ou thyristors, onduleur, alimentation à découpage ;
- ✓ Fours à arcs, machines à souder, éclairage ;
- ✓ Les démarreurs électroniques et les enclenchements des transformateurs de puissance.

I.9. Effets des perturbations harmoniques

De nombreux effets des harmoniques sur les installations et les équipements électriques peuvent être cités tels que :

- ✓ Déformations des formes d'ondes ;

- ✓ Augmentation des valeurs crêtes ;
- ✓ Étalement spectral provoquant des vibrations et des fatigues mécaniques.

L'ensemble de ces effets ont un impact économique non négligeable à cause des surcoûts, de la dégradation du rendement énergétique, du surdimensionnement, des pertes de productivité ou des déclenchements intempestifs qu'ils entraînent [11].

Les effets de ces perturbations peuvent se classer en deux types :

I.9.1. Effets instantanés

De nombreux effets des harmoniques à court terme sur les installations électriques peuvent être cités tels que [7] :

- ✓ Déclenchements intempestifs des protections ;
- ✓ Perturbation induites des systèmes à courant faibles ;
- ✓ Vibration et bruit acoustiques anormaux ;
- ✓ Destruction par surcharge thermique de condensateurs ;
- ✓ Pertes de précision des appareils de mesures.

I.9.2. Effet à long terme

De nombreux effets des harmoniques à long terme sur les installations électriques peuvent être cités tels que [7] :

- ✓ Une surcharge en courant provoque des échauffements supplémentaires donc un vieillissement prématuré des équipements ;
- ✓ Échauffements des transformateurs et des alternateurs (par augmentation des pertes joules, des pertes fer...);
- ✓ Fatigue mécanique (couples pulsatoires dans les machines asynchrones...);
- ✓ Échauffement des récepteurs : des conducteurs de phase et de neutre par augmentation des pertes joules et diélectrique ;
- ✓ Destruction de matériels (condensateurs, disjoncteurs) ;
- ✓ Rayonnement électromagnétique perturbant les écrans (micro-ordinateur, appareils de laboratoire).

I.9.3. Effets harmoniques sur quelques matériels

Quelques exemples sont illustrés dans le tableau suivant [10] :

Nature de matériel électrique	Effet de la pollution harmonique
Machines tournantes, alternateur, moteur triphasé	Echauffement supplémentaire dans les enrôlements statorique ,augmentation de bruit
Transformateur	Pertes supplémentaire dans le fer et dans les enrôlements ; risque de saturation
Câbles	Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre
Electronique de puissance	Troubles fonctionnelle liés à la forme d'onde
Condensateur de puissance	Pertes diélectriques supplémentaires aboutissant à un vieillissement prématuré des condensateurs
Lampes à décharge	Risque de vacillement
Dispositifs de protection (fusibles, disjoncteur magnétothermique)	Fonctionnement intempestif
Compteur d'énergie	Erreur de mesure
Téléviseur	Déformation d'image

Tableau.I.1 : Effet harmonique sur quelque matériel.

I.10. Solutions possibles pour la réduction des harmoniques et l'amélioration de la qualité de l'énergie électrique

Plusieurs solutions ont été envisagées pour limiter la propagation des harmoniques et améliorer la qualité de l'énergie électrique. Elles peuvent être classées en deux catégories, traditionnelles et modernes (à base de l'électronique de puissance) [1].

I.10.1. Solutions traditionnelles

Les moyens de dépollution traditionnelle se résument dans la liste suivante [1] :

- ✓ Inductance anti-harmonique de protection des condensateurs ;
- ✓ Inductance du lissage de courant ;
- ✓ L'utilisation de transformateur à couplage approprié permettant de limiter la circulation des courants harmoniques ;
- ✓ Augmentation de l'indice de modulation ;
- ✓ Filtre passif utilisant des éléments réactifs en l'occurrence des inductances et des condensateurs.

I.10.1.1. Filtrage passif

Le filtre passif est utilisé pour filtrer un ordre particulier d'harmonique. Ce filtre est constitué d'éléments passifs tels que des condensateurs, des inductances et des résistances. Il est très répandu en raison de leur faible coût.

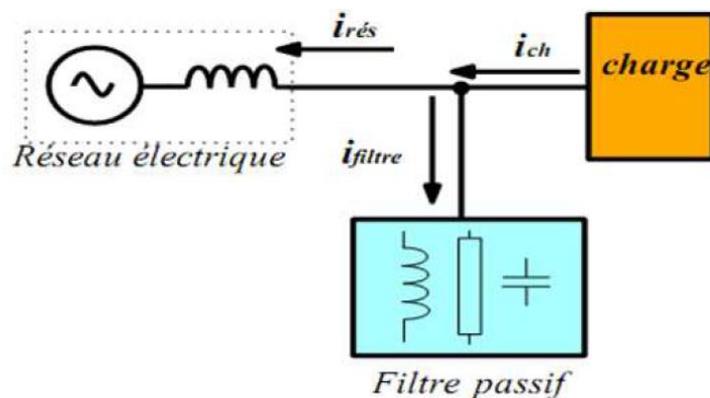


Figure I.5 : Raccordement d'un filtre passif [4].

On distingue deux types de filtre assurant la limitation des tensions harmoniques :

- ✓ Le filtre résonnant ;
 - ✓ Le filtre amorti.
- a) Le filtre résonnant : le filtre résonnant est composé d'une inductance L en série avec un condensateur C.

Son impédance équivalente est :

$$Z_{eq} = \frac{1 - LC\omega^2 + jRC\omega}{jC\omega} \quad (1.13)$$



Figure I.6 : Schéma d'un filtre résonnant [12].

- b) Le filtre amorti : Le filtre amorti est constitué d'une inductance en parallèle avec une résistance, le tout en série avec un condensateur. Son impédance équivalente est :

$$Z_{eq} = \frac{1 - LC\omega^2 + j\frac{L}{R}\omega}{-\frac{1}{R}C\omega^2 + jC\omega} \quad (\text{I.14})$$

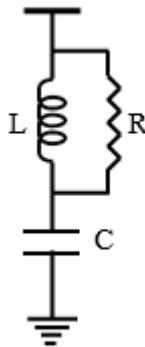


Figure I.7 : Schéma d'un filtre amorti [12].

Malgré l'efficacité, le pouvoir de corriger le facteur de puissance, la simplicité et le coût, cette configuration de filtres passifs pose tout de même certains problèmes :

- Le dimensionnement dépend du spectre harmonique de la charge et de l'impédance de la source, qui est d'ailleurs susceptible d'engendrer des résonances ;
- Possibilité de surcharge en absorbant les courants d'autre charge non linéaire ;
- La perturbation du filtre passif dans toute modification du réseau (restructurations, nouveaux clients, ...), par changement de la fréquence ;
- Les filtres passifs sont encombrants et présentent des risques de dériver de la fréquence avec le temps ;

- Les filtres passifs sont aussi utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive.

Cette solution n'est pas vraiment très efficace. Ce qui a provoqué l'apparition d'autres composants à base de l'électronique de puissance.

I.10.2. Solutions modernes à base d'électronique de puissance

Pour surmonter les inconvénients des filtres passifs (non adaptabilité aux variations de la charge et du réseau, phénomène de résonance), et grâce à l'apparition de nouveau composant à commutation forcé comme les transistors bipolaires, les thyristors GTO et transistors IGBT. De nouveaux moyens et structures ont vu le jour dans le but d'améliorer le filtrage des harmoniques et garantir de meilleures performances des équipements et des installations.

Parmi ces nouveaux moyens [1] :

- ✓ Les alimentations sans interruption (ASI) ;
- ✓ Les dispositifs *FACTS* ;
- ✓ Les convertisseurs à échantillonnage sinusoïdal ;
- ✓ Les filtres actifs : parallèles, séries, hybrides et combinaisons des structures.

I.10.2.1. Filtrage actif

Les filtres actifs sont des convertisseurs d'électronique de puissance associés à un dispositif de contrôle adapté. Ils sont assimilables à des sources de courant ou de tension qui éliminent directement les perturbations harmoniques, en injectant sur le réseau des courants ou des tensions en oppositions par rapport aux perturbations existantes [13].

Ces dispositifs offrent de nombreux avantages, par rapport aux filtres passifs, qui sont :

- Une adaptation selon l'évolution des charges et du réseau ;
- Possibilité de réalisation de la compensation des composantes harmonique dans la limite de sa bande passante ;
- Maîtrise de la résonance entre le filtre et l'impédance ;
- Le filtre actif est moins encombrant ;
- La possibilité de la compensation simultanée des perturbations, et de la puissance réactive.

Pourtant, ils possèdent un inconvénient major qui est le cout élevé de son implantation dans l'industrie [1].

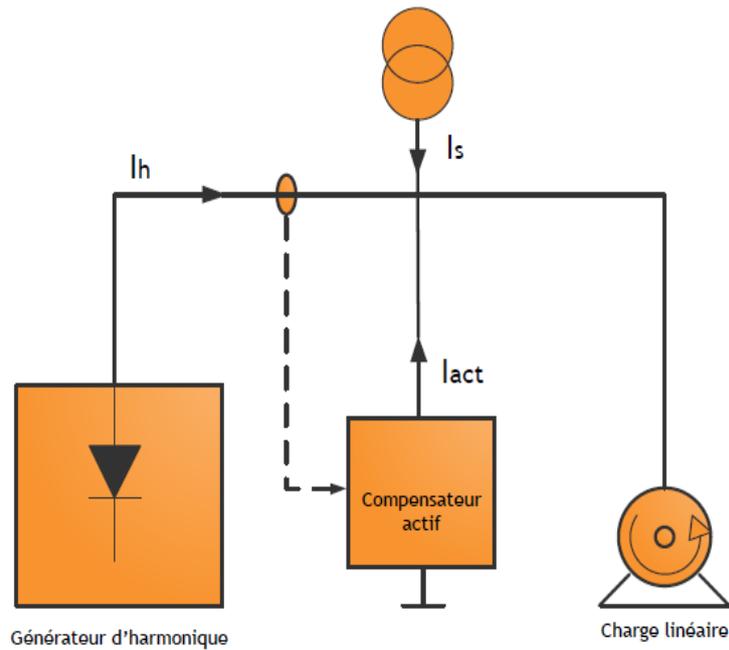


Figure I.8 : Schéma de principe d'un filtre actif [14].

I.10.2.1.1. Filtre actif parallèle (FAP)

Le filtre actif connecté en parallèle sur le réseau est le plus souvent commandé comme un générateur de courant car il consiste à empêcher les courants perturbateurs, produits par des charges polluantes, de circuler à travers l'impédance du réseau, située en amont du point de connexion du filtre actif [15].

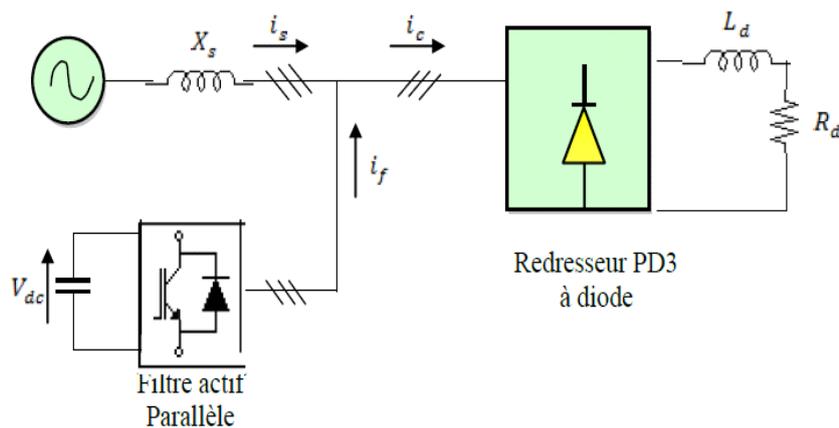


Figure I.9 : Filtre actif parallèle [16].

I.10.2.1.2. Filtre actif série (FAS)

Le filtre actif série se comporte comme une source de tension qui s’oppose aux tensions perturbatrice, venant de la source et également à celles provoquées par la circulation des courants perturbateurs à travers l’impédance du réseau. Ainsi, la tension aux bornes de la charge à protéger est purement sinusoïdale [15].

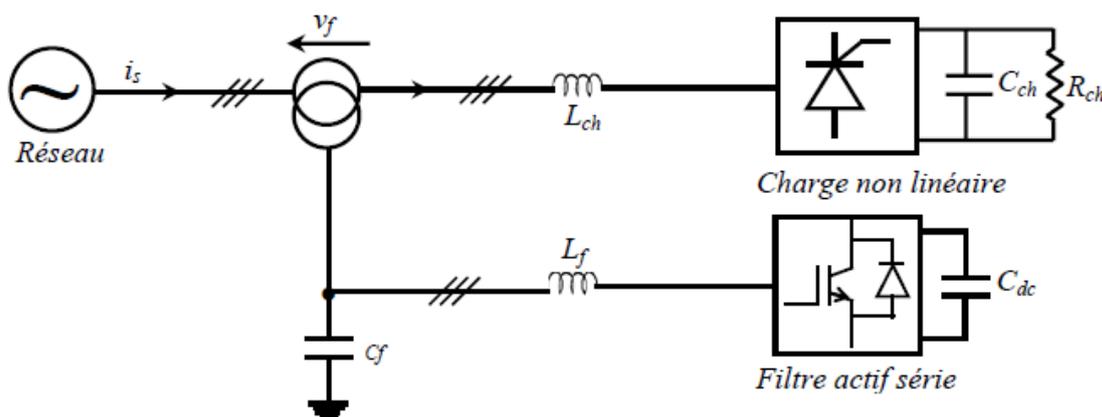


Figure I.10 : topologie de filtre actif série de puissance [1].

I.10.2.1.3. Filtrage à structure hybride

Des structures hybrides ont été développées pour permettre à la fois ; de compenser la tension de charge et le courant du réseau, indépendamment, par l’association du filtre actifs de faible puissance à des filtres passifs car les filtres passifs sont chargés pour éliminer les harmoniques de rangs élevés, tandis que le filtre actif s’occupe des autres rangs d’harmonique [14].

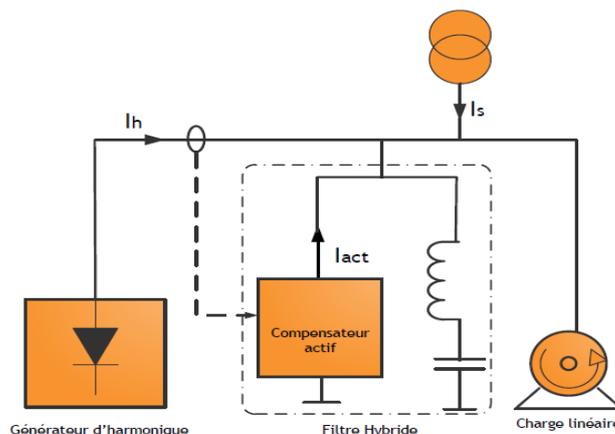


Figure I.11 : Structure de filtre hybride [14].

I.10.2.3. Filtre universel

La combinaison parallèle-série des filtres actifs, aussi appelée, en anglais, Unified Power Quality Conditionner (UPQC), résultat de l'association des deux filtres actifs parallèle et série profitant des avantages des deux. L'UPQC assure la forme d'onde sinusoïdale pour le courant et de même pour la tension [13].

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons exposé le problème des harmoniques et leurs effets sur la qualité de l'énergie électrique.

Après avoir recensé les origines et les conséquences des harmoniques que ce soit en court terme qu'à long terme, nous avons mis l'accent sur les différentes solutions ; traditionnelles et modernes de réduction des harmoniques.

Chapitre II

Modélisation et simulation de la commande directe en puissance d'un redresseur à MLI

II.1. Introduction

Les redresseurs ont vu, au fil des années ,s'opérer une évolution marqués de leurs structures mais aussi de leurs systèmes de commande afin de minimiser les injections d'harmoniques de courant dans le réseau .En effet l'utilisation des différentes topologies des convertisseurs statiques cause une détérioration de la qualité de courant et de tension dans les réseaux de distribution ,une solution prometteuse proposé c'est l'utilisation des convertisseurs dits à absorption sinusoïdal tels que les redresseurs à MLI .

De nombreuses recherches ont été menées ces dernières années sur les stratégies de contrôle de ses convertisseurs à MLI triphasés. La commande directe en puissance est une stratégie de haute performance, basée sur la théorie des puissances instantanées actives et réactives, le but principal de cette commande est de maintenir un courant purement sinusoïdal et aussi atteindre un facteur de puissance unitaire.

Dans ce chapitre nous nous intéressons au premier temps à l'étude et à la modélisation du redresseur à MLI triphasé, ensuite nous présenterons sa commande directe en puissance basée sur une table de commutation prédéfinie.

II.2. Redresseurs à MLI triphasés

Les redresseurs MLI sont des convertisseurs à modulation de largeurs d'impulsion utilisant des composants semi-conducteurs commandées à l'ouverture et à la fermeture telles que les transistors IGBT ou les thyristors GTO [9]. Ces redresseurs peuvent s'adapté aux évolutions de la charge et de réseaux électrique et ceci sans toucher à l'installation de fournisseur de l'énergie et de consommateur. Cette technique permet de réduire les perturbations harmoniques et aussi le contrôle des puissances actives et réactives.

II.3. Structure générale d'un redresseur MLI

La structure d'un redresseur à MLI consiste à modifiés la structure interne du redresseur classique en remplaçant les thyristors par des interrupteurs commander à l'ouverture et à la fermeture : transistors MOSFET pour les petites et puissances, les IGBT pour les moyennes puissances et les thyristors GTO pour les fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes.

Les redresseurs à MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant [9] dans le deuxième mode de fonctionnement peuvent prélever des courants sinusoïdaux du réseau

alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Nous distinguons deux structures de redresseurs à MLI [17] :

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

II.3.1. Redresseur à MLI de courant

Le redresseur à MLI de courant est un onduleur de tension, il est alimenté par une source de courant sinusoïdale et débite sur une charge (récepteur de tension continue). Dans le fonctionnement d'un redresseur à MLI de courant, le réseau alternatif impose les valeurs de tension à l'entrés de convertisseur, éventuellement, ce redresseur permet d'attendre un facteur de puissance très proche de l'unité [1].

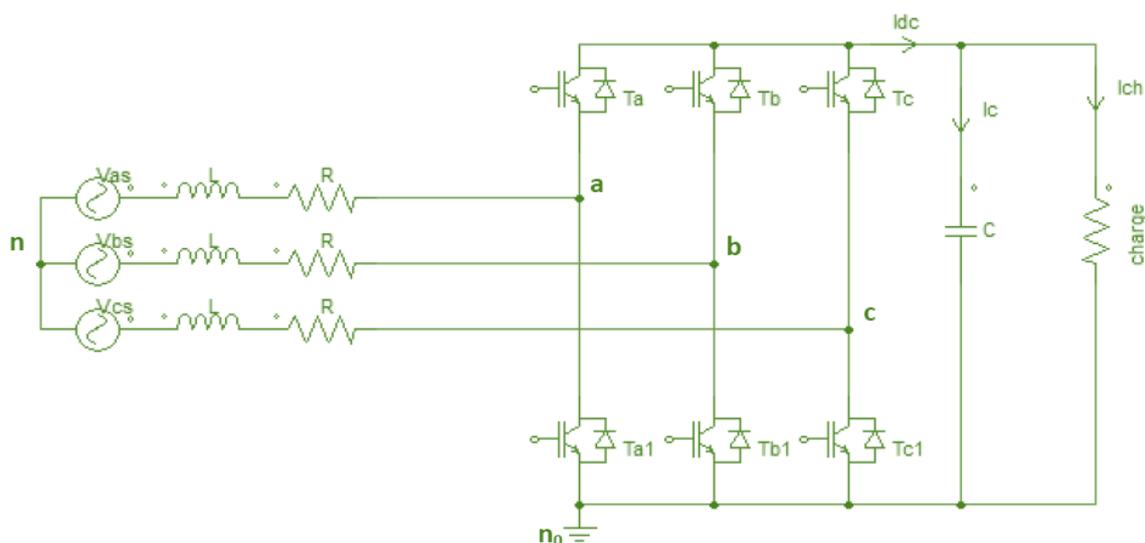


Figure II.1 : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant

II.3.2. Redresseur à MLI de tension

Le redresseur à MLI de tension est un convertisseur qui assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du cotés alternatif.

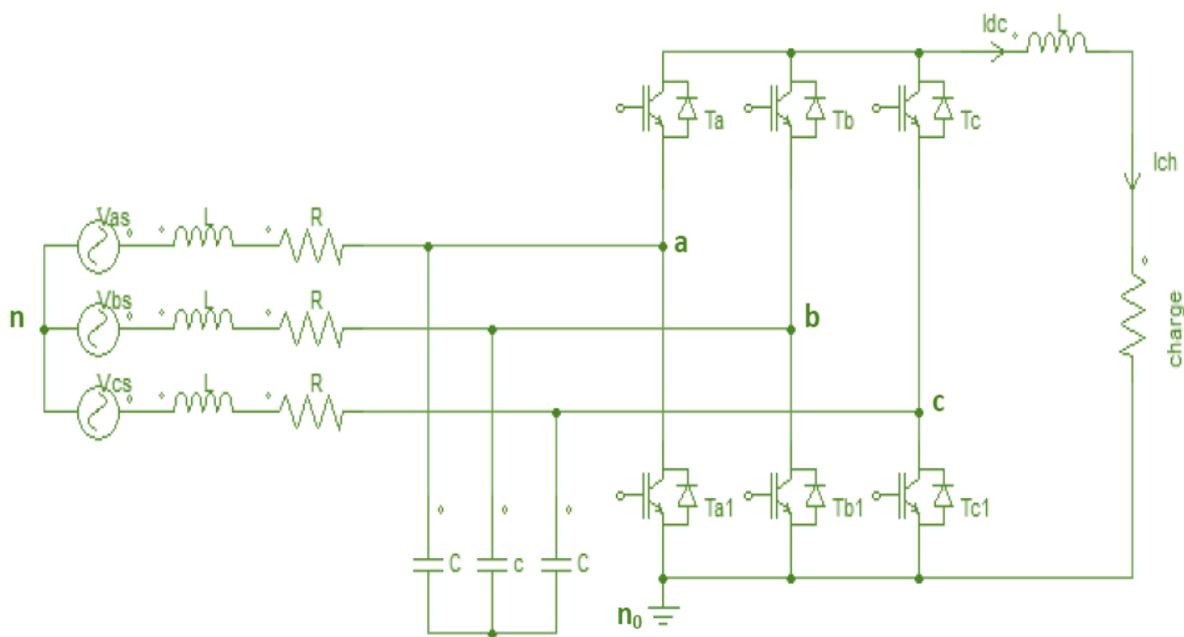


Figure II.2 : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension

II.4. Techniques de commande des redresseurs MLI

Les méthodes de commande des redresseurs à MLI peuvent être classées en deux catégories [9] :

- ✓ Méthodes basées sur le vecteur tension : VOC (Voltage Oriented Control) et la DPC (Direct Power Control)
- ✓ Méthodes basées sur le vecteur flux virtuel : VFOC (Virtual Flux Based Oriented Control) et la VF-DPC (Virtual Flux based Direct Power Control).

II.4.1. Orientation du vecteur de tension VOC

Le but de cette méthode est de maintenir la tension continue de sortie V_{dc} à la valeur désirée V_{dc}^* .

Les courants appelés au réseau doivent être sinusoïdaux et en phase avec la tension respective de celui-ci pour réaliser un facteur de puissance unitaire [9].

Avantages de la VOC :

- ✓ La fixation de la fréquence de commutation ;
- ✓ L'utilisation des stratégies avancées de la MLI ;
- ✓ L'absence de la sensibilité pour la variation d'inductance.

Inconvénients de la VOC :

- ✓ L'exigence de découplage entre les composantes actives et réactives ;
- ✓ La complexité de son algorithme ;
- ✓ Un Facteur de puissance faible par rapport à la DPC.

II.4.2. Contrôle direct en puissance DPC

Le contrôle direct en puissance est basé sur le contrôle direct de couple appliqué aux machines électrique, son but principal est de contrôler directement la puissance active et réactive dans un redresseur MLI. Les régulateurs utilisés sont les comparateurs à hystérésis.

Les signaux de commandes du convertisseur sont obtenus à partir d'une table de commutation basée sur les écarts instantanés entre les valeurs de consigne et estimées de la puissance active et réactive [18].

Avantages de la DPC :

- ✓ Une réponse dynamique très élevées ;
- ✓ Non utilisation de boucle imbriquée ;
- ✓ Amélioration de facteur et l'efficacité de puissance ;
- ✓ Algorithme simple ;
- ✓ Commande de puissance active et réactive découplées.

Inconvénients de la DPC :

- ✓ Dépassement des bandes et fortes ondulations ;
- ✓ Fréquence de commutation variable.

II.4.3. Orientation de vecteur flux virtuel VFOC

La VFOC est une technique qui consiste à remplacer les capteurs de tensions alternatives de l'alimentation par un estimateur du flux virtuel [19]. Les tensions imposées par l'alimentation en combinaison avec les inductances du filtre d'entrée sont supposées comme des quantités relatives à un moteur alternatif virtuel [20].

Avantages de la VFOC :

- ✓ Aucune sensibilité pour la variation de l'induction ;
- ✓ Fréquence de commutation fixe ;
- ✓ Stratégies avancées de la MLI peut être employée.

Inconvénients de la VFOC :

- ✓ Découplage entre les composants actifs et réactifs ;
- ✓ Algorithme complexe.

II.4.4. Control direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel (Virtual Flux Based Direct Power Control) ou (VF-DPC)

Cette stratégie est basée sur l'estimation de flux virtuel, qui est présente pour le calcul des Puissances instantanées. L'objectif de ce contrôle est d'imposer une absorption d'un courant sinusoïdal, en garantissant une puissance réactive nulle (facteur de puissance unitaire), en maintenant la tension du bus continu constante [18].

Dans cette méthode, le calcul des puissances actives et réactives est basé sur la grandeur de flux virtuel.

Avantages de VF-DPC

- ✓ Bonne dynamique ;
- ✓ Algorithme simple ;
- ✓ Commande de puissance active et réactive découplée ;
- ✓ Aucune boucle de régulation de courant ;
- ✓ Taux de distorsion harmonique est faible.

Inconvénient de la VF-DPC

- ✓ Fréquence de commutation est variable ;
- ✓ Valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme acceptable d'onde du courant.

II.5. Techniques de modulation

Le choix d'une technique de modulation dépend du type de la machine à commander, de la gamme de puissance et des semi-conducteurs utilisés pour le redresseur. Ce sont finalement des critères des coûts et de performance qui vont déterminer ce choix.

Deux types de commande des convertisseurs statiques sont principalement mis en œuvre [17].

- ✓ La commande par hystérésis ;
- ✓ La commande par MLI.

II.5.1. Contrôle des courants par hystérésis

Cette technique fait partie des commandes non linéaire parce qu'elle fonctionne en tout ou rien, elle utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie.

L'erreur est comparée à un gabarit appelé fourchette ou bande d'hystérésis. Cette méthode ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable [17].

La commande par hystérésis présente de nombreux avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité ainsi qu'une précision satisfaisante, de plus, elle limite automatiquement le courant [17].

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence de changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable [17].

II.5.2. Contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion MLI

La technique de commande par MLI (**Pulse Width Modulation**) est utilisée couramment, elle résout le problème de la maîtrise de la fréquence de commutation, en fonctionnant avec une fréquence fixe, facile à filtrer en aval de redresseur [21].

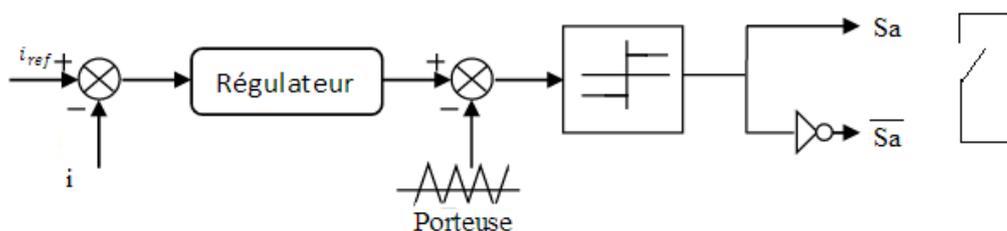


Figure II.3 : Principe de la commande par MLI

II.5.2.1. MLI à échantillonnage naturel

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI intersective. Cette technique de commande met en œuvre d'abord un régulateur qui détermine la tension de référence du redresseur à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire. La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs.

Deux paramètres caractérisent la modulation de largeur d'impulsion intersective [22] :

- L'indice de modulation : Défini par le rapport: $m = \frac{f_p}{f}$

f_p : Fréquence de la porteuse.

f : Fréquence de référence.

- Le coefficient de réglage ou profondeur de modulation : $r = \frac{V_{modmax}}{V_p}$

Généralement, ce coefficient est compris entre 0 et 1.

Différents types de MLI intersective :

- ✓ MLI à porteuse en dent de scie.
- ✓ MLI synchrone ou asynchrone.

II.5.2.2. MLI symétrique

Dans cette technique, les instants de commutations sont déterminés par l'intersection de la porteuse et de la modulatrice échantillonnés et constante sur la période de la porteuse. La largeur d'une impulsion est proportionnelle à l'amplitude de la modulatrice échantillonnée sur la période de la porteuse correspondante.

II.5.2.3. MLI vectorielle

Elle s'agit d'une technique numérique, les vecteurs sont appliqués et les temps d'application sont déterminés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles de convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ses vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions des convertisseurs. Cette méthode diffère par le fait que les signaux de commande sont élaborés en tenant compte de l'état des bras de redresseur au même temps [23].

II.6. Principe de fonctionnement de redresseur à MLI triphasé

L'état de chaque paire d'interrupteurs, supposés parfaits, peut être représenté par trois grandeurs booléennes de commande ($S_j = a, b, c$), telles que :

$S_j = 1$, si l'interrupteur du haut est fermé et celui du bas est ouvert.

$S_j = 0$, si l'interrupteur {haut est ouvert et celui du bas est fermé.

Dans ces conditions, les tensions des points a, b et c par rapport au point n_0 s'écrivent comme suite :

$$V_{jn_0} = S_j V_{dc} \quad (\text{II.1})$$

V_{dc} : La tension du bus continu.

On en déduit les tensions composées

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} = (S_a - S_b) V_{dc} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} = (S_b - S_c) V_{dc} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} = (S_c - S_a) V_{dc} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

Soient : $V_a = V_{an}$, $V_b = V_{bn}$, $V_c = V_{cn}$ les tensions de redresseur, celles-ci sont reliés aux tensions U_{ab} , U_{bc} et U_{ca} par les équations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_a - V_b \\ U_{bc} = V_b - V_c \\ U_{ca} = V_c - V_a \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

A partir des équations précédentes, on aboutit aux relations :

$$\begin{cases} V_a = \frac{V_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{V_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

II.7. Etats de commutation du redresseur MLI

La tension de convertisseur peut être représentée par huit états possibles de commutation comme le montre la figure ci-dessous.

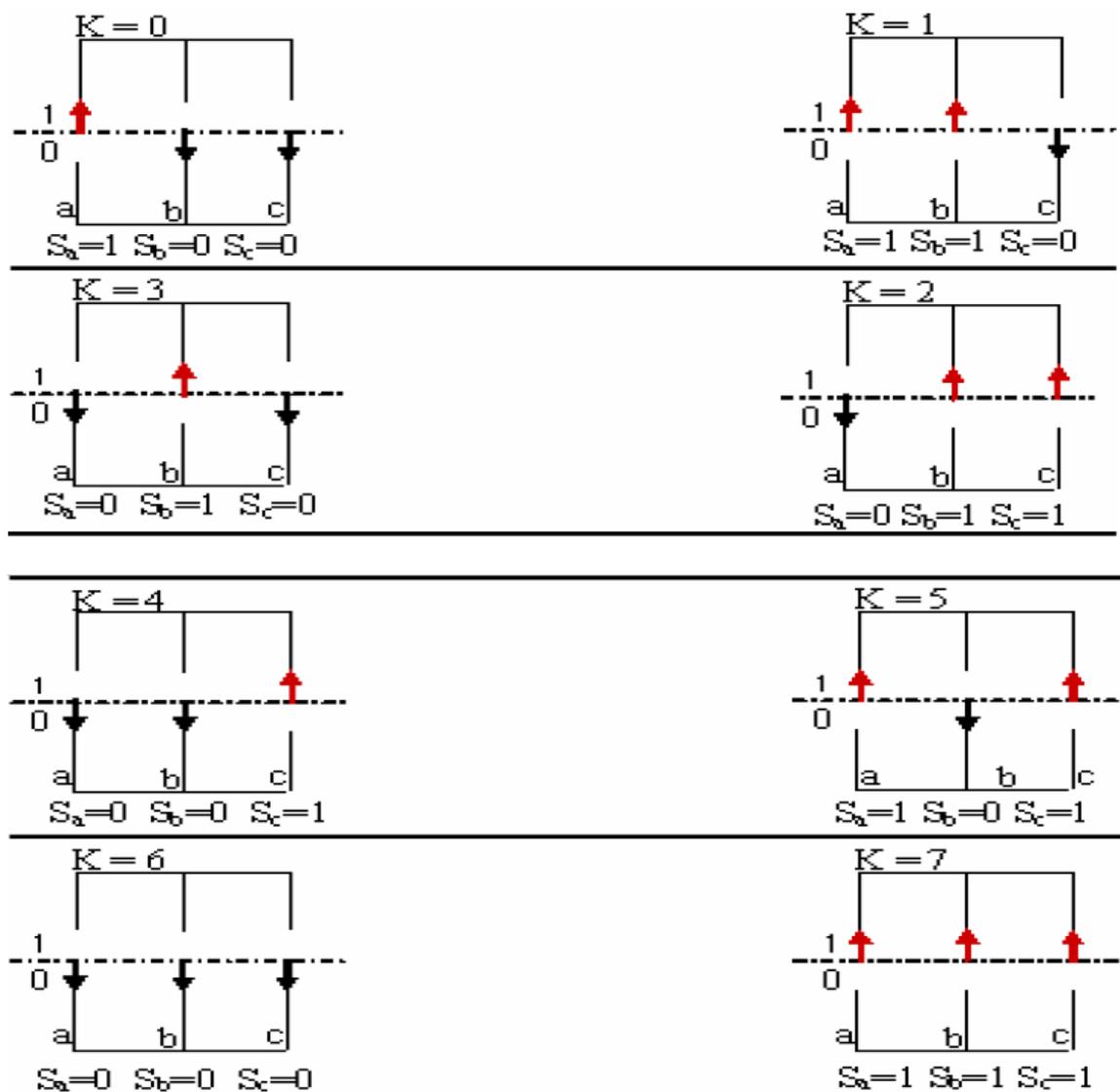


Figure II.4. : Etats de commutation des interrupteurs d'un redresseur à MLI

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commandes (S_a, S_b, S_c) ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante de bus continue (V_{dc}).

k	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	U_{ab}	U_{bc}	U_{ca}
0	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$
1	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$
2	1	1	1	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}
3	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0
4	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}
5	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau II.1 : Table de commutation d'un redresseur à MLI

II.8. Modélisation d'un redresseur MLI

La MLI permet suivant un processus analogique ou numérique d'avoir le moins d'harmonique, de minimiser le nombre de commutation et de pouvoir contrôler facilement la tension.

Les équations électriques d'un système triphasé équilibré sont données par :

Pour les tensions

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{as} = E_m \cos(\omega t) \\ V_{bs} = E_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs} = E_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{array} \right. \quad (\text{II.5})$$

Pour les courants

$$\begin{cases} i_{as} = I_m \cos(\omega t + \varphi) \\ i_{bs} = I_m \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi) \\ i_{cs} = I_m \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3} + \varphi) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Système triphasé équilibré :

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad (\text{II.7})$$

II.8.1. Modèle du redresseur à MLI dans le repère (abc)

$$\bar{V}_s = \bar{V}_i + \bar{V} \quad (\text{II.8})$$

Avec la chute de tension aux bornes du filtre

$$V_i = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} \quad (\text{II.9})$$

On aura donc :

$$V_s = Ri_s + L \frac{di_s}{dt} + v \quad (\text{II.10})$$

En écriture matricielle, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

Le passage aux transformées de la place nous permet d'écrire

$$\begin{cases} I_{as} = (V_{as} - V_a) \frac{1}{(R + L.P)} \\ I_{bs} = (V_{bs} - V_b) \frac{1}{(R + L.P)} \\ I_{cs} = (V_{cs} - V_c) \frac{1}{(R + L.P)} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

L'équation des courants peut être donnée comme suite :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a i_{as} + S_b i_{bs} + S_c i_{cs} - I_{ch} \tag{II.13}$$

$$V_{dc} = \frac{1}{C_p} [(S_a i_{as} + S_b i_{bs} + S_c i_{cs}) \cdot I_{ch}] \tag{II.14}$$

La combinaison des équations (II.11), (II.12), (II.13) et (II.14) nous permet de tracer le schéma bloc du modèle du redresseur dans le système d'axe (a, b, c).

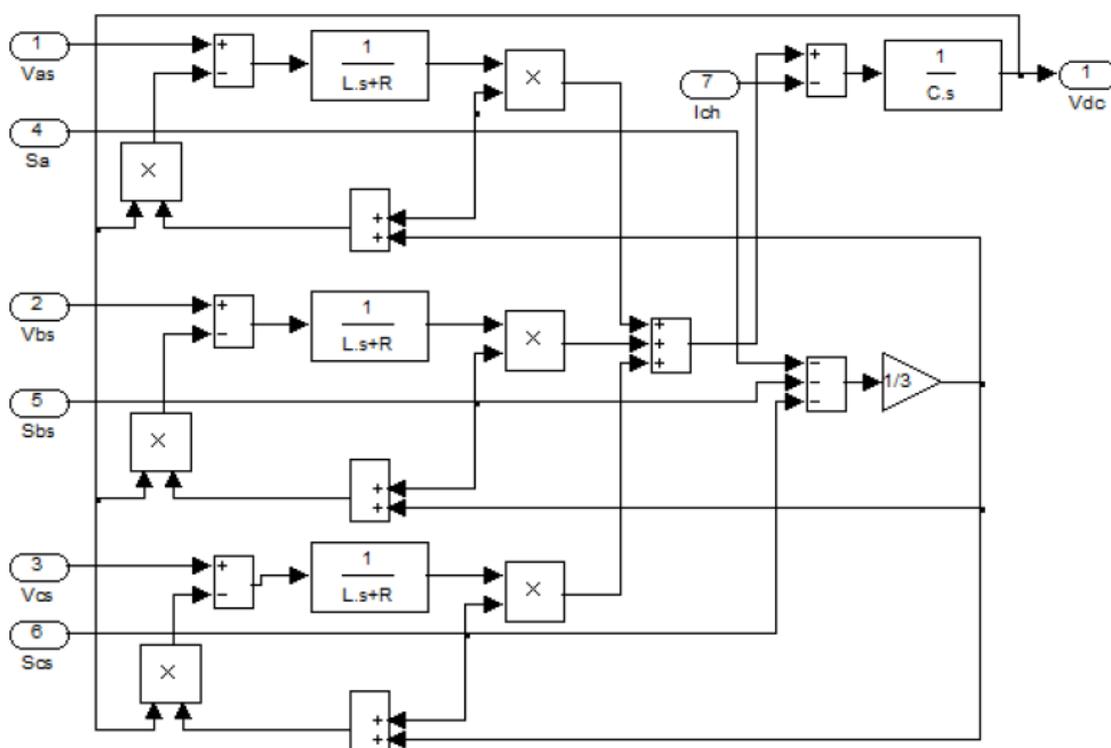


Figure II.5 : Modèle de redresseur MLI dans le repère (a,b,c)

II.8.2. Modèle de redresseur à MLI dans le repère tournant d-q

Le repère synchrone d-q tourne à la pulsation ω ($\omega = 2\pi f$): f c'est la fréquence fondamentale de la tension du réseau. La projection de chacun des vecteurs, exprimant les quantités électriques du redresseur, sur les deux axes perpendiculaires d et q donne deux composantes constantes.

Les équations du redresseur dans le système d'axes (d, q) sont obtenues à l'aide de la transformation (abc /dq) appliquée aux équations (II.11) et (II.12) on obtient :

$$\begin{cases} V_{ds} = Ri_{ds} + L \frac{di_{ds}}{dt} - \omega Li_{qs} + V_d \\ V_{qc} = Ri_{qc} + L \frac{di_{qs}}{dt} + \omega Li_{ds} + V_q \end{cases} \quad (II.15)$$

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_d i_{ds} + S_q i_{qs}) - I_{ch} \quad (II.16)$$

Avec :

$$\begin{cases} S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t \\ S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t \end{cases} \quad (II.17)$$

Le schéma bloc du modèle du redresseur dans le système d'axe (d, q) est représenté sur la figure suivante :

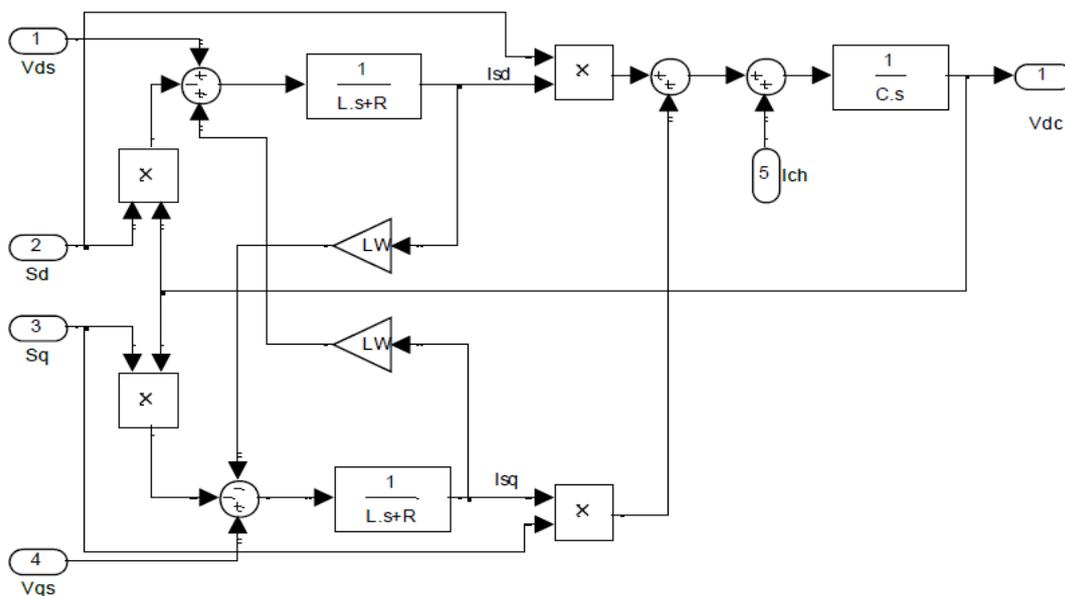


Figure II.6: Modèle de redresseur à MLI dans le repère (d,q)

II.8.3. Modèle du redresseur MLI dans le repère (α, β)

Les équations en tension du redresseur dans le système d'axe (α, β) sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux équations précédentes.

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (II.18)$$

Avec :

$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$: Composantes d'axes (α, β) des tensions du convertisseur

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$: Composantes des courants de ligne.

Pour le courant, on aura :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (S_{\alpha} i_{\alpha s} + S_{\beta} i_{\beta s}) - i_{ch} \tag{II.19}$$

Avec :

$$\begin{cases} S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}}(2S_a - S_b - S_c) \\ S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}}(S_a - S_c) \end{cases} \tag{II.20}$$

Le schéma bloc de redresseur dans le système d'axes (α, β) et représenté sur la figure suivante :

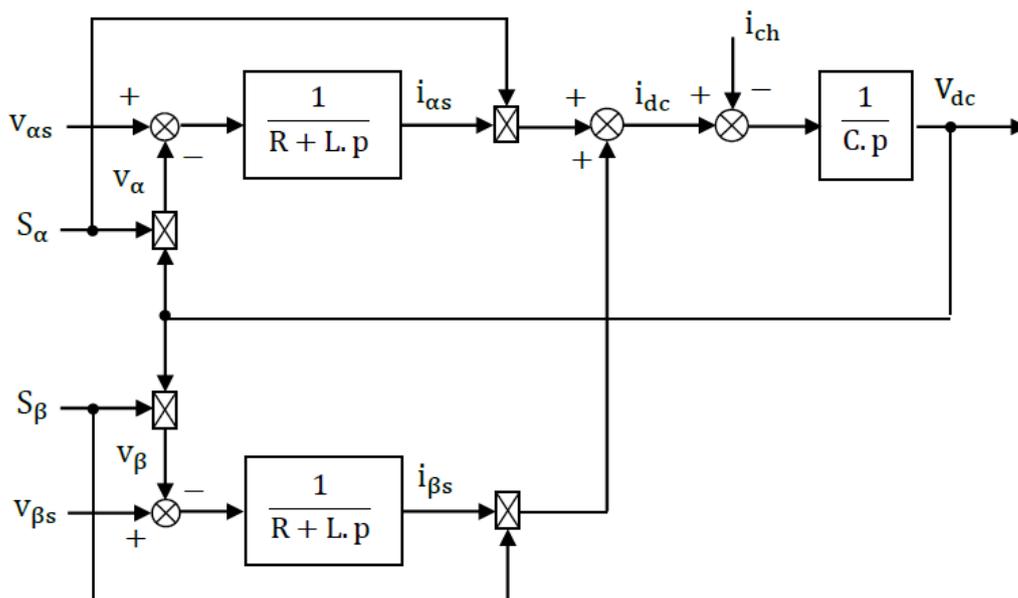


Figure II.7 : Modèle du redresseur dans le système d'axe (α, β).

II.9. Commande Directe en Puissance (DPC)

C'est une commande basée sur le concept du contrôle du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive dans le redresseur MLI. Le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines électriques alternatives. Cette technique de commande élimine les blocs de modulations et les blocs internes, elle n'utilise que les puissances instantanées comme variable de contrôle, plus précisément les erreurs déterminées entre les valeurs mesurées des puissances instantanées

actives et réactives et leurs valeurs de références, différentes configurations de la DPC sont définie dans la littérature, elles se subdivisent en deux catégories [24] :

- DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC)
- DPC utilisant le flux virtuel.

II.10. Principe de la Commande directe en puissance

Le principe de la commande consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi- conducteurs constituant des redresseurs à MLI. A partir d'une table de commutation, la sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisée Δ_P et Δ_Q , entre les références des puissances active et réactive(P^*, Q^*). La référence de la puissance active est obtenue par la régulation de la tension continue, en utilisant un régulateur PI. Tandis que pour assurer un facteur de puissance unitaire, un contrôle de la puissance réactive à zéro et les valeur réelles (P, Q) fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur de tension de réseau ($U_{\alpha\beta}$). Pour ce dernier, le plan α - β est divisé en 12 secteurs égaux de 30° .Chacun des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée de redresseur présenté dans la figure II.5 [25].

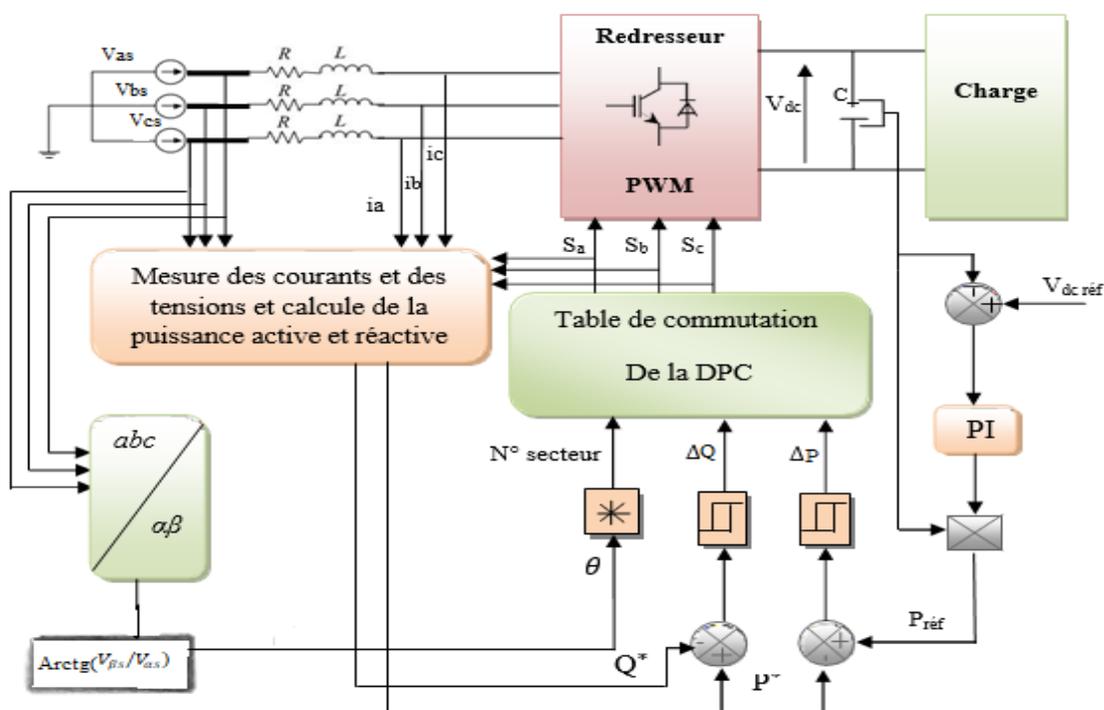


Figure II.8 : Configuration générale de la DPC

II.11. Estimation de la puissance instantanée basée sur la tension de ligne

Les puissances instantanées active et réactive sont définies par le produit des trois tensions et courants de phases. Les valeurs instantanées de la puissance active (P) et réactive (Q) dans un système sans capteur de tension alternative sont estimées par les équations suivant :

$$\begin{cases} P = L \left(\frac{d i_a}{dt} i_a + \frac{d i_b}{dt} i_b + \frac{d i_c}{dt} i_c + V_{dc} (S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c) \right) \\ Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left(3L \left(\frac{d i_a}{dt} i_c + \frac{d i_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] \right) \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

La puissance active P est le produit scalaire du courant et de la tension, alors que la puissance réactive Q est calculée comme un produit vectoriel de ceux-ci, la première partie des deux équations représente la puissance dans l'inductance et la deuxième partie représente la puissance dans le redresseur [26].

Comme on peut les voir à partir des équations précédentes, la forme des équations doit être modifiée en fonction de l'état de commutation des interrupteurs du convertisseur et les deux équations nécessitent la connaissance de l'inductance de ligne L . La tension d'alimentation est généralement constante, donc les puissances P et Q sont proportionnelle au courant i_d et i_q [9].

Les composantes ($V_{\alpha s}, V_{\beta s}$) de la tension de ligne peuvent être calculées comme suite :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_{\alpha}^2 + i_{\beta}^2)} \begin{bmatrix} i_{\alpha} & -i_{\beta} \\ i_{\beta} & i_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.12. Comparateurs à hystérésis

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

Le comparateur à hystérise fonctionne selon le principe donné dans la figure ci-dessous. L'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $(-H/2)$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $(+H/2)$, ou H représente la fourchette ou largeur d'hystérésis. Si l'erreur varie

entre $-H/2$ et $+H/2$ (elle varie à l'intérieure de la fourchette d'hystérésis),l'interrupteur ne commute pas.

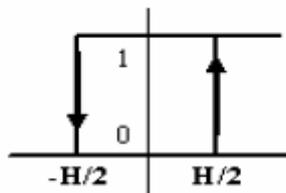


Figure II.9 : Principe de fonctionnement d'un comparateur à hystérésis

Le schéma de principe de la figure II.10 donne deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux. Les sorties des régulateurs à hystérésis fournissent les variables Δ_P et Δ_Q qui indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances actives et réactives [26].

$$\begin{cases} 1 \text{ pour } P_{ref} - P > H_P \\ 0 \text{ pour } P_{ref} - P < -H_P \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} 1 \text{ pour } Q_{ref} - Q > H_Q \\ 0 \text{ pour } Q_{ref} - Q < -H_Q \end{cases}$$

H_P et H_Q :sont les écarts des comparateurs à hystérésis à deux niveaux.

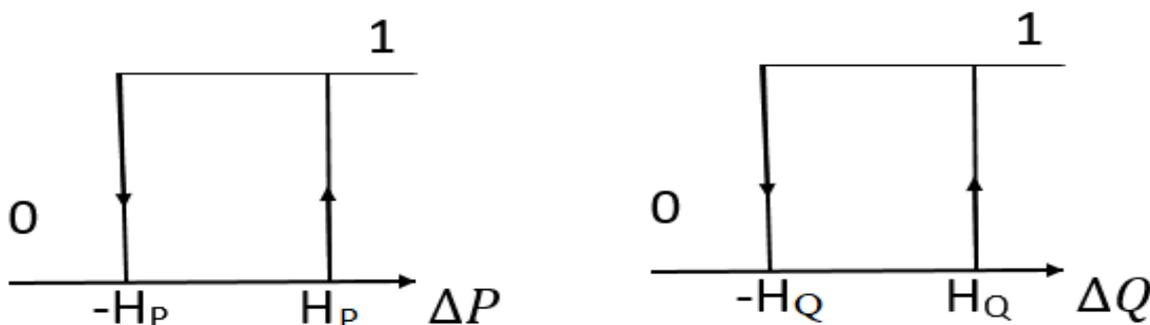


Figure II.10 : Caractéristiques des comparateurs à hystérésis à deux niveaux

II.13. Détermination du secteur

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

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} \leq \theta_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \tag{II.23}$$

Le calcul de la position angulaire du vecteur tension du réseau dans le plan fixe (α - β), requiert la connaissance des composantes $V_{\alpha s}$ et $V_{\beta s}$ qui peuvent être calculées grâce aux mesures des tensions du réseau ou être estimées à partir de l'estimation des puissances instantanées et

des courant absorbés. La position θ est alors définie par la relation suivante :

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{\beta s}}{V_{\alpha s}}\right) \tag{II.24}$$

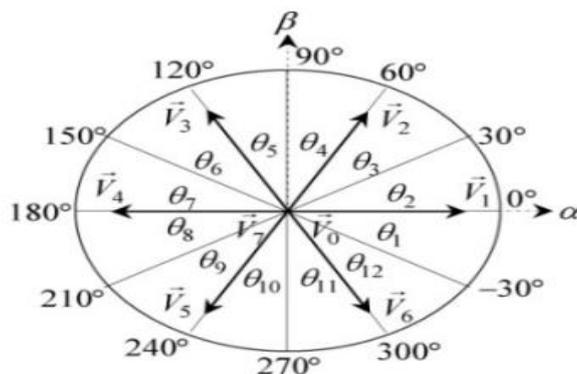


Figure II.11 : Plan de tension α - β divisé en douze secteurs.

II.14. Table de commutation

Les entrées de la table de commutation sont les signaux d'erreurs numérisé (Δ_p et Δ_Q) de secteur de travail. Les états de commutation (S_a, S_b, S_c) du redresseur à MLI sont mémorisés dans la table sous forme d'un programme.

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

Dans le repère stationnaire (α, β) et avec un système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par le redresseur est régie par les deux équations différentielles suivantes :

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L} (V_{\alpha s} - Ri_\alpha - V_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L} (V_{\beta s} - Ri_\beta - V_\beta) \end{cases} \tag{II.25}$$

V_α : Tension du réseau d'alimentation dans le système d'axes (α, β)

L'évolution du vecteur de courant $[i_\alpha, i_\beta]$ peut-être contrôlé par des vecteurs tension à l'entrée de redresseur $[V_\alpha, V_\beta]$.

Sur une période de commutation T_s , l'effet de la résistance R peut être négligé et l'équation (II.25) devienne :

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L} (U_\alpha(k) - V_\alpha(k)) \\ \Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L} (U_\beta(k) - V_\beta(k)) \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

D'autre part, dans le repère stationnaire (α, β) les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_\alpha & U_\beta \\ U_\beta & -U_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

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

$$U_{\alpha\beta}(k+1) = U_{\alpha\beta}(k) \quad (\text{II.28})$$

Tenant compte de cette approximation, la variation des puissances actives et réactives sont donnés par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta P = U_\alpha(k) \Delta i_\alpha + U_\beta(k) \Delta i_\beta \\ \Delta Q = U_\beta(k) \Delta i_\alpha - U_\alpha(k) \Delta i_\beta \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

En substituant l'équation (II.27) dans l'équation (II.29), on obtient :

$$\begin{cases} \Delta P = \frac{T_s}{L} [U_\alpha(k) (U_\alpha(k) - V_\alpha(k)) + U_\beta(k) (U_\beta(k) - V_\beta(k))] \\ \Delta Q = \frac{T_s}{L} [U_\beta(k) (U_\alpha(k) - V_\alpha(k)) - U_\alpha(k) (U_\beta(k) - V_\beta(k))] \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

Cette dernière équation montre que la variation des puissances actives et réactive dépend de la tension du réseau et des vecteurs de commandes pour $n = (0, 1, \dots, 7)$ les équations (II.29) devienne :

$$\begin{cases} \Delta_{Pn} = \frac{T_s}{L} [U_\alpha(k^2) + U_\beta(k^2)] - \frac{T_s}{L} [U_\alpha(k) V_{an}(k) + U_\beta(k) V_{\beta n}(k)] \\ \Delta_{Qn} = \frac{T_s}{L} [U_\alpha(k) V_{\beta n}(k) - U_\beta(k) V_{an}(k)] \end{cases} \quad (II.31)$$

Avec : n= (0,1...,7)

Les variations des puissances actives et réactives en fonction du vecteur de commande appliqué sont résumées dans le tableau ci-après :

Δ_P	Δ_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 ₆ 101	V ₇ 111	V ₁ 100	V ₀ 000	V ₂ 110	V ₇ 111	V ₃ 010	V ₀ 000	V ₄ 011	V ₇ 111	V ₅ 001	V ₀ 000
	1	V ₇ 111	V ₇ 111	V ₀ 000	V ₀ 000	V ₇ 111	V ₇ 111	V ₀ 000	V ₀ 000	V ₇ 111	V ₇ 111	V ₀ 000	V ₀ 000
0	0	V ₆ 101	V ₁ 100	V ₁ 100	V ₂ 110	V ₂ 110	V ₃ 010	V ₃ 010	V ₄ 011	V ₄ 011	V ₅ 001	V ₅ 001	V ₆ 010
	1	V ₁ 100	V ₂ 110	V ₂ 110	V ₃ 010	V ₃ 010	V ₄ 011	V ₄ 011	V ₅ 001	V ₅ 001	V ₆ 101	V ₆ 101	V ₁ 100

Tableau II.2. : Table de commutation classique.

II.15. Régulation de la tension du bus continue

La régulation de la tension du bus continu est effectuée par un regulateur PI :

➤ Régulateur PI : le régulateur classique PI est inséré pour corriger l'erreur entre la tension continue mesurée V_{dc} et sa référence V_{dcref} .

Le produit du courant continu de référence à la sortie du régulateur de tension par la tension continue donne la puissance active de référence.

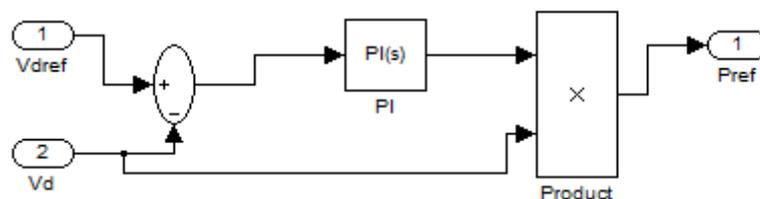


Figure II.12 : Régulateur de la tension continue avec un régulateur PI

II.16. Simulation de la technique de commande direct en puissance

Afin de valider et de montrer l'efficacité de la technique DPC associée à la régulation de la tension de bus continue V_{dc} par un régulateur PI, des simulations ont été effectuées en utilisant le logiciel Matlab/Simulink. Le système de commande proposé est appliqué à un redresseur à MLI alimenté par une source de tension triphasé, équilibré et sinusoïdale. Le système de contrôle de la tension continue aussi bien que la stratégie DPC est testée pour une variation en échelon de la tension V_{dcref} de 500V à 600V à $t= 5$ S.

Les paramètres de simulation sont illustrés dans le tableau suivant :

R (Ω)	L (H)	C (F)	R _{ch} (Ω)	F (Hz)	V _{dcref} (V)
0.1	0.01	0.001	100	50	500

Tableau II.3. : Paramètres de simulation de la commande directe en puissance d'un redresseur à MLI triphasé en courant

Le schéma globale de la DPC sous simulink est represnté dans la figure suivante :

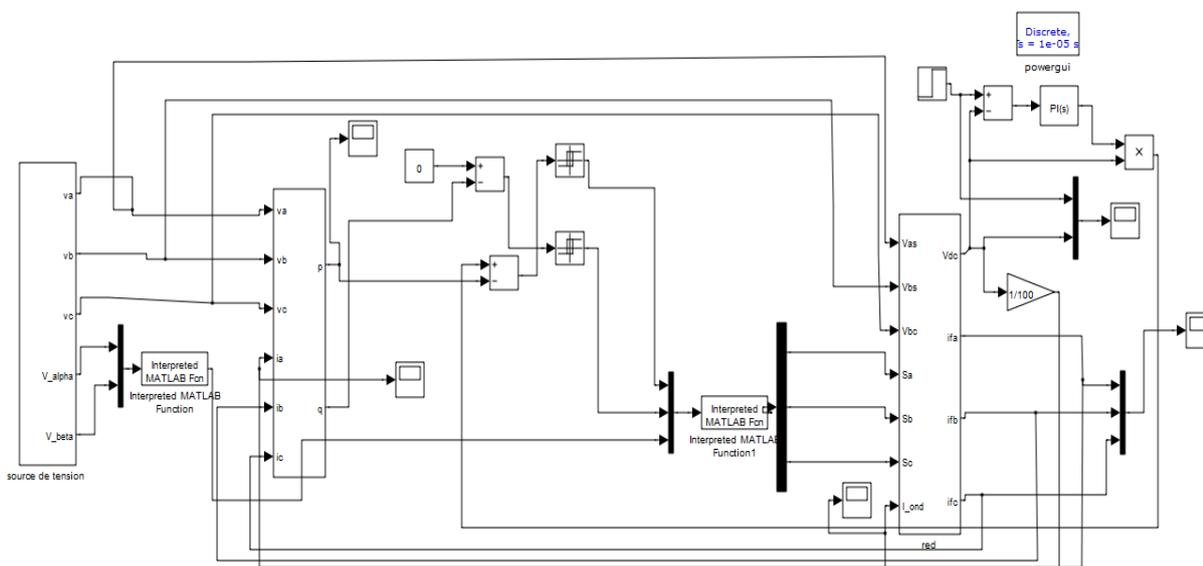


Figure II.13 : Schéma globale de la DPC sous Simulink

Les figures suivantes présentent les résultats de simulation de la commande directe en puissance de redresseur à MLI triphasé avec régulation de la tension de bus continu.

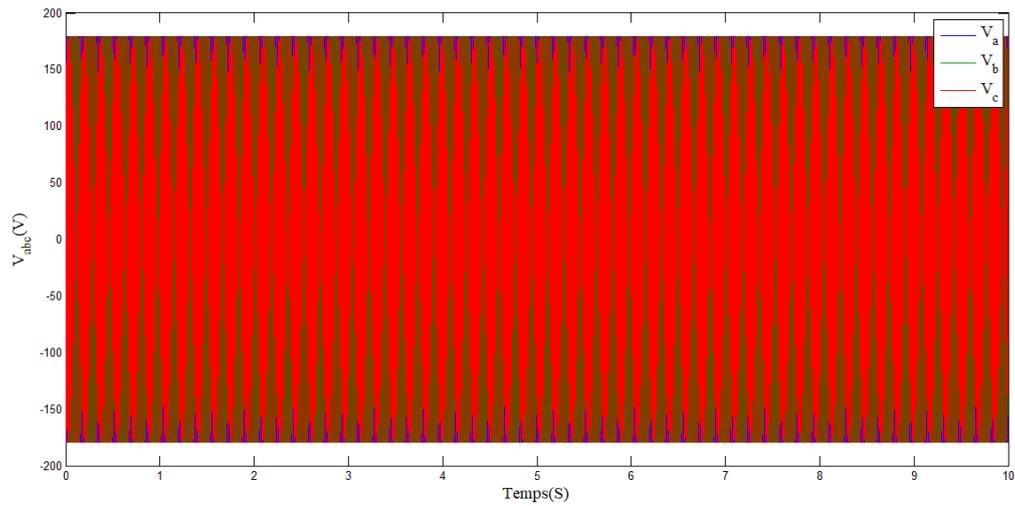


Figure II.14 : Tensions triphasé du réseau d'alimentation (V_a , V_b et V_c)

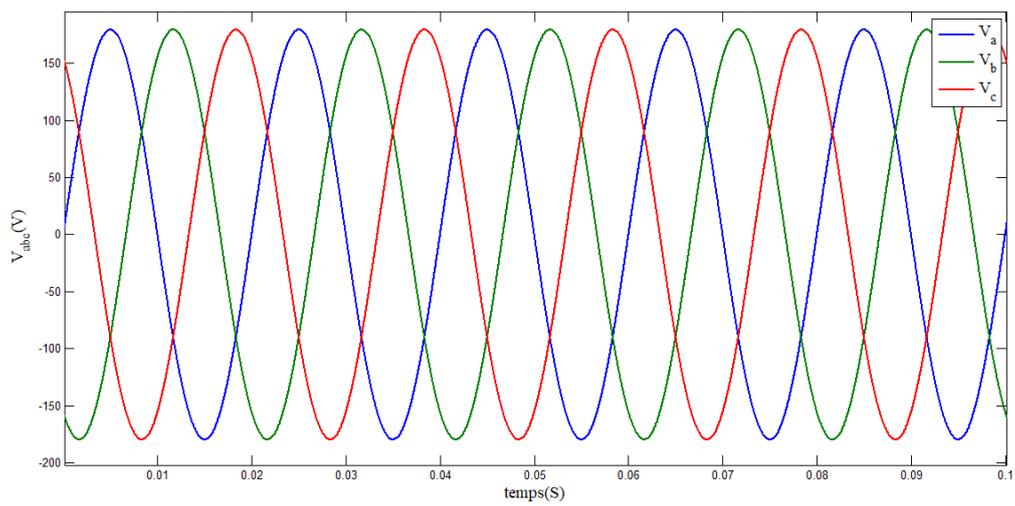


Figure II.15 : Zoom des tensions triphasés du réseau d'alimentation (V_a , V_b et V_c)

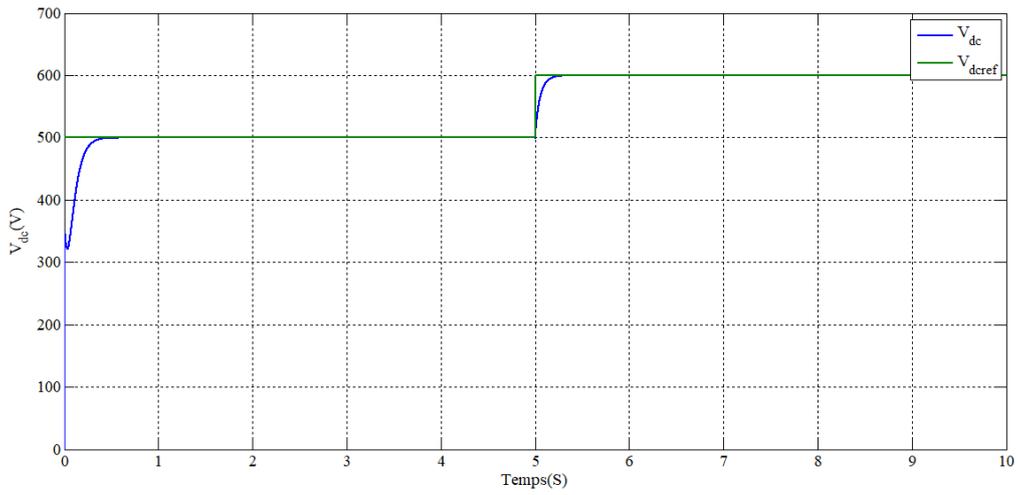


Figure II.16 : Tension du bus continu V_{dc}

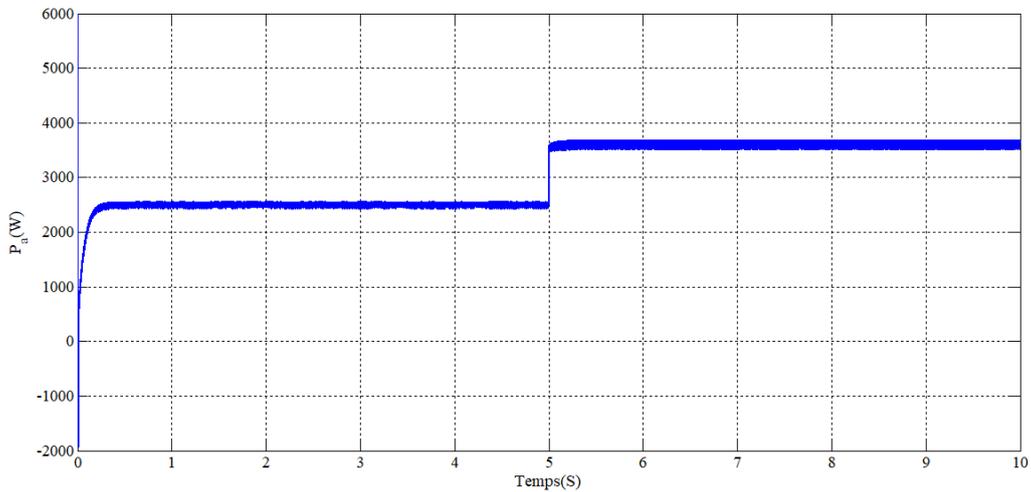


Figure II.17 : Puissance active P , à l'entrée de redresseur

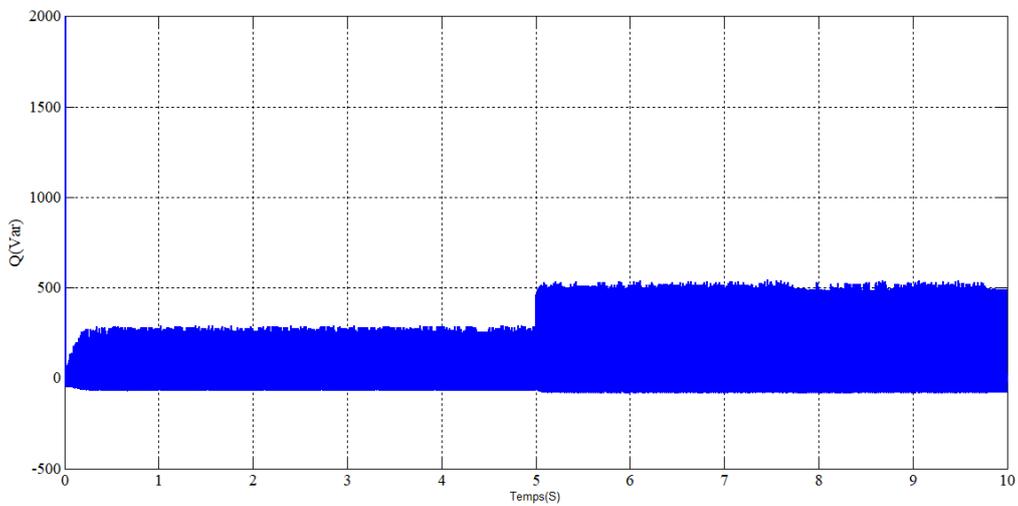


Figure II.18 : Puissance réactive Q , à l'entrée de redresseur

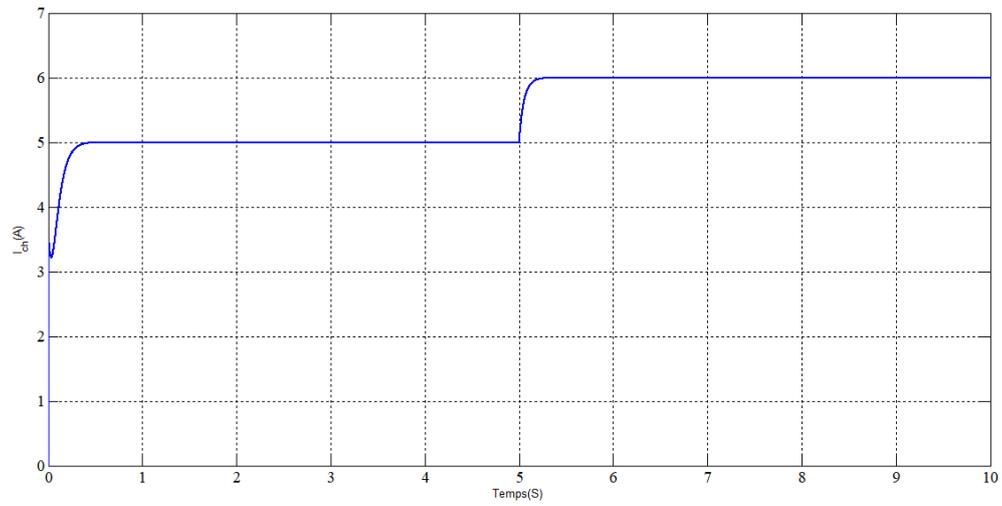


Figure II.19 : Courant de charge i_{ch}

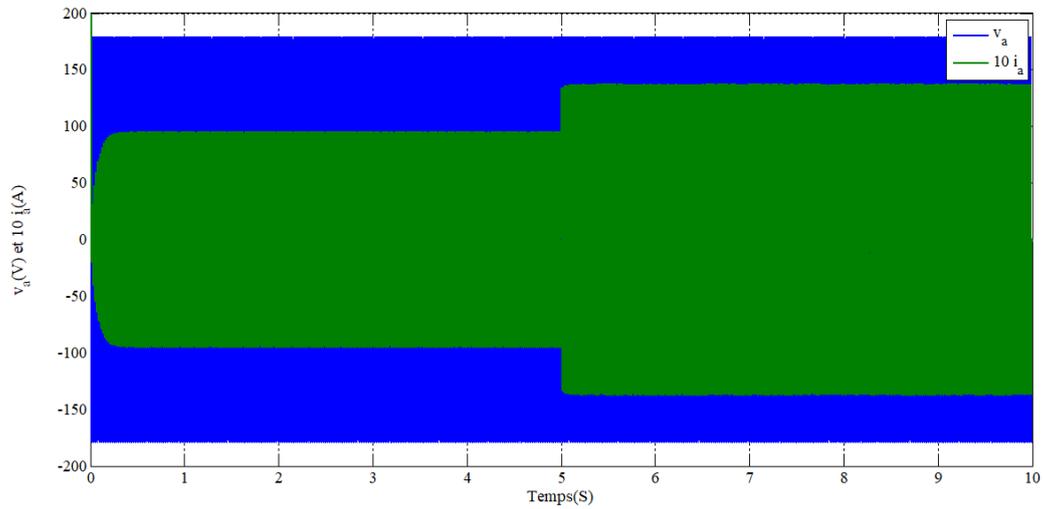


Figure II.20 : Tension (v_a) et courant (i_a), à l'entrée du redresseur

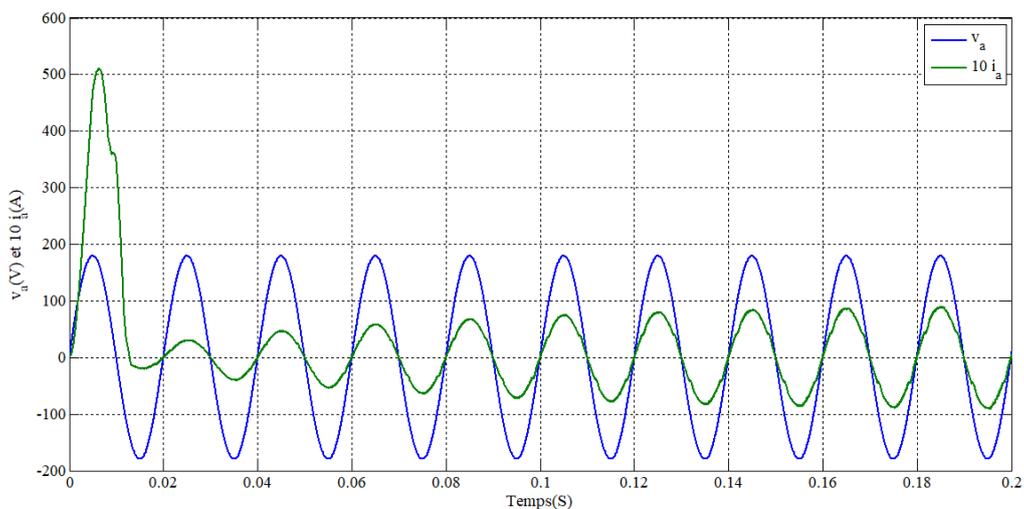


Figure II.21 : Zoom de tension v_a et de courant i_a , à l'entrée de redresseur

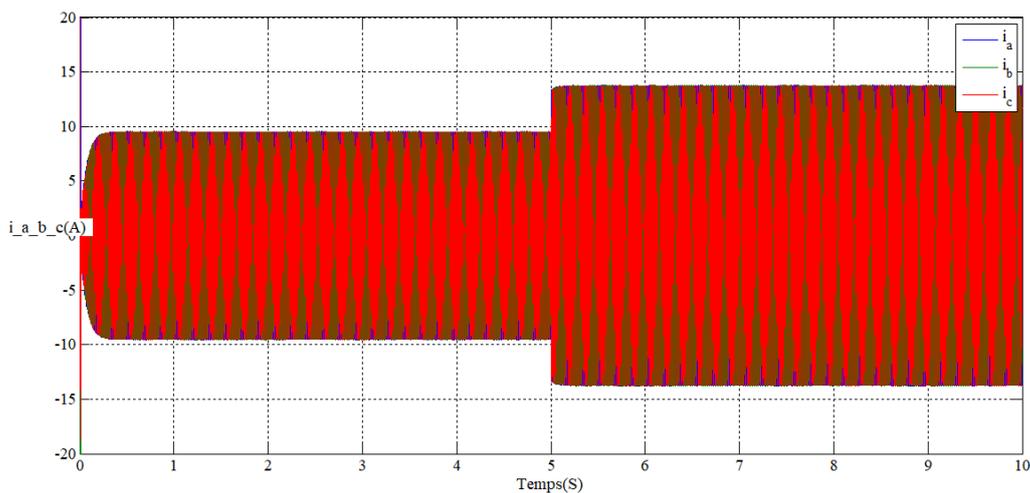


Figure II.22 : Courants absorbés par le redresseur (i_a, i_b et i_c)

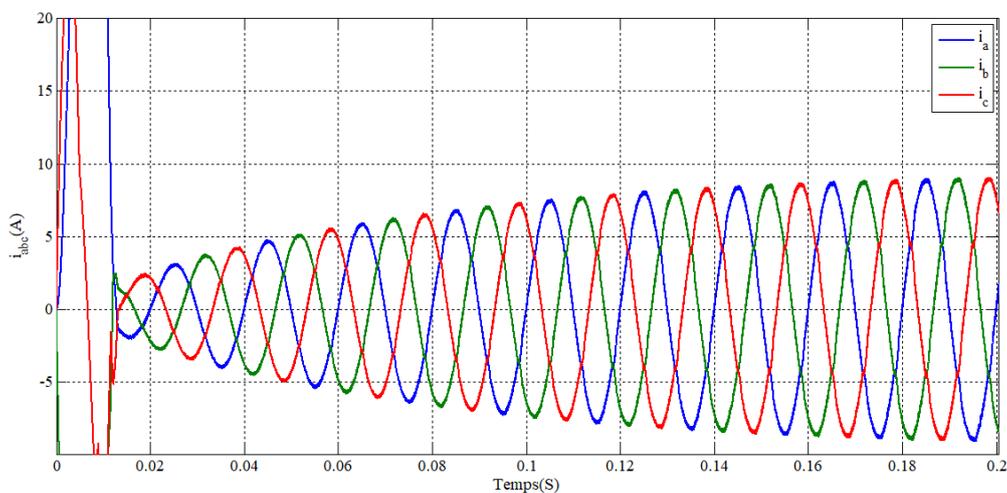


Figure II.23 : Zoom des courants absorbés par le redresseur (i_a, i_b et i_c)

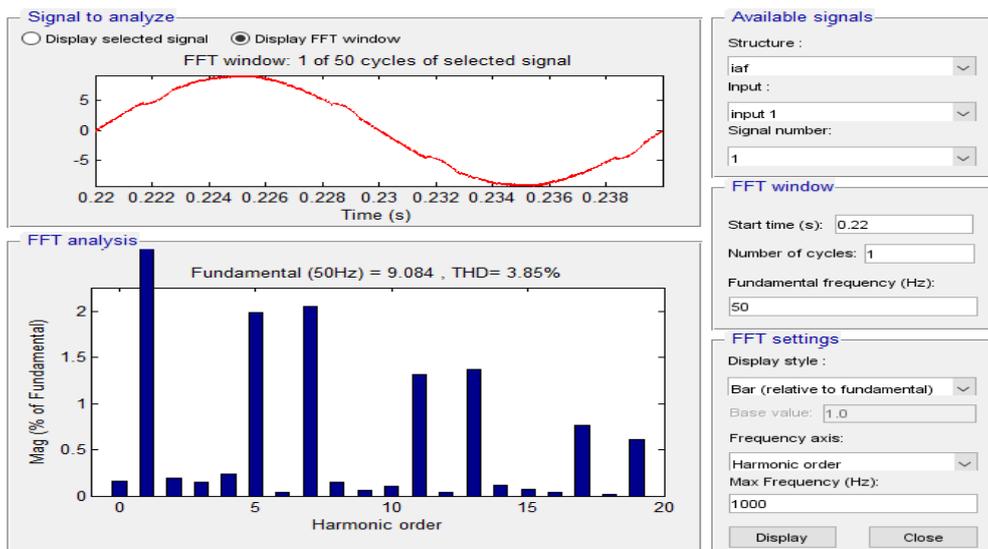


Figure II.24 : Analyse spectrale du courant i_a

Les figures (II.14 et II.15) représentent les tensions triphasées sinusoïdaux d'amplitude de $127\sqrt{2}$ à l'entrée du redresseur.

La figure (II.16) illustre l'évolution de la tension du bus continu V_{dc} . Nous remarquons d'après cette réponse que la tension V_{dc} est obtenue sans aucun dépassement et suit parfaitement sa référence, tout en décrivant une dynamique de bonne qualité, ce qui signifie que le régulateur PI (Proportionnel Intégrale) agit d'une manière efficace en association avec le contrôle DPC.

L'allure de puissance active P à l'entrée de redresseur et celle de la puissance réactive Q sont données dans les figure (II.17 et II.18), on remarque que la puissance active atteint une valeur maximale aux premières millisecondes, ensuite elle descend vers sa valeur limite en régime permanent avec fortes ondulations. Cette puissance suit parfaitement sa consigne, une fois nous appliquons un échelon de 600 V, sa valeur passe de 2500 W vers 3600 W. Par contre la puissance réactive se stabilise à sa valeur de référence 0 Var malgré cette perturbation, ce dernier est expliqué par le bon découplage entre la puissance active et réactive.

La figure (II.19) représente l'allure du courant de charge I_{ch} , on remarque qu'il suit parfaitement sa consigne, lorsque la tension varie ainsi le courant I_{ch} varie.

Les figures (II.20 et II.21), montre bien que le facteur de puissance à l'entrée du redresseur est unitaire car le déphasage entre I_a et V_a est égale à zéro.

Les figures (II.22 et II.23) représentent les courants triphasés absorbés par le redresseur. Au début les courants font apparaitre un régime transitoire ensuite, ils se stabilisent à une valeur fixe. Une fois qu'on applique un échelon de 600 V, l'amplitude maximales des courants passent de 9A (pour $P=2500$ W) à 18A (pour $P=3600$ W).

La figure (II.20) montre l'analyse spectrale du courant i_a dans une période de temps ou le taux de distorsion harmonique (THD) est égal à 3.85%.

Conclusion

Dans ce chapitre nous avons réparti notre travail en deux parties :

La première partie est consacrée à l'étude et à la modélisation du redresseur triphasé à MLI, étant donné comme un élément de connexion de la source continue avec la source d'alimentation alternative.

La deuxième partie quant à elle, a fait l'objet d'une étude sur une stratégie de control dénommée commande directe en puissance (la DPC), caractérisée par la simplicité de sa mise en œuvre et la rapidité de sa réponse dynamique. La DPC classique possède quelques inconvénients tels que le dépassement des bandes et de fortes ondulations, ainsi, un taux de distorsion harmonique un peu élevé, ce qui nous mènent à chercher le moyen d'améliorer les performances de ce control en proposant dans le troisième chapitre une approche floue appliquée à la DPC conventionnelle.

Chapitre III

Commande directe en puissance basée sur la logique floue

III.1. Introduction :

Dans cette partie, nous exposons une nouvelle méthode, développée dans cette étude comme alternative à la commande DPC conventionnelle, on l'appellera la commande floue directe de puissance (DPCF), (Direct Power Fuzzy Control). Cette commande est principalement caractérisée par le non utilisation des comparateurs à hystérésis et la suppression de la table de sélection des vecteurs (table de commutation).

III.2. Description générale sur la logique floue

La logique floue (fuzzy logic) est une théorie qui a connu un grand engouement depuis que le professeur Lotfi.A.Zadeh a introduit le concept de sous ensemble (fuzzy sets) en 1965. Cette logique est la base de nombreuses recherches scientifiques, elle trouve sa place dans le domaine de la commande pour une large gamme de système et plus généralement en génie électrique. L'avantage de cette théorie est la possibilité d'utiliser des règles linguistiques qui permettent une transcription relativement simple de l'expertise menée sur les systèmes commandés [27].

De l'autre côté, la logique floue possède plusieurs paramètres et souvent délicates à régler. Une structure complexe qui est l'une des raisons qui limite le développement et l'utilisation de cette commande dans l'industrie.

Le but de la logique floue réside dans sa similitude avec le raisonnement humain. En effet la prise de décision d'un opérateur est en fonction de plusieurs variables décrites de manière qualitative et non grâce à des valeurs numériquement précises [28].

III.2.1. Domaines d'utilisation la logique floue :

Les systèmes flous ont été utilisé dans plusieurs domaines, on cite :

- ✓ Systèmes autonomes mobiles
- ✓ Systèmes de transport (train, ascenseur...)
- ✓ Appareils électroménagers (machine à laver, fours à micro-ondes...)
- ✓ Systèmes audio visuels (camera, photocopieur...)
- ✓ Systèmes de contrôles et de réglages dans les applications industrielles.

III.2.2. Concepts fondamentaux de la logique floue

La logique classique est une logique où la proposition est vraie ou fausse (1 ou 0), cependant la logique floue est basée sur les variables linguistiques proches du langage humain courant, qui s'appuient fréquemment sur des connaissances ou des données inexacts, incertaines ou imprécises. De plus, ces variables sont traitées à l'aide des références qui impliquent une certaine connaissance de comportement du système ainsi, elle est fondée sur tous les aspects de la théorie de possibilité, y compris les ensembles d'appartenance appelés ensembles flous [1].

Les éléments de base de la logique floue sont :

- ✓ Les variables linguistiques et les ensembles flous
- ✓ Les fonctions d'appartenance
- ✓ Les opérateurs
- ✓ Les inférences à plusieurs règles floues

III.2.2.1. Variables linguistiques et les ensembles d'un phénomène

La description imprécise d'une certaine situation d'un phénomène ou grandeurs physiques, ne peut se faire que par des expressions relatives et floues, ces expressions différentes on les appelle les variables linguistiques. Ces dernières constituent des classes appelées les ensembles flous [29]. Pour traiter numériquement ces variables, il faut les soumettre à une définition mathématique.

Un sous-ensemble flou A de X (communément appelé univers de discours) est défini par une fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ qui associe à l'élément x , son degré d'appartenance au sous-ensemble A , compris entre 0 et 1. On note alors :

$$\mu: \begin{cases} X \rightarrow [0,1] \\ x \rightarrow \mu_A(x) \end{cases}$$

$$\text{si } X \text{ est fini } \{A = \sum_{x \in X} \mu_A(x)/x$$

$$\text{si } X \text{ est infini } \{A = \int_X \mu_A(x)/x$$

Dans les deux expressions précédentes, les signes intégral et sommation ne désignent une collection de tous les points x appartenant à X avec leur fonction d'appartenance $\mu_A(x)$ et non pas des équations arithmétiques de l'addition et l'intégration.

- Principales propriétés associées aux sous-ensembles
- ✓ Hauteur, $hgt(A)$: $hgt(A) = \sup(\mu_A(x))_{x \in X}$
- ✓ Support, $supp(A)$: $supp(A) = \{x \in X | \mu_A(x) \neq 0\}$
- ✓ Noyau, $noy(A)$: $noy(A) = \{x \in X | \mu_A(x) = 1\}$
- ✓ Coup de niveau, α -cut(A) : α -cut(A) = $\{x \in X | \mu_A(x) \geq \alpha\}$
- ✓ Sous –ensemble flou convexe : cette convexité est définie
S'il vérifie : $\forall x_1, x_2, x_3 \in X$
Si $x_1 \leq x_2 \leq x_3 \Rightarrow \mu_A(x_2) \geq \min(\mu_A(x_1), \mu_A(x_3))$
- ✓ Partition floue : on définit n_A sous ensemble flou (A_i) de X
Si $\forall x \in X, \sum_{i=1}^{n_A} \mu_{A_i}(x) = 1$

III.2.2.2. Fonctions d'appartenances :

Les fonctions d'appartenances théoriquement peuvent avoir n'importe quelles formes, dont on a généralement juste trois qui sont les plus souvent représentés :

- ✓ Les fonctions triangulaires
- ✓ Les fonctions trapézoïdales
- ✓ Les fonctions gaussiennes

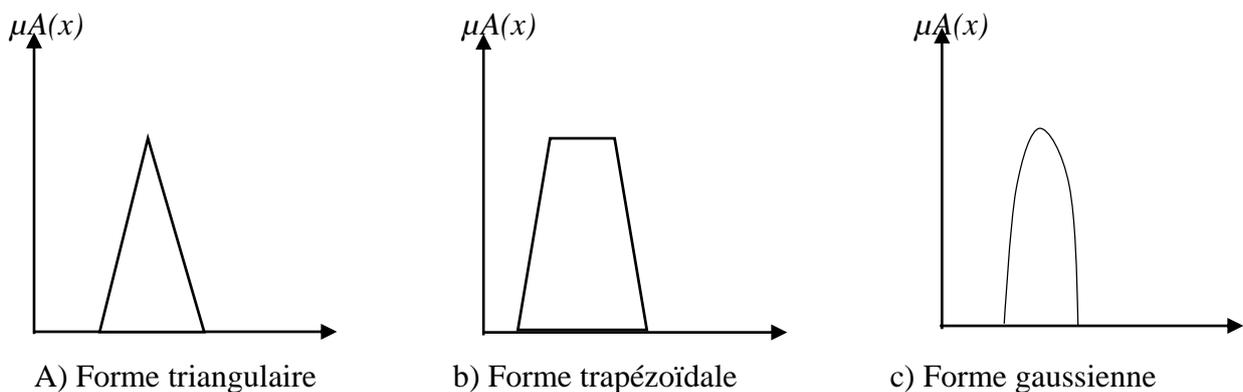


Figure III.1 : Formes des fonctions d'appartenances

III.2.2.3. Opérateurs

Comme pour la théorie des ensembles classiques, on définit pour les sous-ensembles flous des Opérateurs :

- ✓ D'union
- ✓ D'intersection

- ✓ Compléments
- ✓ Les implications floues basées sur les implications booléennes classiques ou basées sur des intersections (T-norme)

Les propriétés pour la théorie des ensembles classique restent validées pour les ensembles flous en cas de l'union ou d'intersection (Commutativité, associativité, distributivité) contrairement pour les compliments qui sont exclus [1].

III.2.2.4. Inférences floues

L'inférence c'est la possibilité d'effectuer une déduction à partir d'une règle de type « si ...alors ». En logique classique cette déduction appelée modus ponens et modus tollens, selon le mode de déduction.

III.3. Commande par la logique floue

La commande floue est l'application directe des règles d'inférence, sert à gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques, elle est spécifique à cause de sa reproduction d'un comportement humain au lieu que réaliser un modèle mathématique.

III.3.1. Structure d'un système flou

Un système flou est généralement constitué de quatre parties principales :

- ✓ La base de connaissance (base de données et base de règles)
- ✓ Le système d'inférence
- ✓ L'interface de fuzzification
- ✓ L'interface de défuzzification

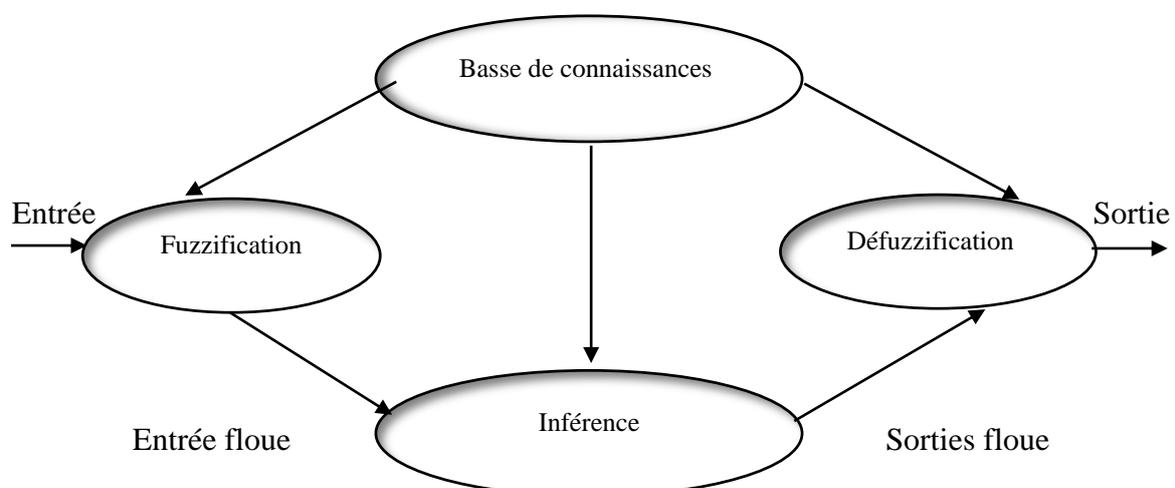


Figure III.2 : Structure générale d'un système flou

- **Interface de fuzzification :**

La fuzzification c'est le bloc où s'effectue la transformation des variables déterministe d'entrées en variables linguistique avec la définition des fonctions d'appartenance pour ses variables d'entrées, dans un autre sens c'est la projection des variables physiques réelles sur des ensembles flous repartis sur l'univers de discours qui est la réduction de ses variables X en variable normalisées, dans la plupart de temps dans une plage de $[-1,1]$. En générale, on introduit pour une variable x trois, cinq, ou sept ensembles flous avec les désignations standards suivantes [30] :

NG (Négatif Grand), NM (Négatif Moyen), NP (Négatif petit)

EZ (Environ Zéro)

PP (positif petit), PM (Positif Moyen), PG (Positif Grand)

Ce bloc effectue les opérations suivantes :

- ✓ L'établissement des plages de valeurs pour les fonctions d'appartenance à partir les valeurs d'entrées
- ✓ La conversion de données d'entrées en valeurs linguistiques

- **Interface de défuzzification :**

Les résultats de l'agrégation des règles d'inférence s'expriment sous forme d'une fonction appartenance, or la sortie de contrôleur est en générale une grandeur continue prenant sa valeur dans un intervalle. La défuzzification est le traitement permettant de définir la correspondance entre les résultats de l'inférence et la grandeur continue fournie en sortie. Cette étape de peut être envisagées avec différentes méthodes, mais les plus utilisées sont : méthode de centre de gravité et méthode de maximum.

- ✓ **Méthode de centre de gravité :** c'est la méthode la plus utilisée, son principe consiste à la détermination de l'abscisse de centre de gravité de la fonction d'appartenance résultante de l'inférence.
- ✓ **Méthode de maximum :** c'est la méthode où la commande à la sortie est égale à la commande ayant la fonction d'appartenance maximale. C'est une méthode simple, rapide et facile, mais possède quelques inconvénients lorsqu'il existe plusieurs valeurs pour laquelle la fonction d'appartenance résultante est maximale de plus elle ne tient pas compte de l'effet de toutes les règles.

• Bases de règle et méthode d’inférence

La bases de règle et méthodes d’inférence représentent la stratégie de commande et le but désiré par le biais des règles commande linguistiques. Les règles proviennent donc des sources suivantes : expériences d'experts et connaissances de commande, actions des opérateurs de commande et apprentissage du régulateur.

✓ Règles d’inférences

Nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons constaté, il y a trois ensembles flous pour chaque variable, ce qui implique neuf combinaisons possibles de ces entrées, d'où neuf règles. Les règles sont du genre :

Règle 1 : $x_1 = NG$ ET $x_2 = NG$ alors $y = NG$

Règle 2 : $x_1 = NG$ ET $x_2 = NM$ alors $y = NG$

Règle 3 : $x_1 = PG$ ET $x_2 = PG$ alors $y = PG$

✓ Description des règles par matrice d’inférence

On peut écrire les règles qui sont du genre :

Règle 1 : Si x_1 est N ET x_2 est N , alors y est N , où ;

Règle 2 : Si x_1 est N ET x_2 est P , alors y est Z , où ;

... etc... jusqu’à

Règle 9 : Si x_1 est P ET x_2 est P , alors y est P .

Les 9 règles décrites précédemment peuvent être présentées dans une matrice dite matrice d’inférence qui est donnée dans le tableau suivante :

Y		x2		
		N	Z	P
x1	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableau III.1 : Matrice de règles d’inférence du régulateur flou à trois fonctions d’appartenance par variable.

• Méthodes d'inférence

Il existe plusieurs possibilités pour réaliser les opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenance :

- ✓ Méthode d'inférence max-min
- ✓ Méthode d'inférence max-prod
- ✓ Méthode d'inférence somme-prod

III.4. Commande directe en puissance DPC flou (DPCF)

Dans la technique DPC classique, les états sélectionnés pour un bon control en régime de fonctionnement normal, sont les mêmes que ceux choisi pour une grande perturbation intervenant durant une variation dans la commande de la puissance active ou de la puissance réactive. En d'autres termes il est difficile, en utilisant des régulateurs par hystérésis, de prendre en considération toutes les dynamiques des puissances instantanées actives et réactives, pendant la phase de génération des instants de commutation. Ceci peut affecter les performances de la réponse du système, en termes de stabilité et de rapidité. Pour remédier à cela, la génération des instants de commutation doit être base sur différents niveaux d'erreurs. Ceci peut être réalisé, en utilisant un contrôleur par logique floue [31].

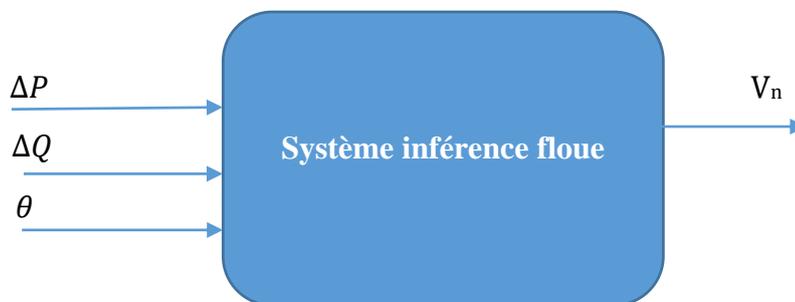


Figure III.3 : Variables d'entrées et de sorties d'une table de commutation floue

Le schéma global de la configuration de la DPC floue est illustré dans la figure suivante :

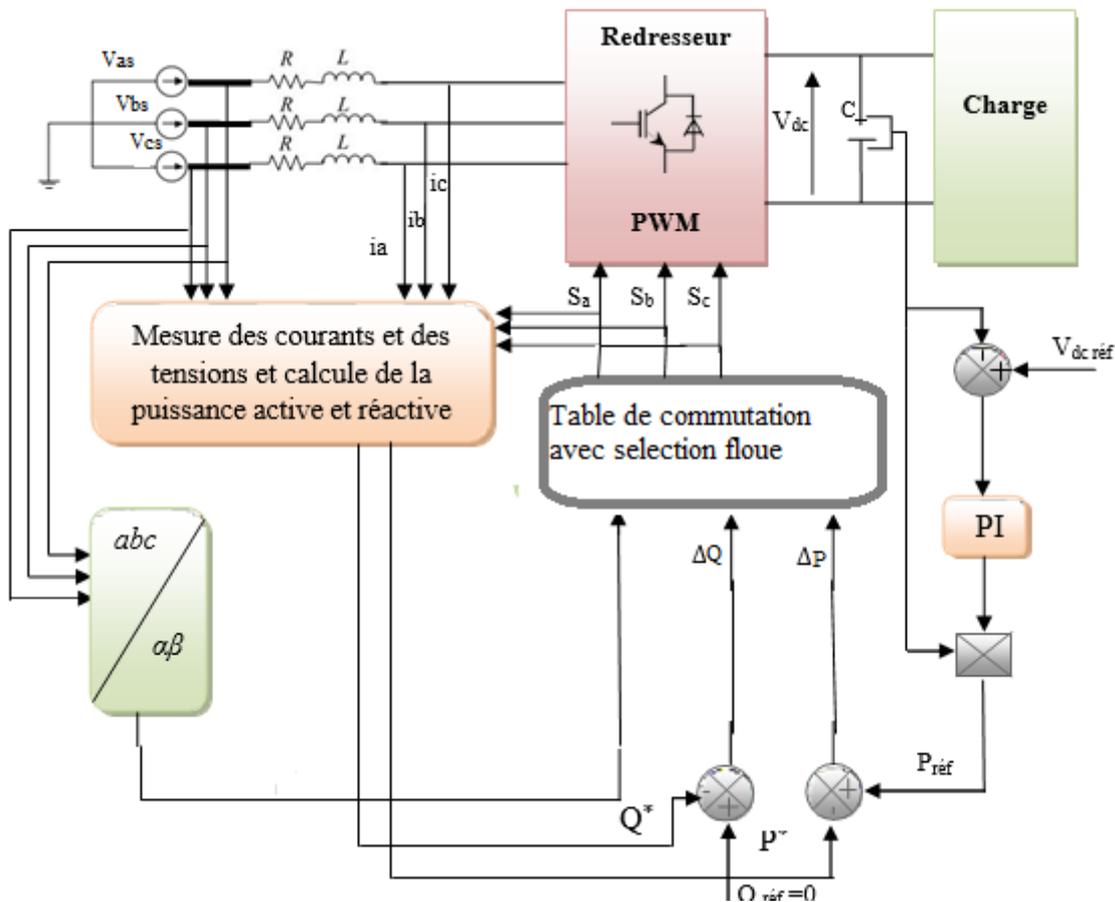


Figure III.4 : Configuration du DPC avec sélection floue.

III.4.1. Synthèse des règles floues

La synthèse de règles floues est basée sur l'étude concernant les variations de la puissance active et réactive provoquées par l'application de chacun des vecteurs de commande durant une période complète de la tension du réseau. La sélection du vecteur de commande pour chaque règle floue est basée cette fois-ci sur le signe et la quantité de la variation, contrairement à la table de commutation utilisant les sorties logiques des comparateurs à hystérésis, où la sélection est basée uniquement sur le signe de la variation. A cet effet, les valeurs numériques des erreurs de suivi de référence, des puissances active et réactive, ΔP et ΔQ , sont converties en variables floues. Trois ensembles flous sont utilisés pour réaliser cette conversion : N , et P pour chaque variable [1].

D'après les courbes de variation des puissances active et réactive mises en jeu par l'ensemble des vecteurs de commande durant le secteur θ_1 , les quatre règles floues synthétisées sont les suivantes :

Règle 01 : Si ΔP est N et ΔQ est N alors $V_n=V_6$

Règle 02 : Si ΔP est N et ΔQ est P alors $V_n=V_1$

Règle 03 : Si ΔP est P et ΔQ est N alors $V_n=V_6$

Règle 09 : Si ΔP est P et ΔQ est P alors $V_n=V_7$

L'ensemble des règles floues synthétisées pour tous les secteurs de la tension du réseau est indiqués dans le tableau suivant :

ΔP	ΔQ	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
	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 ₆	V ₇	V ₁	V ₀	V ₂	V ₇	V ₃	V ₀	V ₄	V ₇	V ₅	V ₀
	P	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀	V ₇	V ₇	V ₀	V ₀

Tableau III.2 : Règles floues pour tous les secteurs de la tension du réseau

III.4.2. Simulation de la commande proposée (DPCF)

La nouvelle approche (DPC), basée sur les différentes relations précédentes a été implanté sur le logiciel Matlab/Simulink. La simulation a été exécutée sous les mêmes conditions, en utilisant les mêmes paramètres que ceux utilisés pour la commande directe de puissance classiques.

Le schéma global de la DPCF sous Simulink est représenté dans la figure suivante :

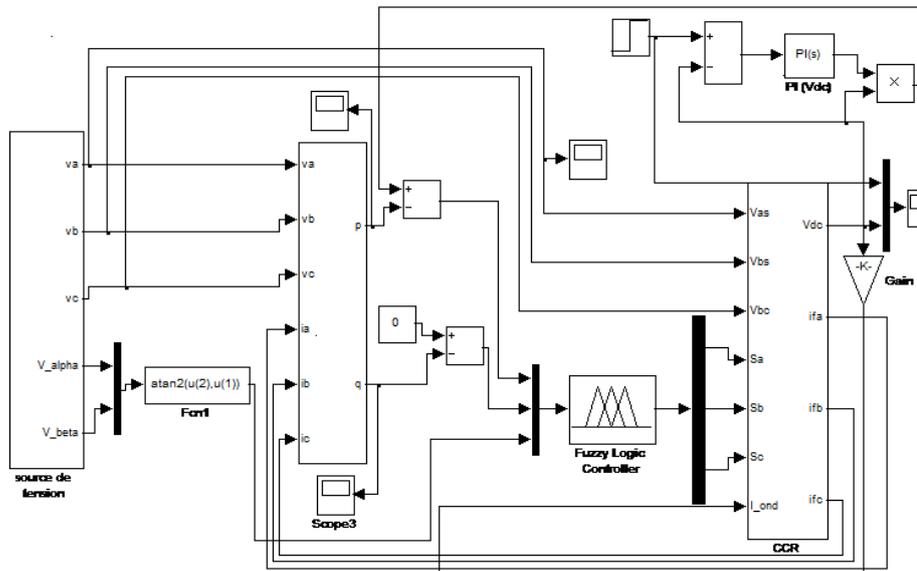


Figure III.5 : Schéma globale de la DPC floue sous le bloc Simulink

Les résultats de simulation de la DPCF sont représentés dans les figures suivantes :

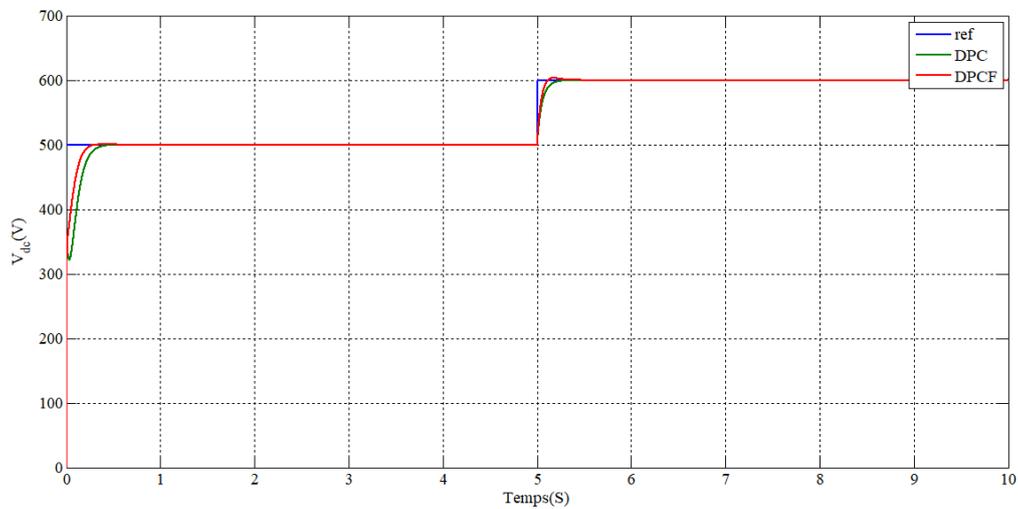


Figure III.6: Tension du bus continu (v_{dc})

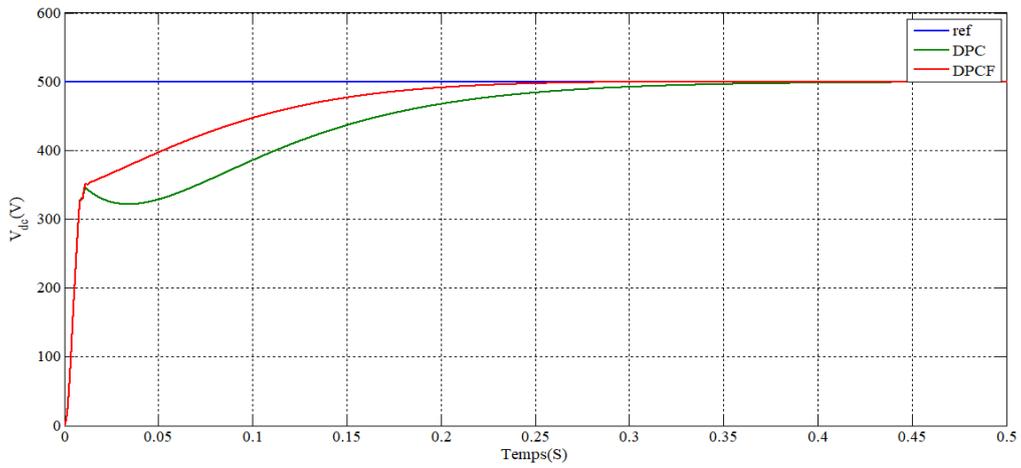


Figure III.7 : Zoom 1 de tension du bus continu (v_{dc})

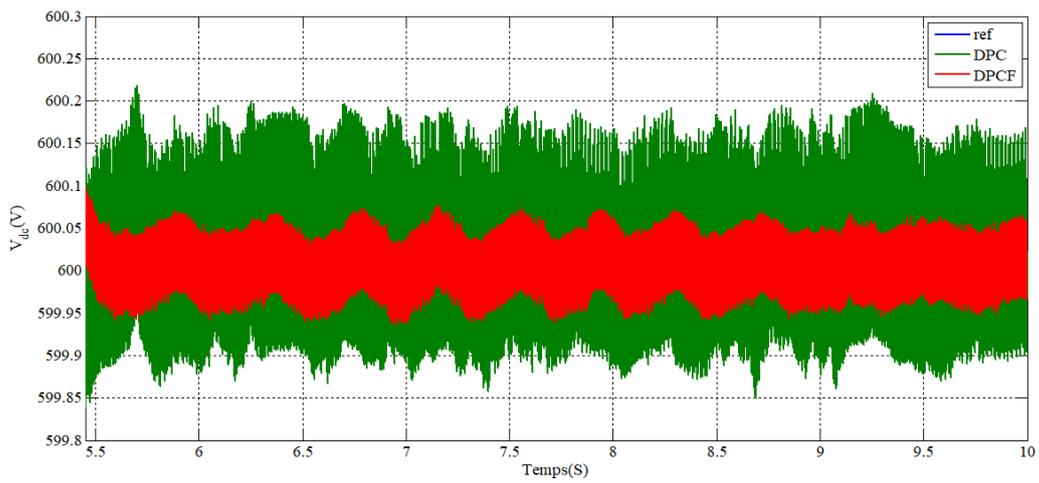


Figure III.8 : Zoom 2 de tension du bus continu (v_{dc})

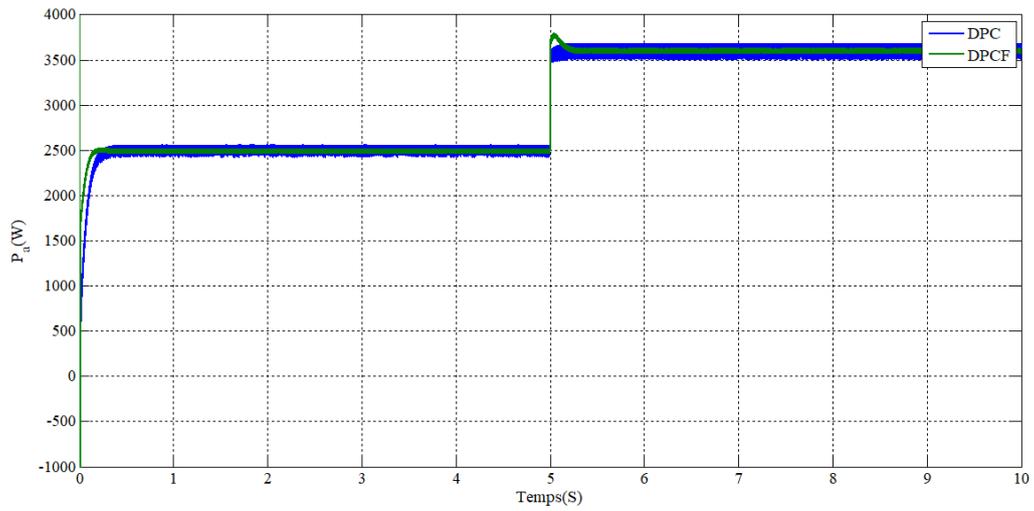


Figure III.9 : Puissance active (P), pour la DPC et la DPCF

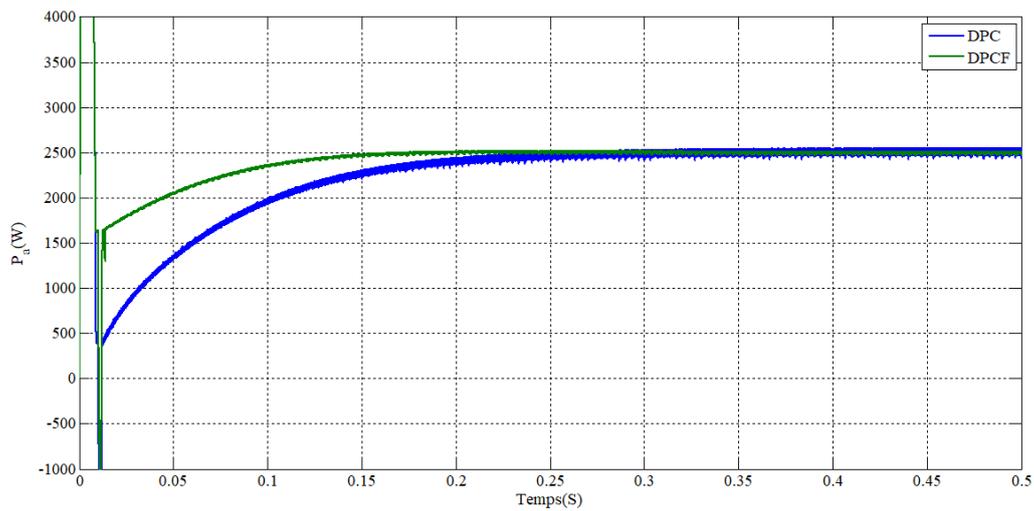


Figure III.10 : Zoom 1 de puissance active (P), pour la DPC et la DPCF

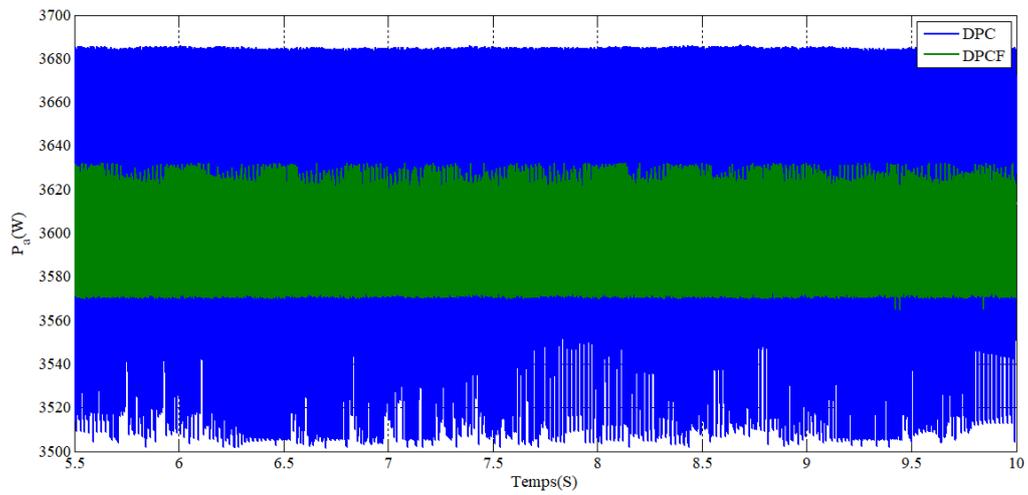


Figure III.11 : Zoom 2 de puissance active (P), pour la DPC et la DPCF

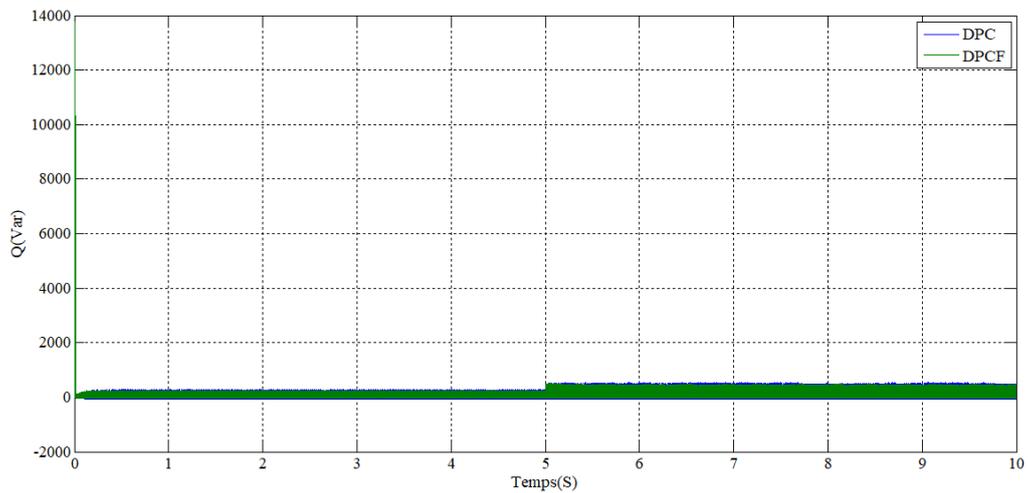


Figure III.12 : Puissance réactive (Q), pour la DPC et la DPCF

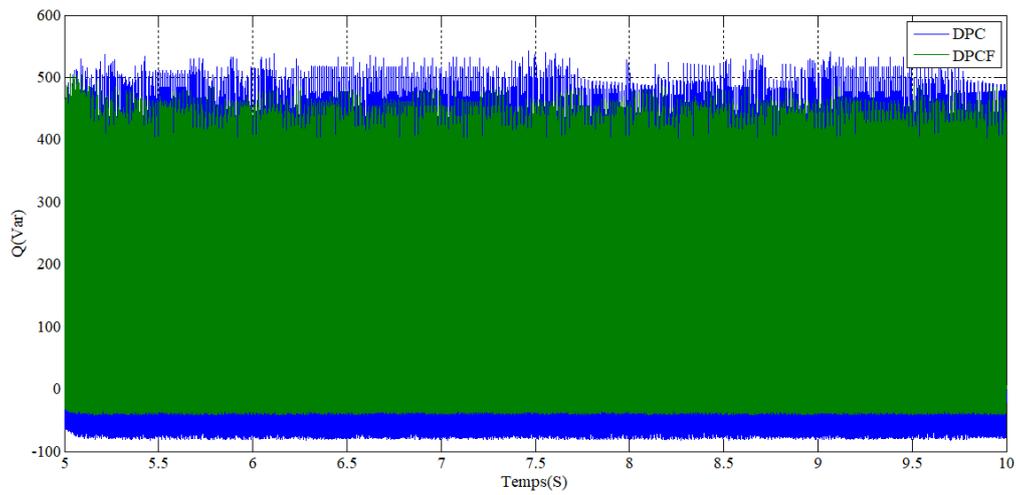


Figure III.13 : Zoom 1 puissance réactive (Q) , pour la DPC et la DPCF

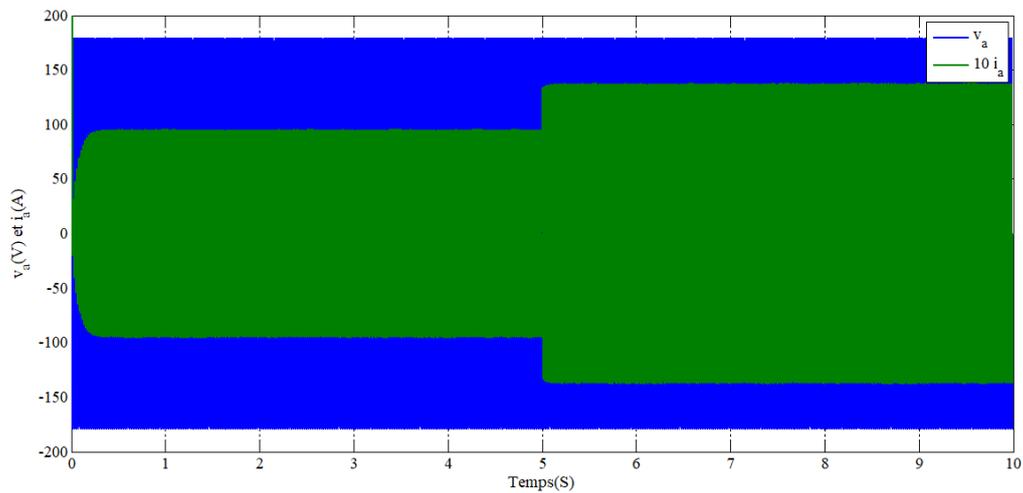


Figure III.14 : Tension (v_a) et courant (i_a) , pour la DPC et la DPCF

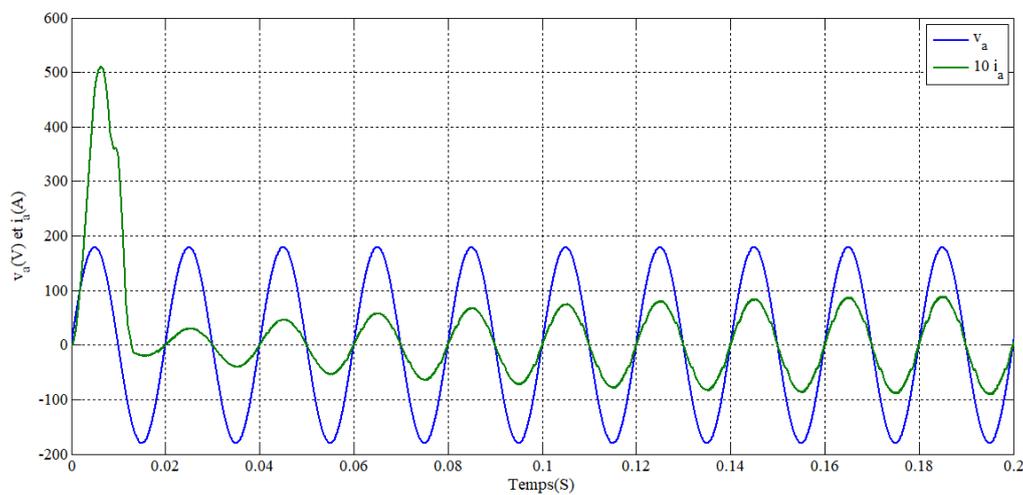


Figure III.15 : Zoom 1 de tension (v_a) et courant (i_a) , pour la DPC et la DPCF

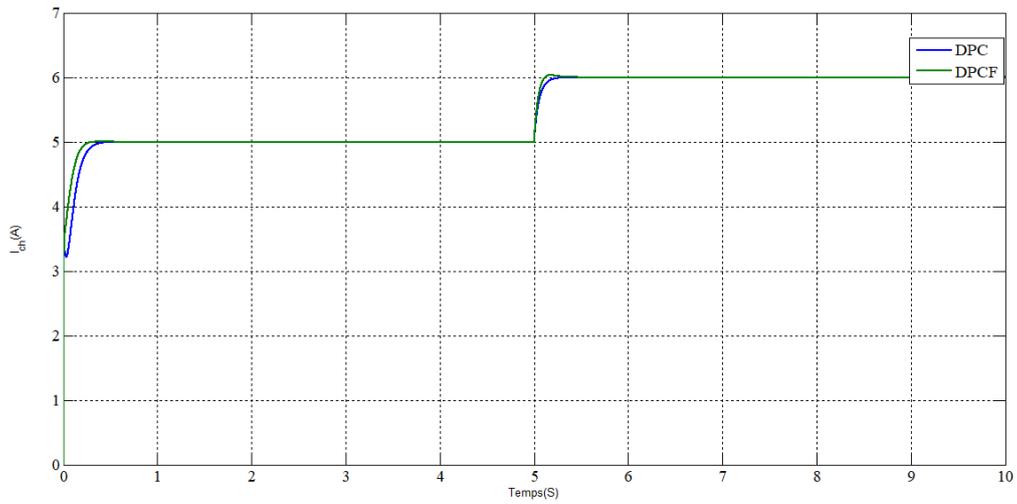


Figure III.16 : Courant de charge (i_{ch})

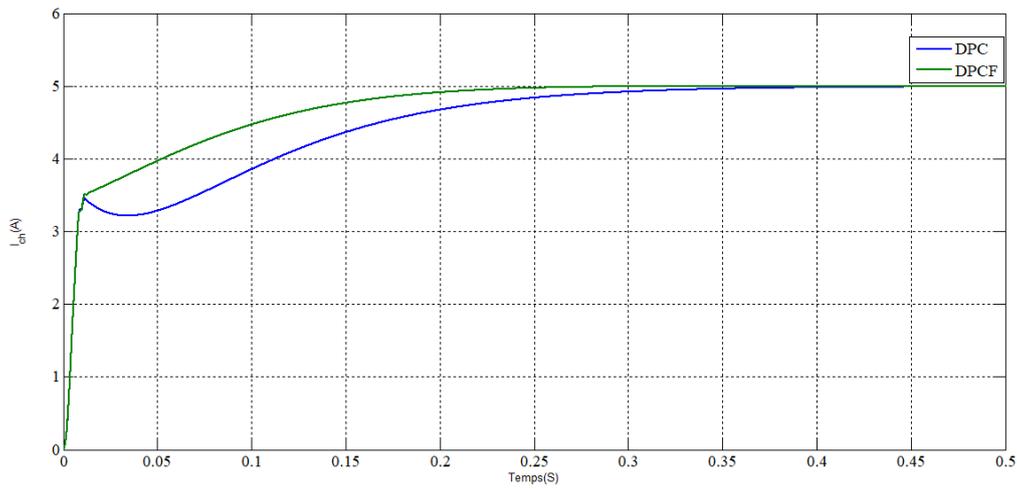


Figure III.17 : Zoom 1 de Courant de charge (i_{ch})

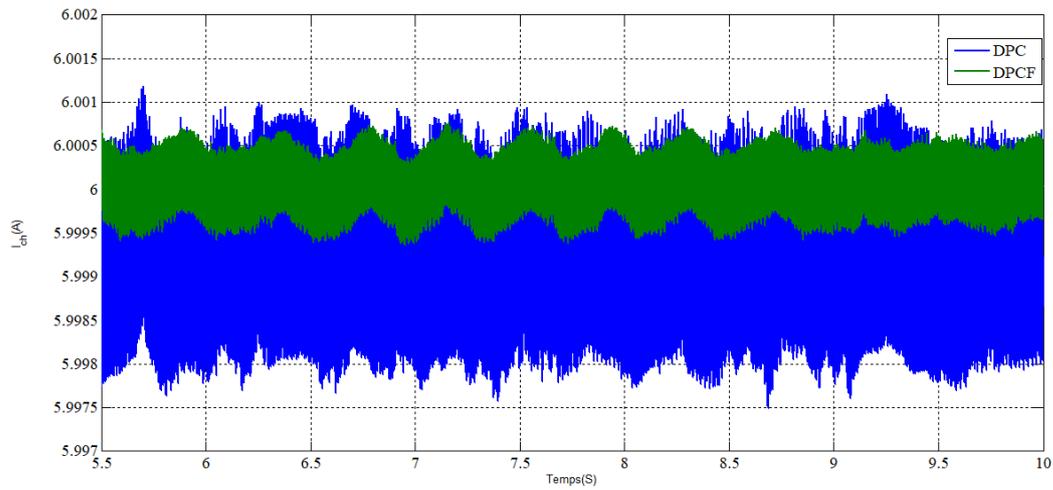


Figure III.18 : Zoom 2 de Courant de charge (i_{ch})

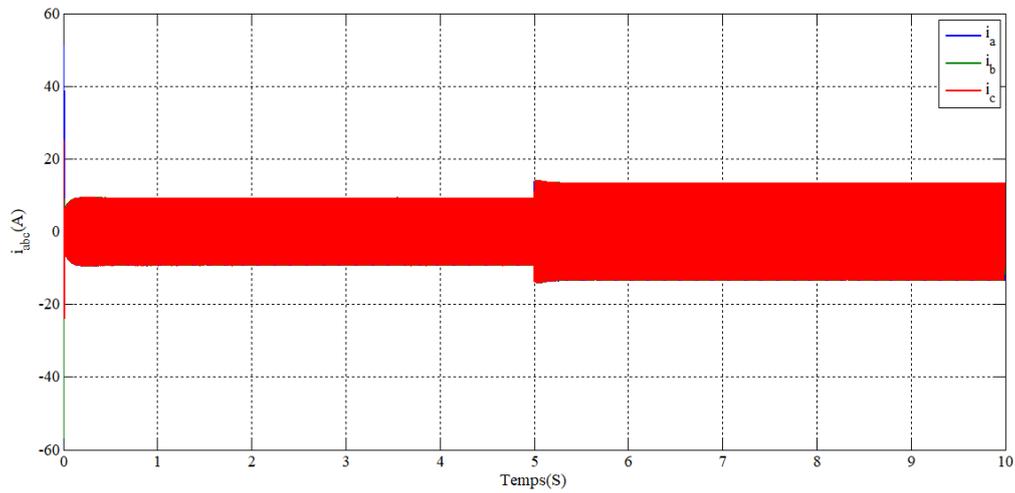


Figure III.19 : Courants absorbés par le redresseur (i_a, i_b, i_c)

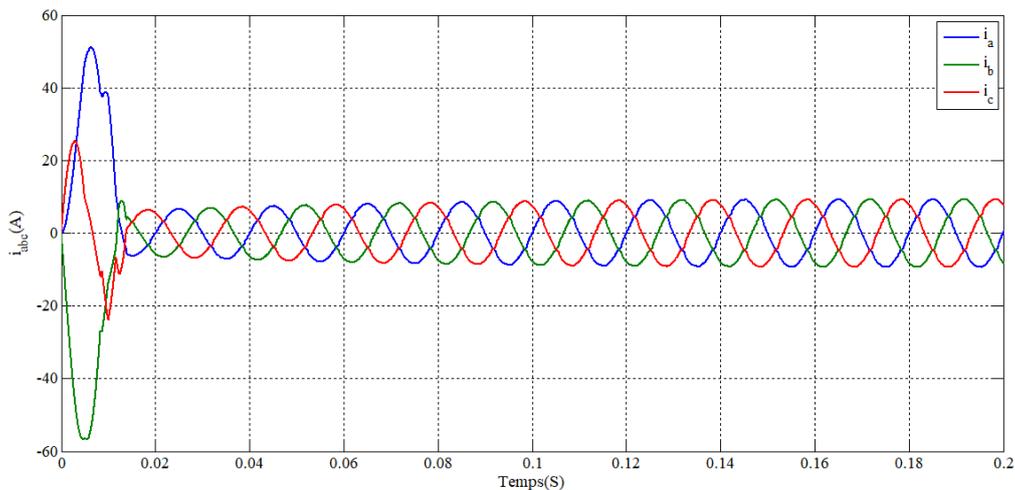


Figure III.20: Zoom 1 des courants absorbés par le redresseur(i_a , i_b , i_c)

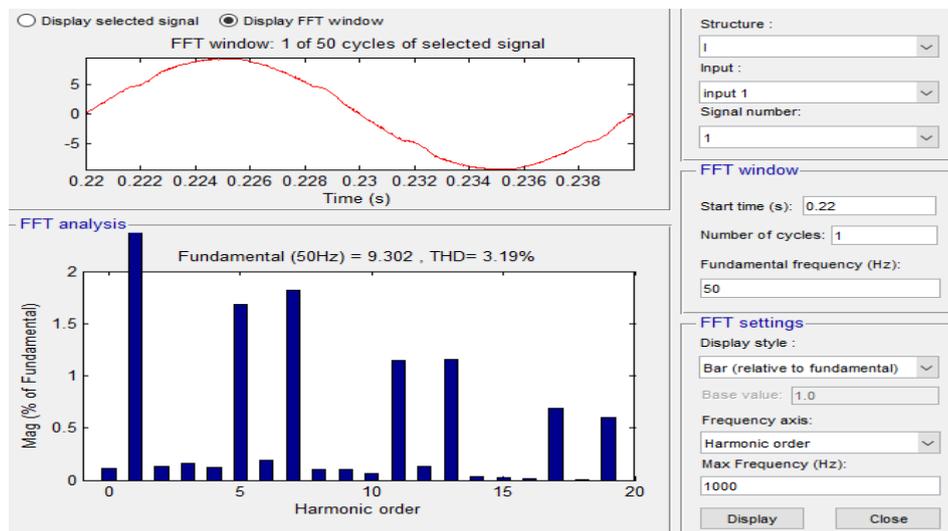


Figure III.21 :Analyse spectrale du courant(i_a), à l'entrée du redresseur

Les figures III (6,7et 8) représentent la tension du bus continu V_{dc} avec des zooms dans différents cas. Ces résultats montrent que la commande DPCF permet d'obtenir une bonne dynamique (temps de réponse moins de ce lui de la DPC classique) sans affecter sa sensibilité aux interférences (perturbations).

Dans les figures III (9 ,10,11,12 et 13), on remarque une importance atténuation des ondulations de puissance active et réactive, ainsi que la puissance réactive se stabilise à sa valeur de référence de 0 Var, ce qui montre que la DPC Floue réalise un contrôle découplé entre ces deux puissances.

Les figures III (14 et 15) montrent que le déphasage entre v_a et i_a est égalé à 0, ce qui veut dire que le contrôle direct en puissance floue assure un facteur de puissance unitaire à l'entrée du redresseur.

Les figures III (19 et 20) montrent que les courants absorbés par le redresseur possèdent des formes quasi-sinusoidales.

La figure III (21) présente l'analyse spectrale du courant de réseau ou le THD est amélioré de 3.85 à 3.19 % par rapport à la DPC classique.

Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté une nouvelle technique de commande directe en puissance basée sur les règles de la logique floue. Cette stratégie permet de surmonter les inconvénients et les limites de la table de commutation classique. Ce contrôle assure un fonctionnement à un facteur de puissance unitaire, avec une bonne régulation, stabilité de tension continu et faible taux de distorsion harmonique des courants qui deviendront quasi-sinusoidaux en phase avec la tension de la source.

La DPCF est plus robuste en présentant nettement d'excellentes performances par rapport à la DPC conventionnelle.

Conclusion générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre d'améliorer les performances de la DPC classique par les règles de la logique floue. En visant la qualité spectrale des courants débités au réseau matérialisés par les valeurs de THD, ainsi le taux d'ondulation des grandeurs de commande.

Dans le premier chapitre, nous avons défini la notion de la qualité de l'énergie électrique, ce qui nous a mené à poser la problématique des harmoniques. et développer ces principales caractéristiques, ses origines, ses impacts et enfin les solutions possibles afin de limiter leurs effets.

Le deuxième chapitre a été dédié à une présentation du redresseur à MLI, Ou nous y avons expliqué le principe de fonctionnement de ce convertisseur statique, et présenter sa modélisation mathématique, dans différents repères (a-b-c, α - β , d-q). En plus de la présentation du redresseur à MLI, on a proposé une stratégie de commande nommée la commande directe en puissance, qui consiste à contrôler les erreurs numérisées des puissances instantanées actives et réactives fournies par des régulateurs à hystérésis, ainsi que la position angulaire du vecteur tension de réseau. Cette commande est caractérisée par sa robustesse, sa rapidité et simple à implémenter. Une table de commutation classique a été présentée et discutée, et les résultats de simulation ont montré un taux de distorsion harmonique de 3.85 %.

Le troisième chapitre de ce travail a été consacré à l'étude d'une nouvelle structure de la DPC dont, en faisant remplacer la table de commutation, de la DPC classique et les comparateurs à hystérésis en utilisant les règles floue. Ces règles sont synthétisées à partir de l'étude de variation des puissances actives et réactives. Les deux comparateurs à hystérésis inclus dans la configuration du DPC classique avec table de commutation prédéfinie ne sont plus présents. Cette stratégie assure un fonctionnement à facteur de puissance unitaire, avec une bonne régulation et stabilité de la tension de bus continue en garantissant un faible taux de distorsion harmonique des courants du réseau.

Les performances en régime permanent et transitoire sont nettement meilleures par rapport à la DPC classique. Les travaux de recherche que nous avons rapportés dans ce mémoire repondent aux exigences que nous nous somme fixées, en l'occurrence la conception d'un convertisseur AC/DC capable à la fois de fournir une tension continue réglable de qualités et aussi améliorer le THD du courant.

CONCLUSION GENERALE

Nous sommes conscients également que notre étude nécessite une amélioration, en proposant quelques perspectives qui méritent d'être traitées ultérieurement comme :

- Application d'autres techniques de commande plus robuste ;
- Réalisation pratique de cette commande ;
- La combinaison de la DPC avec des commandes prédictives.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1] **A. BOUAFIA**, « Technique de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : Application aux redresseurs à MLI », Thèse de doctorat. Université Ferhat Abbas-Sétif, 2010.
- [2] **B. BOUARFA, S. BOUZAR**, « Commande floue directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé », Mémoire de fin de d'étude, Université Dr. Tahar Moulay de saïda, 2018.
- [3] **E. DJEFFAL**, « Propagation des harmoniques dans un réseau électrique doté de compensation statique », Mémoire de fin d'étude, Université Larbi Ben M'hidi d'Oum el Bouaghi, 2016.
- [4] **D. GUENDOUD, B. BELACEL**, « Filtrage actif de puissance », Mémoire de fin d'étude, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2016.
- [5] **N. BELHAOUCHET**, « fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées », Thèse de Doctorat, Université Ferhat Abbas Sétif, 2021.
- [6] Sitelec.org, « origine des harmoniques », [consulter en ligne : https://sitelec.org/download_page.php?filename=cours/harmoniques.pd. Le 15/08/2021]
- [7] **A. FREIKH**, « Filtrage actif des harmoniques dans un réseau de transport de l'énergie électrique », Mémoire de Master, Université Badji Mokhtar Annaba, 2019.
- [8] **A. FEKIK**, « Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP ». Thèse de Doctorat 3^{EME} Cycle LMD, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2015.
- [9] **S. ARROUR, A. AZROU**, « Etude et analyse des performances d'une commande directe en puissance basée table de commutation d'un redresseur à MLI triphasé ». Mémoire de Fin de Cycle, Université. A. Mira Bejaia, 2016.
- [10] **C. HAMAMID**, « Amélioration de la compensation active de courant harmonique par la commande MLI vectorielle », Mémoire de fin d'étude, Université de M'sila, 2011/2012.
- [11] **H. SASSAKI, T. MACHIDA**, a new method to eliminate AC Harmonics. Currents by magnetic compensation IEEC Trans, on power Application system, Vol.90 no.5, pp. 2009-2019, Sept/oct, 1971.
- [12] **D. MEDOUCHE**, « Analyse des performances statique commandés par le contrôle direct de puissance (DPC) : cas d'une centrale éolienne connectée au réseau électrique », Thèse de Doctorat, Université Frère Mentouri Constantine, 2018.

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [13] **W. HEBER**, « Analyse harmonique dans un réseau électrique avec une production d'énergie éolienne », Mémoire de Magister, Université Sétif 1, 2013.
- [14] **Z. BEDIR, W. RHASKALI, B. BENLEMBARAK**, « Compensation du courant harmonique généré par une charge non linéaire », Université de M'sila, 2011.
- [15] **A. MOHAMED**, « Contribution à l'étude des compensateurs actifs des réseaux électriques basse tension (Automatisation des systèmes de puissances électrique) ». Thèse de Doctorat de l'Université Louis Pasteur Strasbourg, 2002.
- [16] **N. HAMOUDA**, « Etude comparative des techniques de filtrage des harmoniques de courant », Mémoire Magister, Université Ferhat ABBAS-Sétif, 2010.
- [17] **A. SAIDI, T. RACHDI**, « Contrôle direct de puissance d'un redresseur triphasé à MLI ». Mémoire de fin d'études de Master professionnel », Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2016.
- [18] **M. MALINIWSKI**, « Sensorless control strategies for three-phase PWM rectifiers », Warsaw University of technology, Poland, 2001.
- [19] **T. NOGHCHI, H. TOMIKI, S. KONDO, and I. TAKAHACH**, «Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors». IEEE Trans. On Industry Application, Vol.34, n0.3, PP.473.479, 1998.
- [20] **S. CHELLAH**, « Analyse stochastique de la résultante d'injection de courant harmoniques dans un réseau électrique », Thèse Magistère, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, département d'électrotechnique, 2012.
- [21] **S.A.Krishna, Abraham. L**, « Boost converter based power factor correction for single phase rectifier using fuzzy logic control », 1st International Conference on Computational Systems and Communications (ICCSC), pp. 122–126. 2014.
- [22] **N. BOUKHARI, L. STITI**, « Commande d'un redresseur triphasé à MLI ». Mémoire de Fin d'études. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2014.
- [23] **A. BOULAHIA**, « Études des convertisseurs statique destinés à la qualité d'énergie électrique », Thème de Doctorat Universités de Constantine, 2008

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [24] **K. HADJI, S. SMAIL**, « Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux », Mémoire de fin d'étude, Université Dr. Tahar Moulay de Saida, 2019.
- [25] **A. BELAOURA, I. BOUSSAID**, « Control directe de puissance avec modulateur vectoriel (DPC, SVM) d'un redresseur PWM triphasé », Mémoire de fin d'étude. Université d'Adrar, 2017.
- [26] **K. BELHAMDI, O. BOUZEBRA**, « Amélioration des performances de la commande directe en puissance appliquée à un redresseur MLI triphasé », Mémoire de fin d'étude, Université Abderrahmane MIRA Bejaia, 2020
- [27] **Wei WU**, « Synthèse d'un contrôleur flou par Algorithme Génétique Application au réglage dynamique des paramètres d'un système », Thèse de Docteur de l'Université de Lille 1, 1998.
- [28] **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.
- [29] **S. DAHMANI**, « Elaboration de différentes techniques intelligentes pour le contrôle de convertisseurs statiques dédiés à la compensation active des harmoniques dans le réseau électrique », Thèse de Doctorat universités de sidi bel Abbes, 2020.
- [30] **A.E. ZOAAK, K. DECHOUCHA**, « commande par logique flou d'un filtre actif parallèle », mémoire de fin d'étude de l'Université de Sétif, 2019
- [31] **H.HAMDAOUI, A.SEMMAH. A. MASSOUM. P. WIRA**, « Élaboration d'une table de commutation en flou pour la commande d'un filtre actif de puissance », 2013, [consulter en ligne : https://www.researchgate.net/publication/281503043_Elaboration_d'une_table_de_commutation_floue_pour_la_commande_d'un_filtre_actif_de_puissance. Le 10/10/2021]

Résumé

Ce travail de master est dédié à la commande directe en puissance améliorée basée sur la logique floue d'un redresseur en courant triphasé. On a cité les problèmes liés aux perturbations ou distorsions harmoniques des réseaux électriques. Cette pollution causée principalement par les charges non-linéaires. Les convertisseurs statiques, surtout les redresseurs à diodes et à thyristors sont de nature non-linéaire. Ils requièrent donc une attention particulière afin de réduire leurs harmoniques en courant. Ce travail apporte une contribution à la commande directe en puissance basée sur la théorie des puissances instantanées actives et réactives. Cette stratégie de commande a été développée, simulée et validée dont le but commun est d'obtenir un réglage performant de la tension du bus continu et un prélèvement de courants sinusoïdaux. De plus, elle a été combinée avec une commande dite avancée, comme les approches floues. La simulation de toutes ces méthodes a été mise en œuvre à l'aide du logiciel Matlab/Simulink.

Abstract

This master's work is dedicated to enhanced direct power control based on fuzzy logic. Or have cited the problems related to disturbances or harmonic distortions of electrical networks. This pollution caused mainly by non-linear loads. Static converters, especially diode and thyristor rectifiers, are non-linear in nature. They therefore require special attention in order to reduce their current harmonics. This work contributes to direct power control, based on the theory of instantaneous active and reactive powers. This control strategy has been developed, simulated and validated the common goal of which is to obtain an efficient regulation of the voltage of the DC bus and a sampling of sinusoidal currents. In addition, it is combined with a so-called advanced command, such as fuzzy approaches. The simulation of all these methods was implemented using Matlab/Simulink software.