

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



Université d'EL-Oued
Faculté des Sciences et de la Technologie



Mémoire de Fin d'Etude
En vue de l'obtention du diplôme de

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et Technologie
Filière: Génie Électrique
Spécialité: commande Électrique

Thème

**Modélisation et Simulation D'un Convertisseur
AC/DC triphasé**

Proposé et dirigé par :

Dr : LAMMOUCHI Zakaria

Réalisé par :

KEDDARI Ben Salem

KOT Yahia

œ Promotion 2013 / 2014 œ

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



*Université de El-Oued
Faculté de technologie
Département d'électrotechnique*



*Mémoire de fin d'étude présenté
Pour l'obtention d'un Diplôme
Master 2 en électrotechnique*

Option :

Commande Electrique

Modélisation et Simulation D'un Convertisseur Statique AC/DC Commandée

Soutenu le 23/06/2014

Proposé et dirigé par :

Dr : Lammouchi Zakaria

Etudié par :

Keddari Ben Salem

Kot Yahia

œ Promotion 2013 / 2014 œ



Dédicaces

Je dédie ce travail à...

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

Mes très chères sœurs.

Mes très chers frères.

Toute ma famille.

Tous mes amis.

Tous ceux que me sont chers

...

Remerciements

Remerciements à Dieu – le tout puissant – qui nous a aidé à réaliser ce modeste travail.

Nous tenons à remercier notre promoteur LAMMOUCHI ZAKARIA d'avoir accepté de nous encadrer et de nous suivre durant toute cette période.

Nos remerciements vont aussi au président du jury et aux membres du jury examinateurs qui nous ont fait l'honneur de participer au jury de ce travail.

Et enfin nous remercions l'ensemble, enseignants et collègues de notre promotion, qui nous ont aidés à réaliser ce modeste travail.

Résumé-

Ces dernières années, l'accroissement considérable du nombre de convertisseur sur le réseau d'alimentation se traduit par la nécessité de s'intéresser à l'amélioration de la pollution harmonique du réseau en utilisant en particulier des redresseurs MLI.

Le redresseur MLI est un convertisseur dont les caractéristiques lui permettent d'absorber des courants de réseaux sinusoïdaux, et de contrôler le facteur de puissance.

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

Mots clés :Redresseur MLI. Commande direct de puissance (DPC), Modulation de largeur d'imputions(MLI),commande prédictive.

Sommaire

Dédicace	i
Remerciements	ii
Résumé	iii
Sommaire.....	iv
Liste des Figures.....	vii
Liste des Tables	x
Liste des Symboles	x
Introduction Générale	1

Chapitre I

Etat de l'art sur les différentes commandes du redresseur à MLI

I.1. Introduction	3
I.2. Topologies de base et principe de fonctionnement	4
I.2.1. Topologies de base	4
a)- Redresseur à MLI triphasé de tension.....	4
b)- Redresseur MLI triphasé de courant.....	5
I.2.2. Principe de fonctionnement du redresseur à MLI	5
I.3. Techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé.....	6
I.3.1. Commande par le contrôle de l'angle de la puissance du redresseur à MLI	6
I.3.2. Commande à hystérésis du courant du redresseur à MLI.....	7
I.3.3. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc.....	9
I.3.4. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq	10
I.3.5. Commande directe de puissance DPC.....	11
I.4. Les Applications modernes du Redresseur à MLI	13
I.4.1. Redresseur à MLI « lien entre les systèmes à 50Hz et les systèmes à 60Hz ».....	14
I.4.2. L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse.....	14
I.4.3. Le redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne	15
I.5. Conclusion :	16

Chapitre II

Modélisation et simulation de la commande en courant du redresseur à MLI

II.1. Introduction.....	17
II.2. Modes D'opération Redressement/Régénération	17
II.3. Modélisation du Redresseur à MLI.....	19
II.3.1. Source d'alimentation	19
II.3.2. Redresseur à MLI.....	20
II.3.3. La Charge	21
II.4. Commande En Courant Du Redresseur à MLI dans Le repéré dq	22
II.4.1. Modélisation dans le repère dq	23
II.4.2. Boucle externe de régulation de la tension	24
II.4.3. Boucle interne de régulation des courants	24
II.4.4. Commande à MLI	25
II.4.5. Résultats de simulation	26
a. Conditions d'essai	26
II.5. Interprétation Des Résultats.....	28
II.6. Inconvénients De La Commande Par La Régulation Des Courants	28
II.7. Conclusion	29

Chapitre II

Modélisation et simulation de la commande en courant du redresseur à MLI

III.1. Introduction	30
III.2. Relation entre le contrôle des redresseurs et les onduleurs à MLI.....	30
III.3. principe de la commande directe de puissance.....	31
III.3.1. Estimation de la puissance instantanée.....	32
III.3.2. Estimation de la tension du réseau.....	33
III.3.3. Détermination du secteur	34
III.3.4. Régulateur à hystérésis	35
III.3.5. Table de commutation	36
III.3.6. Régulation de la tension continue	37
III.3.7. Résultats de simulation DPC six secteurs.....	37
a) Conditions d'essai	37
III.3.8. Résultats de simulation DPC douze secteurs	40

a) Conditions d'essai	40
III.4. Interprétations des résultats	42
III.5. Conclusion :	43

Chapitre IV
Commande directe de puissance prédictive

IV.1. Introduction	44
IV.2. Philosophie de la commande prédictive	45
IV .3. Principe de la commande prédictive	45
IV.4. Commande directe de puissance prédictive	46
IV.4.1. Modèle prédictif de puissance active et réactive du redresseur MLI triphasé.....	47
IV.4.2. Principe de sélection du vecteur de commande optimal.....	51
IV.4.2.a. Algorithme de la commande PDPC	51
IV.5. Résultats de simulation.....	52
IV.6. Etude comparative	54
IV.6 Conclusion.....	55
Conclusion Générale.....	56
Perspectives	57
Références Bibliographiques	58
Annexe.....	61

Liste des Figures

Figure I.1 : Redresseur à MLI structure tension	4
Figure I.2 : Redresseur à MLI structure courant	5
Figure I.3 : Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI	7
Figure I.4 : Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI.....	7
Figure I.5 : Principe de la méthode de l'hystérésis modulé.....	9
Figure I.6 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc.....	10
Figure I.7 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq	11
Figure I.8 : Commande directe de puissance (DPC) du redresseur à MLI.....	12
Figure I.9 : Redresseur à MLI « Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz »....	14
Figure I.10 : Utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse.....	15
Figure I.11 : Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne	16
Figure II.1 : Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe	18
Figure II.2 : Structure du redresseur à MLI.....	19
Figure II.3 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI.....	22
Figure II.4: Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq	24
Figure II.5 : Boucle de régulation des courants avec compensation de la tension réseau.....	25
Figure (II-6.a) : l'allure de tension v_{dc} et sa référence.....	26
Figure (II-6.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux	27
Figure (II-6.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence	27
Figure (II-6.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence	27
Figure II.6 : Performances du redresseur à MLI commandé par la régulation des courants dans le repère tournant lors d'une variation de la tension de référence et échelon de puissance réactive (a,b,c,d)	27
Figure II.7 : Taux de distorsion du courant de réseau (THD) du redresseur à MLI commandé par la régulation des courants dans le repère dq	28
Figure.III.1: Relation entre le contrôle des redresseurs à MLI et les onduleurs à MLI alimentant un moteur à induction.	31
Figure III.2 : Configuration générale de la commande DPC.....	32
Figure III.3 : Le plan vectoriel divisé	35

Figure III.4: Régulation de la Tension Continue	37
Figure (III-5.a) : l'allure de tension v_{dc} et sa référence	38
Figure (III-5.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux	38
Figure (III-5.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence	38
Figure (III-5.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence	39
Figure (III-5.e) : l'allure de la position Teta.....	39
Figure III.5 : Performances du redresseur commandé par DPC (six secteur) lors d'une variation de la tension de référence	39
Figure III.6 : Le courant de ligne i_a et son spectre harmonique.	40
Figure (III-7.a) : l'allure de tension v_{dc} et sa référence.....	40
Figure (III-7.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux	41
Figure (III-7.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence	41
Figure (III-7.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence.....	41
Figure (III-7.e) : l'allure de la position Teta.....	42
Figure (III-7.f) : l'allure de secteur.....	42
Figure III.7 : Performances du redresseur commandé par DPC (douze secteur) lors d'une variation de la tension de référence	42
Figure III.8 : Le courant de ligne i_a et son spectre harmonique.	42
Figure IV.1: Philosophie de la commande prédictive	45
Figure IV.2: Evolution temporelle de la prédiction.....	46
Figure IV.3 : Configuration générale de la commande PDPC	47
Figure IV.4: Diagramme Vectoriel du Redresseur	50
Figure IV.5: Algorithme de la commande prédictive DPC	52
Figure (IV-6.a) : l'allure de tension v_{dc} et sa référence	53
Figure (IV-6.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux.....	53
Figure (IV-6.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence	53
Figure (IV-6.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence.....	54
Figure IV.6 : Performances du redresseur commandé par PDPC lors d'une variation de la tension de référence	54
Figure IV.7: Courant de ligne i_a et son spectre harmonique.....	54
Figure IV.8 : comparaison entre les techniques du contrôle valeur du THD	55

Liste des Tables

Tableau II.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande.....	21
Tableau II .2 : Paramètres de simulation du redresseur à MLI.....	26
Tableau III.1 : Table de commutation douze Secteur de la commande DPC.....	36
Tableau III.2 : Table de Commutation six Secteur de la Commande DPC.....	37
Tableau IV.1 : État des interrupteurs et les vecteurs de tension.....	50

Liste des Symboles

v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}	Les tensions du réseau
$i_{res1}, i_{res2}, i_{res3}$	Les courants du réseau
r	Résistance totale de la ligne
l	Inductance totale de la ligne
v_{c1}, v_{c2}, v_{c3}	Les tensions à l'entrée du convertisseur
i_{α}, i_{β}	Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire (α, β)
i_d, i_q	Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère tournante (d, q)
i_{d_ref}, i_{q_ref}	Le courant de référence de ligne dans le repère tournante (d, q)
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$	Les composantes du vecteur tension de ligne dans le repère stationnaire (α, β)
v_d, v_q	Les composantes du vecteur tension de ligne dans le repère tournant (d, q)
$v_{c\alpha}, v_{c\beta}$	Les composantes du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire(α, β)
v_{cd}, v_{cq}	Les composantes du vecteur tension convertisseur dans le repère tournante(d, q)
v_{dc}	Tension de bus continue
v_{dc_ref}	Tension bus continue de référence
i_{ch}	Courant de charge
C	Capacité côté continue
R_{ch}	Résistance de la charge
f_c	La fréquence de commutation
$F_{11} \quad F_{21} \quad F_{31}$	Etats de commutation du redresseur
P	Puissance active de réseau
P_{ref}	La puissance active de référence
Q	Puissance réactive de réseau

Q_{ref}	La puissance réactive de référence
\hat{p}	Puissance active instantanée
\hat{q}	Puissance réactive instantanée.
h_p	Bande d'hystérésis pour la puissance active
h_q	Bande d'hystérésis pour la puissance réactive.
φ	Déphasage entre le courant fondamental et la tension.
T_e	Période d'échantillonnage
FP	Facteur de puissance
Δp	Différences de la puissance active
Δq	Différences de la puissance réactive
p_p	Puissance active prédictive
q_p	Puissance réactive prédictive
G_{boi}	Fonction de transfert en boucle interne
G_{boe}	Fonction de transfert en boucle externe

Abréviation

THD :taux de distorsion harmonique .

MLI :modulation de largeur d'impulsions(Pulse Width Modulation).

DPC :commande direct de puissance (direct power control).

PDPC :commande direct de puissance prédictive (Predictive Direct Power Control).

Introduction générale

De plus en plus, l'énergie électrique connaît un vaste champ d'application dans tous les domaines. Cette énergie est d'ordinaire disponible en alternatif. Or, pour de nombreuses applications, comme l'alimentation des machines à courant continu, le continu est mieux adapté. De plus, le passage de la forme alternatif à la forme continue par des convertisseurs d'énergie électrique est souvent nécessaire pour alimenter d'autres types de convertisseurs [1].

Depuis plusieurs années, les convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs..) prolifèrent tant dans les équipements industriels que domestiques. Par exemple, ces dispositifs sont fréquemment employés dans la régulation de vitesse de moteurs à courant continu et alternatif [4]. L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique a considérablement contribué à améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes ceci grâce à une fiabilité et à des performances accrues par rapport aux convertisseurs électromécaniques classiques.

En revanche, ils ont participé à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, même s'ils sont alimentés par une tension sinusoïdale : ils se comportent comme des générateurs de courants harmoniques par l'intermédiaire de l'impédance de court-circuit du réseau [2], les courants harmoniques déforment la tension de celui-ci et engendrent le dysfonctionnement des appareils prévus pour fonctionner sur un réseau parfait.

Plusieurs solutions sont présentées dans la littérature pour surmonter ces problèmes de perturbations engendrées par les convertisseurs statiques, ces solutions consistent à établir une technique de commande pour un fonctionnement désiré de ces convertisseurs avec le moins de perturbations possible, parmi ces solutions on trouve :

La MLI classique qui est une méthode bien connue, elle est basée sur la régulation de la tension de sortie qui donne la référence du courant et les ordres de commutation sont déterminés à partir d'une boucle de courant.

Une autre méthode moins connue est apparue dans ces dernières années, dite la commande directe de puissance DPC. Elle consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation, cette dernière est basée sur l'erreur de puissance P et Q

aussi bien que sur la position angulaire de la tension de ligne. Cette tension est estimée, ce qui permet de réduire le nombre de capteurs. En plus de sa simplicité qui est due à l'élimination des blocs de modulation et des boucles de régulation internes (de courant) et aussi à l'absence de transformations de coordonnées, cette commande garantit un contrôle découplé des puissances et de bonnes performances dynamiques. Vue les inconvénients de table de commutation classique mis en évidence par l'analyse des résultats de simulation, nous avons proposé une nouvelle stratégie qui combine entre la DPC et la commande prédictive.

Dans ce contexte, ce travail propose une alternative aux problèmes des perturbations dans le réseau électrique, plus précisément les harmoniques de courants engendrés par les convertisseurs AC/DC., il doit assurer au redresseur à MLI (Une absorption d'un courant sinusoïdale, Un facteur de puissance unitaire et Une estimation des tensions de ligne). Pour atteindre cet objectif, le travail est divisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre nous étudions l'influence des harmoniques ainsi que les perturbations induites par les convertisseurs branchés sur le réseau électrique, puis on termine le chapitre par donner des solutions pour dépolluer le réseau électrique.

Dans le deuxième chapitre, on présente en premier lieu, une étude théorique sur les redresseurs à MLI, et en second lieu, on introduit la stratégie adoptée pour la commande.

Dans le troisième chapitre, on exposera une nouvelle stratégie de contrôle du redresseur à MLI. On décrira le principe du contrôle direct des puissances instantanées

Le quatrième chapitre dans ce mémoire est consacré à la combinaison du principe du contrôle direct de puissance avec une approche prédictive (*PDPC*). Après élaboration d'un modèle prédictif exprimé en fonction des puissances instantanées active et réactive du redresseur de tension triphasé à *MLI*, l'approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal. La dernière stratégie est assurée le fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de tension continue et faible taux de distorsion harmonique des courants du réseau.

Finalement nous terminerons avec une conclusion générale.

Chapitre I

Chapitre I

Etat de l'art sur les différentes commandes du redresseur à MLI

I.1. Introduction :

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

L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique participe à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, les paragraphes suivants présentent une synthèse des redresseurs commande MLI, qui sont classés comme une solution de ce problème.

Nous envisageons dans ce chapitre l'étude des redresseurs à MLI ainsi que leurs différents modes de commande.

I.2. Topologies de base et principe de fonctionnement :

Le redresseur à MLI triphasé est constitué de trois bras. Les interrupteurs bicommandables à deux segments sont des interrupteurs entièrement contrôlables (ouverture et fermeture) remplacent les diodes du montage en pont de Graëtz [2]. Ces dispositifs offrent les avantages suivants :

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

Il y a deux manières de mettre en application les redresseurs triphasés à MLI :

- 1- Redresseur de courant, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion du courant
- 2- Redresseur de tension, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion de la tension; [3].

I.2.1. Topologies de base :

a)- Redresseur à MLI triphasé de tension :

Dans cette structure la source alternative triphasée associée au filtre « lc » se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant (Figure I.1).

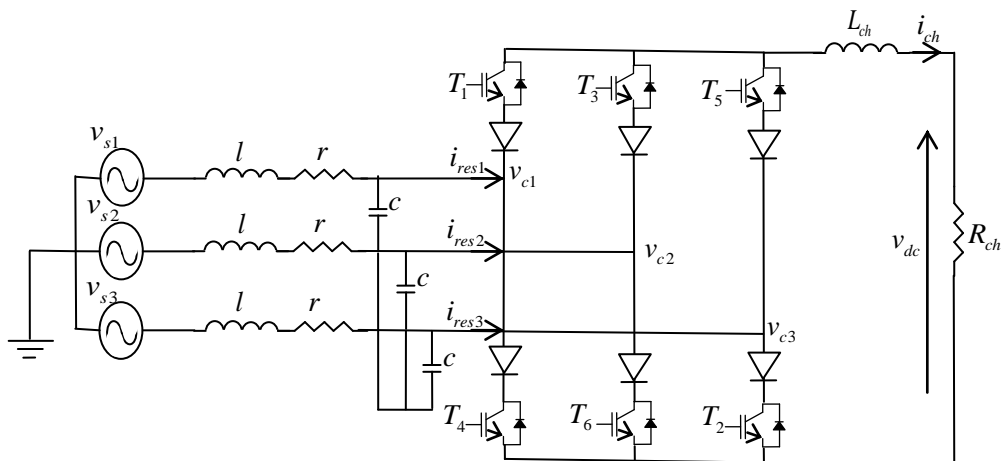


Figure I.1 : Redresseur à MLI structure tension

b)- Redresseur MLI triphasé de courant :

Dans cette structure, la source alternative triphasée associée au filtre « rl » se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension (Figure I.2).

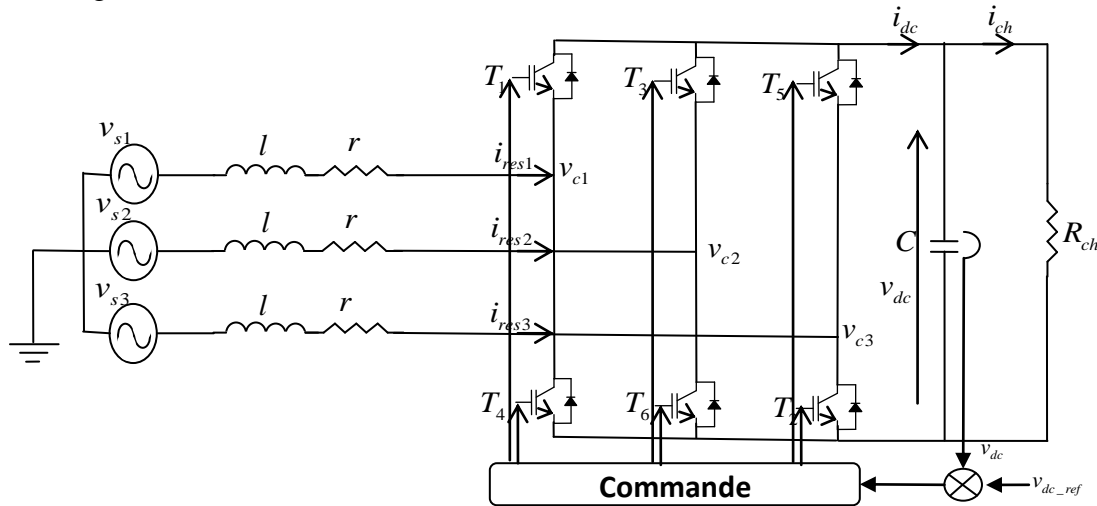


Figure I.2 : Redresseur à MLI structure courant

I.2.2. Principe de fonctionnement du redresseur à MLI :

Dans la suite de ce travail, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure de courant qui est la plus intensivement employée.

Le principe de fonctionnement d'un redresseur à MLI est le même qu'un hacheur élévateur [2]. Donc sa tension de sortie est toujours supérieure à sa tension d'entrée pour cela il faut régler cette tension de sortie. Pour accomplir cette tâche, on utilise une commande en boucle fermée. La tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence v_{dc_ref} . Le signal d'erreur produit de cette comparaison est multiplié par v_{dc_ref} pour déterminer la puissance de référence nécessaire.

Quand le courant i_{ch} est positif (opération redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance à partir du réseau. Le bloc de commande prend la puissance de l'approvisionnement en produisant des signaux appropriés de MLI pour les transistors. De cette façon, on aura des écoulements de courant du côté alternatif vers le côté continu, ainsi la tension du condensateur peut être maintenue à sa valeur de référence. Inversement, quand i_{ch} devient négatif (opération onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande à la commande de décharger le

Condensateur, et renvoyer ainsi la puissance à la source alternative [4].

I.3. Techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé :

Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI [5]. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur MLI. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche de la sinusoïde, mais leurs principes diffèrent [6].

I.3.1. Commande par le contrôle de l'angle de la puissance du redresseur à MLI :

Les schémas de contrôle les plus simples du redresseur à MLI sont basés sur l'équation de la puissance en régime permanent, selon laquelle la puissance active, et par conséquent la tension continue, sont contrôlées par l'ajustement de l'angle δ entre la tension de ligne et la composante fondamentale de la tension alternative à l'entrée du redresseur. L'angle de déphasage δ est aussi parfois désigné sous le nom de l'angle de puissance (Figure I.3) [7].

Le facteur de puissance est déterminé dans l'approche proposée par [8] qui garde l'indice de modulation du convertisseur constant par la tension continue de référence et peut être maintenu proche de l'unité si l'amplitude de la tension alternative à l'entrée du redresseur est forcée à être égale à celle de la tension de ligne.

L'inconvénient de la méthode de contrôle proposée est que la tension continue de référence doit être changée en fonction de la charge et l'amplitude de la tension de ligne à cause de l'indice de modulation fixe. Cet inconvénient limite le fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Contrairement à la précédente, [8] propose une autre méthode basée sur l'équilibre de puissance entre, côté alternatif et le côté continu. Dans cette stratégie, la tension continue est non commandée du tout, sauf elle est laissée être placée librement selon la nécessité de l'équilibrage des deux côtés.

L'inconvénient de cette méthode de contrôle est qu'elle n'est pas très pratique pour les applications industrielles de forte puissance, où la fréquence de commutation doit être limitée à quelques kilohertz ou même moins en raison des pertes de puissance par commutations

parce que cette approche de commande nécessite une fréquence de commutation au-dessus de 10 kilohertz pour atteindre une dynamique suffisante.

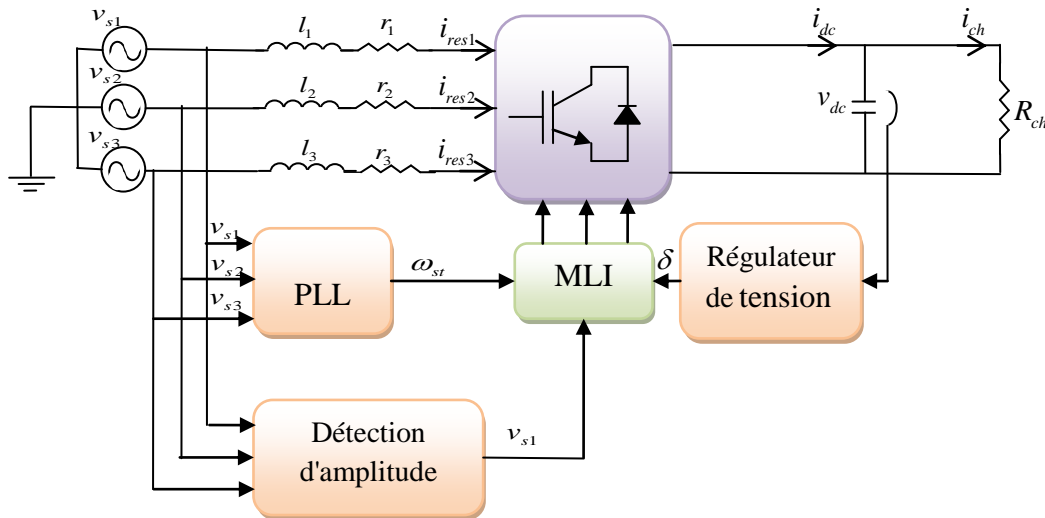


Figure I.3 : Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI

I.3.2. Commande à hystérésis du courant du redresseur à MLI :

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basée sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de référence (Figure I.4) [9].

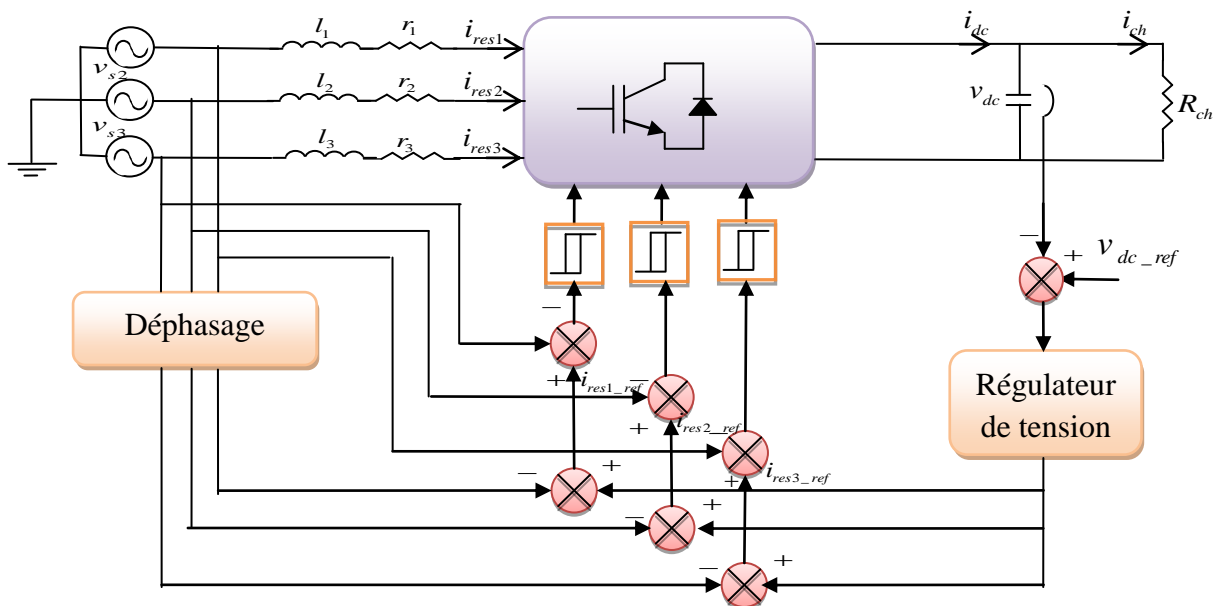


Figure I.4 : Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant est le suivant :

- Si $\varepsilon_k \geq \Delta_i \Rightarrow S_k = 0$
- Si $\varepsilon_k \leq -\Delta_i \Rightarrow S_k = 1$

Avec ε_k est l'écart entre le courant de référence et le courant réel pour une phase k, tel que :

$\varepsilon_k = i_{res_k} - i_{ref_k}$ et Δ_i est la largeur de la bande d'hystérésis.

Malgré sa simplicité de mise en œuvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients [10] :

- L'un des désavantages de cette méthode est que, dans certains cas, les courants sortent de leur enveloppe, et que cette dernière a tendance à induire un fonctionnement à fréquence libre qui peut causer des problèmes du filtrage.
- La somme des trois courants n'est pas forcément nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépend de la bande d'hystérésis.
- Le contrôleur d'hystérésis produit des subharmoniques inférieures involontaires.
- La variation de la fréquence de commutation en fonction de la charge.

Pour éliminer les inconvénients de la commande par hystérésis classique liés à une fréquence de commutation variable et parfois élevée pour une faible valeur de l'inductance de la ligne de réseau, la méthode de « **l'hystérésis modulé** » permet d'imposer la fréquence de hachage des transistors du convertisseur, lors du contrôle par hystérésis des courants [11].

Cette méthode comporte les avantages suivants :

- La simplicité et la robustesse de la commande par hystérésis, qui n'exige pas la connaissance exacte des paramètres du réseau .
- Une fréquence de hachage constante comme pour la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), qui permet de réduire le nombre d'harmoniques sur les ondes de courant et les ondulations de tension continue.

Le principe de la méthode de l'hystérésis modulé consiste à superposer à la valeur du courant de référence i_{ref_k} du réseau, un signal triangulaire i_{tr} ayant la fréquence f_{tr} que l'on souhaite imposer. On obtient ainsi un courant de référence modulé i_{mod} [12].

Nous avons la relation suivante :
$$i_{mod} = i_{res_k} + i_{tr}$$

Ce nouveau signal modulé sera utilisé en tant que nouvelle référence pour la boucle interne de

Contrôle du courant (Figure I.4).

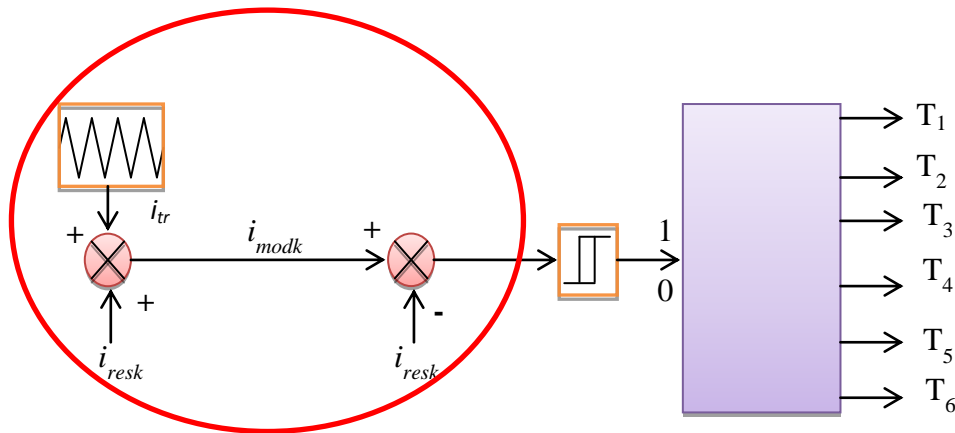


Figure I.5 : Principe de la méthode de l'hystérésis modulé

Un choix judicieux de la valeur de l'amplitude du signal triangulaire (porteuse), et de la largeur de la bande d'hystérésis imposera au courant réel uniquement deux intersections avec les limites de la bande d'hystérésis au cours de chaque demi-période du signal triangulaire, l'une avec sa limite supérieure et l'autre avec sa limite inférieure. Ces intersections déterminent alors les instants de commutation des transistors du bras du convertisseur qui pilote la phase concernée [11].

D'autres propositions ont été formulées pour surmonter les problèmes de l'hystérésis classique. Une bande d'hystérésis adaptative peut être appliquée pour avoir une fréquence de commutation presque constante [13].

I.3.3. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc :

La régulation du redresseur à MLI dans cette stratégie peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Des boucles internes régulent les courants de phases. Une boucle externe régule la tension de capacité (Figure I.6) [14].

L'erreur en tension est issue de la différence des valeurs de v_{dc_ref} , tension continue de référence, et de v_{dc} , tension continue mesurée. La sortie de correcteur de la tension fournit, après calcul, les valeurs de référence de courants des phases, i_{res1} , i_{res2} , i_{res3} .

Les sorties des correcteurs de courants fournissent les valeurs de tension de référence appliquées par le convertisseur sur le réseau.

Les différences de potentiel aux bornes des impédances du réseau, engendrent les courants du réseau i_{res1} , i_{res2} , i_{res3} .

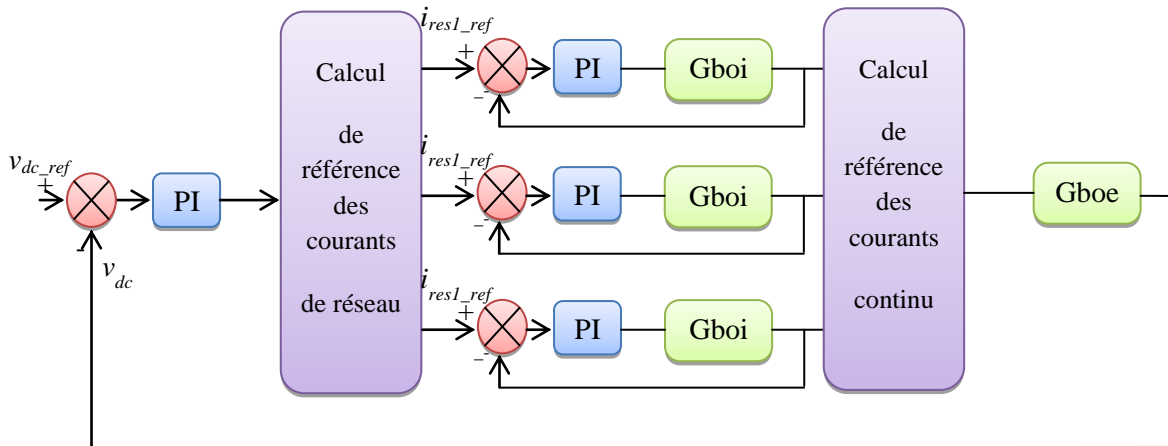


Figure I.6 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc

La commande dans le repère abc présente l'avantage d'être facilement programmable, de part le principe de poursuite, la commande se déduit sur chaque phase de façon à ce que le courant soit en phase avec la tension du réseau. Mais le désavantage provient du déphasage responsable d'erreurs statiques. Toutefois, il peut être compensé par une commande dans un repère d, q [3].

I.3.4. Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq :

La stratégie de commande dans le référentiel dq est illustrée dans la (Figure I.7) , il s'agit aussi d'une stratégie de commande à deux boucles de régulation, une pour les courants et l'autre pour la tension. De même que pour la stratégie de commande- abc , les boucles de régulation du courant incluent deux paires de régulateurs de type « Proportionnel-Intégral » (PI), pour les deux axes dq [14]. Les axes réels du repère tournant sont typiquement fixés à la tension de ligne. En raison des transformations de coordonnées, les composantes de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des correcteurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent des composantes fondamentales. En outre le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [7].

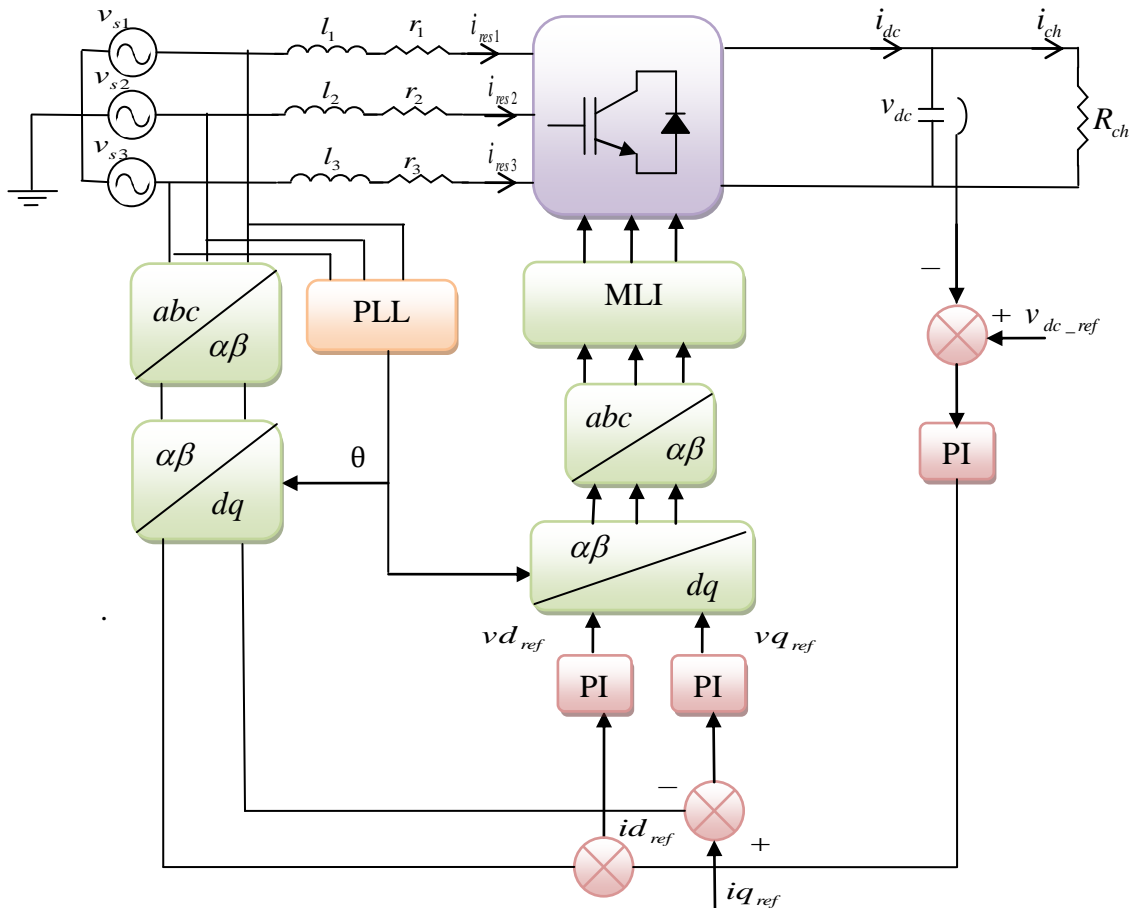


Figure I.7 : Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq

Le comportement du redresseur MLI est fortement non linéaire, pour cette raison plusieurs travaux présentés comme solutions : les algorithmes non linéaires pour améliorer les performances et le fonctionnement de ce type de convertisseur tels que la commande par mode glissant qui est également considérée comme étant très robuste contre les variations des paramètres[15], et le PI à gain variable [16].

I.3.5. Commande directe de puissance DPC :

La réduction du nombre de capteurs de courant et de tension a également été d'un intérêt récent pour les chercheurs.[17] a présenté un modèle de contrôle de courant sans capteur (sensorless) , où les courants de phases sont reconstitués par estimation et prédiction en utilisant les tensions de lignes mesurées, la tension continue et la connaissance des états de commutation des interrupteurs du convertisseur.

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par *Ohnishi*(1991) et développée ensuite par *Noguchi et Takahachi* en 1998, est similaire à la commande directe du couple (DTC) des machines asynchrones [4]. Au lieu du flux et du

couple, les puissances actives (p) et réactives (q) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler [18]. Ce qui assure au redresseur à MLI une absorption des courants sinusoïdaux avec un contrôle découplé des puissances actives et réactives. Cette méthode de « commande directe de puissance » des redresseurs à MLI exige que le réseau électrique soit équilibré en tension [6]. La (figure I.8) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur à MLI triphasé.

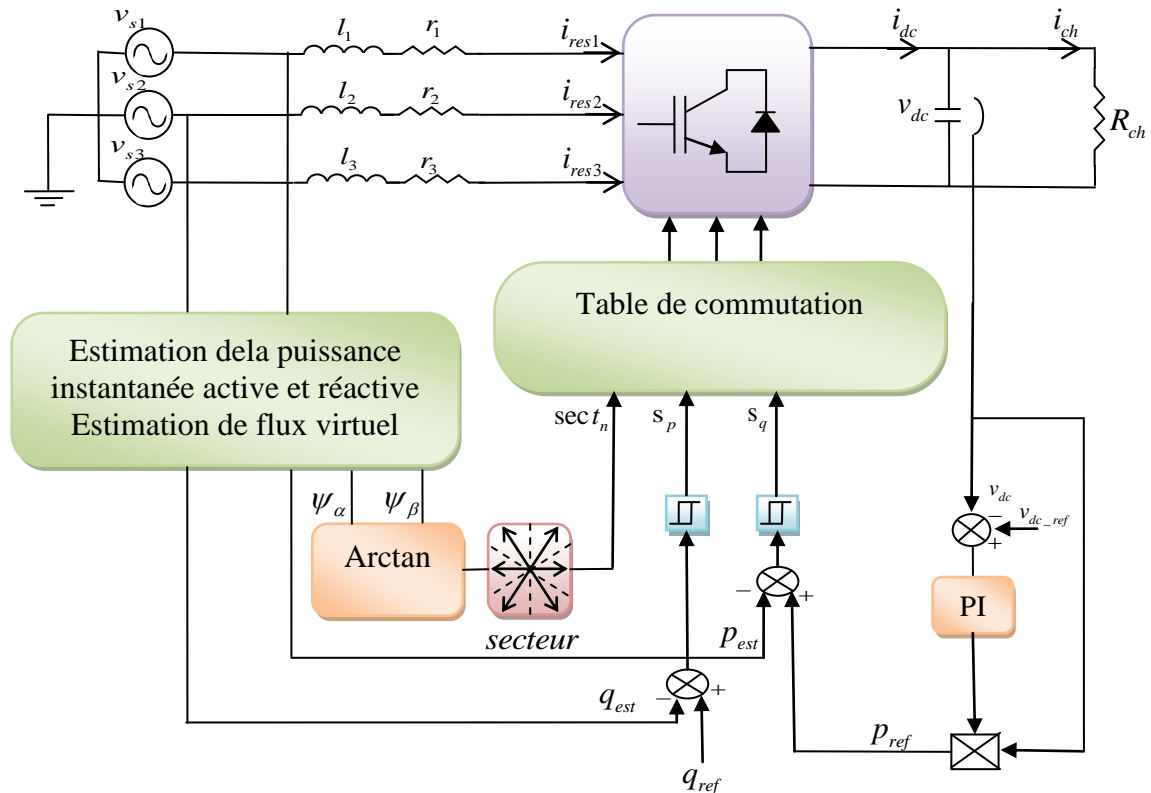


Figure I.8 : Commande directe de puissance (DPC) du redresseur à MLI

Une nouvelle technique de commande sans capteurs du redresseur à MLI basée sur l'estimation du flux virtuel (VF-DPC) assure un contrôle direct des puissances actives et réactives instantanées. Non pas comme les méthodes traditionnelles qui nécessitent une boucle de régulation de courant, cette technique de contrôle des convertisseurs AC/DC repose sur l'estimation du flux en assimilant le réseau à un moteur virtuel [19].

Le fait d'utiliser, le flux virtuel pour le calcul des puissances active et réactive au lieu du vecteur tension utilisé par la DPC conventionnel a permis d'avoir une meilleure estimation de la puissance qui est beaucoup moins bruitée grâce à l'utilisation d'intégrale dans l'algorithme de calcul [5].

Dans la commande de (VF-DPC), on peut travailler avec un facteur de puissance unitaire en imposant la puissance réactive de référence à zéro comme dans les autres stratégies de contrôle de redresseur MLI.

L'apparition des charges non linéaires complexes caractérisées par des exigences technologiques très particulières a permis le développement de techniques de commande des convertisseurs statiques par l'utilisation des stratégies de contrôle non linéaires.

L'auteur [20] propose une commande directe de puissance (DPC) pour le redresseur MLI basé sur la théorie de commande à structure variable (mode glissant). La commande proposée est plutôt simple, robuste, non sensible à la perturbation et la variation paramétriques du système, et avec des caractéristiques dynamiques très bonnes.

L'amélioration de la qualité des courants absorbés par le redresseur MLI et le maintien de la tension continue à la sortie autour de la référence nécessite une régulation de tension et des courants rapide et robuste. Pour cette raison [21] présente une commande directe de puissance (DPC) fonctionnant avec un contrôleur à logique floue qui remplace le régulateur PI de tension continue dans les commandes classiques.

Pour un contrôle plus performant du redresseur à MLI triphasé, une association de la commande non-linéaire adaptative et la commande directe de puissance est suggérées par [6]. La commande proposée a fait preuve d'efficacité du point de vue rejet de perturbation et prise en compte du problème de la variation de la charge.

La commande prédictive directe de la puissance (P-DPC) du redresseur MLI utilise la (SVM) basée sur le calcul du vecteur moyen de tension de redresseur utilise un algorithme de commande prédictive, qui fait la puissance active et réactive instantanée égale à leurs valeurs de référence à chaque instant de prélèvement ont été développées par [4]. La stratégie de P-DPC assuré le fonctionnement à fréquence de commutation constante et facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de tension continue et faible taux de distorsion harmonique des courants du réseau.

I.4. Les applications modernes du redresseur à MLI :

L'étude du redresseur à MLI montre plusieurs avantages par rapport aux autres redresseurs classiques (à diode et à thyristors), qu'il est possible de fonctionner dans les quatre quadrants pour la commande des machines [3]. Cette structure permet donc tous les

types de transfert d'énergie possibles, alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant sinusoïdal. On peut donc, avec un redresseur MLI, obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité. On peut aussi régler, par le contrôle, l'énergie réactive absorbée ou fournie.

I.4.1. Redresseur à MLI « lien entre les systèmes à 50Hz et les systèmes à 60Hz »:

Le redresseur à MLI peut être utilisé comme un lien entre deux systèmes à fréquence différente. La (Figure I.9) montre un exemple typique d'utilisation de ce dernier pour ce type d'applications. Ce type de montage présente une simplicité, une propreté et une flexibilité importante par rapport aux systèmes classiques à base de thyristors [7].

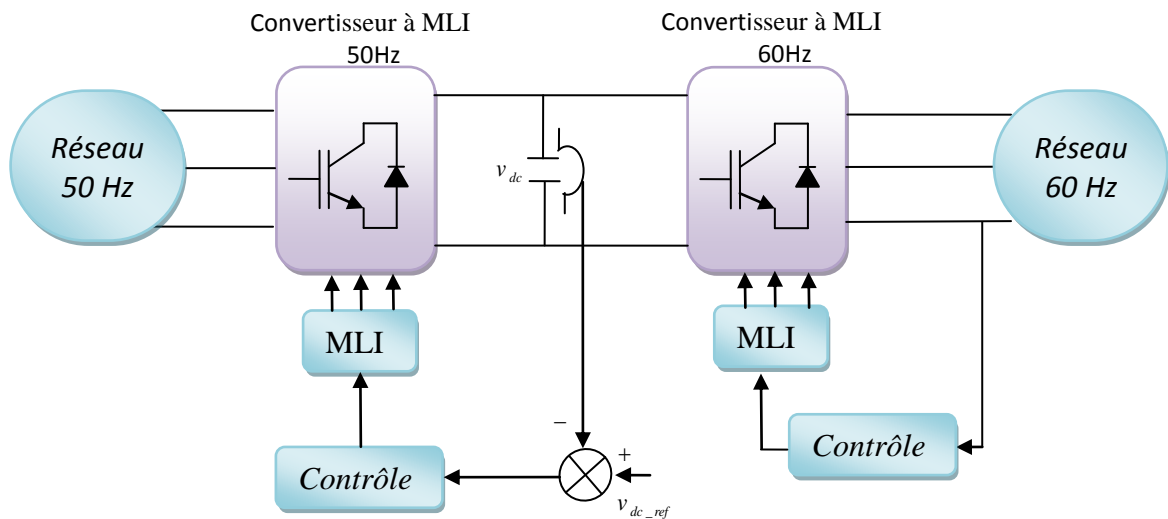


Figure I.9 : Redresseur à MLI « Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz »

I.4.2. L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse :

La plupart des convertisseurs statiques utilisés dans les variateurs de vitesse de machine asynchrone sont constitués par la mise en cascade d'un redresseur à diodes et d'un onduleur de tension MLI. L'inconvénient de cette association est la génération de perturbations basse fréquence sur le réseau électrique. De plus, le redresseur à diodes n'étant pas réversible, il est impossible de récupérer l'énergie de freinage de la charge, énergie dissipée alors dans des résistances (pertes). Une des solutions envisagées pour améliorer les performances des variateurs consiste à remplacer le redresseur à diodes par un redresseur à MLI [7] [22].

L'avantage de cette solution (Figure I.10) est de pouvoir prélever sur le réseau des courants quasi sinusoïdaux, et de pouvoir renvoyer l'énergie de freinage sur le réseau, augmentant ainsi le rendement global du système (efficacité énergétique).

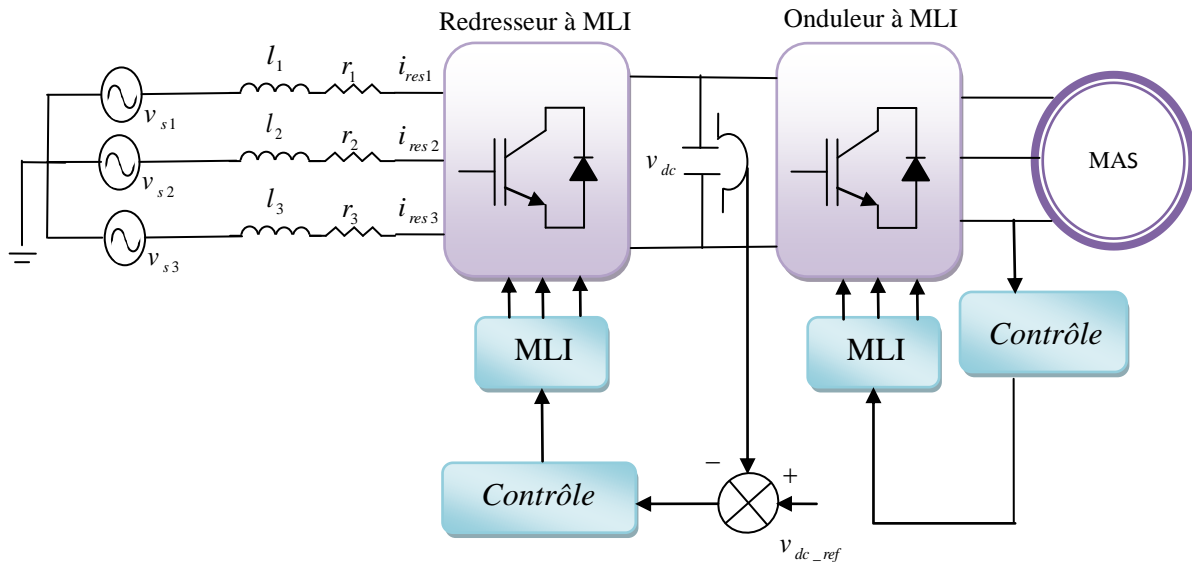


Figure I.10 : Utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse

I.4.3. Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne :

La participation aux services systèmes doit se faire sur un réseau alternatif triphasé. Il est alors nécessaire d'utiliser un convertisseur électronique pour la conversion continu-alternatif et/ou alternatif - continu dans la chaîne de conversion d'énergie éolienne [23].

Plusieurs topologies dans le système de conversion d'énergie éolienne utilisent le redresseur à MLI pour la connexion sur le réseau électrique telle que la structure de la machine asynchrone à double alimentation pilotée par le rotor à intermédiaire de deux convertisseurs MLI (Figure I.11).

Cette structure que nous avons étudié dans notre travail, utilise le redresseur à MLI pour deux raisons principales [24]:

- Utiliser un redresseur réversible en courant afin de permettre le transfert de la puissance de glissement entre le rotor et le réseau ce qui permet les fonctionnements en hyper ou hypo synchronisme .
- Les courants de réseau absorbés par le convertisseur coté réseau sont quasi sinusoïdaux.

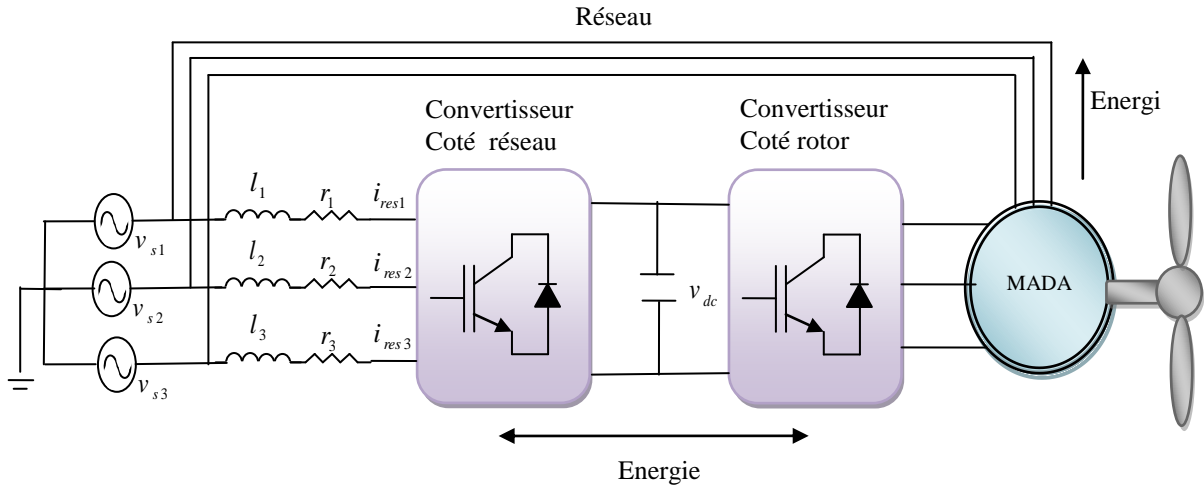


Figure I.11 : Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne

Ce convertisseur réversible en courant va pouvoir être utilisé pour le stockage et le déstockage de l'énergie grâce à l'unité de stockage connectée en parallèle sur le bus continu.

En fonction des conditions, ce convertisseur fonctionnera tout aussi bien en redresseur qu'en onduleur en maintenant la tension du bus continu constante aux bornes de la capacité.

I.5. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté, tout d'abord, une étude générale des redresseurs à MLI, topologies de basse, principe de fonctionnement.

Après nous avons présenté une analyse bibliographique sur les principes de base des différentes techniques de commande du redresseurs à MLI ainsi que leurs avantages et leurs inconvénients, dans cette partie on a aussi discuté sur l'amélioration de ces stratégies de commande par l'utilisation des contrôleurs non linéaires. Les nouvelles technologies et l'application de ce convertisseur dans l'industrie actuelle est déjà présentée.

L'étude par simulation numérique des quelques techniques de commande montrées dans cette section fera l'objet du prochain chapitre.

Chapitre II

Chapitre II

Modélisation et simulation de la commande en courant du redresseur à MLI

II.1. Introduction :

Au fil des années, les redresseurs ont subi des évolutions aussi bien au niveau de leur structure que de leur système de commande afin de réduire leur injection d'harmoniques de courant dans le réseau. Ces changements ont abouti à des convertisseurs statiques AC/DC opérant avec des facteurs de puissance élevés, ils sont répertoriés sous l'appellation de redresseurs à absorption de courant sinusoïdal. Ils se caractérisent par un comportement quasi résistif vis-à-vis du réseau d'alimentation. Ces nouveaux convertisseurs ont un rôle commun : la modulation ou la mise en forme des courants prélevés sur le réseau. L'utilisation de ces convertisseurs statiques dans les installations de conversion d'énergie électrique participe à détériorer la "qualité" du courant et de la tension des réseaux de distribution. En effet, ces systèmes consomment des courants non sinusoïdaux, les paragraphes suivants présentent une synthèse des redresseurs commande MLI, qui sont classés comme une solution de ce problème.

Autre l'absorption de courant sinusoïdal et le fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité, le redresseur de tension à MLI peut aussi fonctionner dans deux types de mode : redressement et régénération (fourniture de la puissance active au réseau). Cet avantage provient de sa capacité à contrôler l'écoulement de puissance active et réactive dans les deux directions sur un large spectre harmonique. Pour cette raison, le redresseur de tension à MLI est préféré pour les applications fonctionnant fréquemment en mode de régénération, telles que les entraînements électriques [8].

Nous présenterons dans ce chapitre le principe de commande en courant dans le repéré dq du redresseur à MLI, puis des résultats de simulations sont présentés et commentés.

II.2. Modes d'opération redressement/régénération :

L'avantage principal du redresseur de tension à MLI, par rapport aux autres convertisseurs à absorption de courant sinusoïdal, vient de sa capacité à fonctionner en mode redressement et en mode régénération. En effet, si la charge connectée au bus continu

consomme de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode redressement (il prélève au réseau de la puissance active). Si elle produit de la puissance active, le convertisseur fonctionne en mode régénération (il fournit de la puissance active au réseau).

Lors de ces deux modes de fonctionnement, la tension du bus continu est contrôlable en échangeant une partie de la puissance transitée pour charger ou décharger le condensateur.

Le schéma équivalent global du redresseur à MLI triphasé à absorption de courant sinusoïdal, illustrant les deux modes de son fonctionnement de redressement et de régénération, le processus de chargement et de déchargement du condensateur et le diagramme de Fresnel correspondant est représenté sur la figure II.1. Notons que pour un fonctionnement idéal du redresseur, l'onduleur doit se comporter comme une source de tension côté réseau et comme une source de courant côté charge. Le respect de l'équilibre des puissances nécessite le contrôle des puissances fondamentales active et réactive et de la minimisation de celles dues aux harmoniques. De plus, la composante continue de la tension du bus continu doit être contrôlable quelque soit la nature de la charge connectée en sortie du redresseur, linéaire ou non linéaire, passive ou active [25].

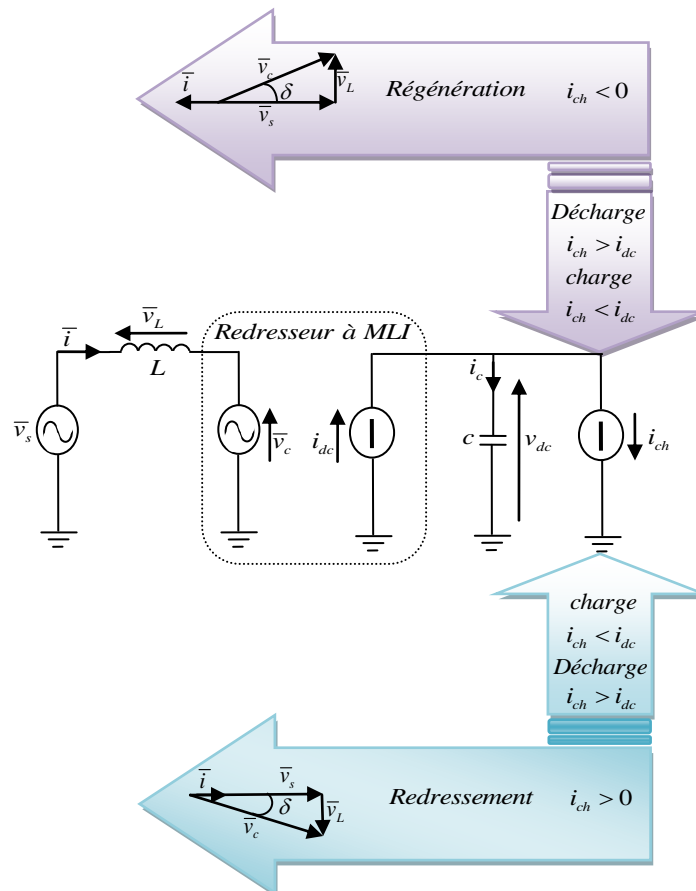


Figure II.1 : Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

La première application du redresseur à MLI est dans le remplacement des redresseurs à diodes constituant l'étage d'entrée des variateurs de vitesse. Il peut être également utilisé dans le domaine de la production d'énergie éolienne. Les deux cas les plus répandues sont :

- Les machines asynchrones à double alimentation, où le redresseur relie le rotor au réseau .
- Les machines synchrones à aimants permanents, où le redresseur est relié au stator.

Il est possible d'imaginer d'autres applications, comme celle de contrôler la tension d'un bus continu où d'autres systèmes peuvent venir se connecter [26].

II.3. Modélisation du redresseur à MLI :

Le Figure II.2 donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur à MLI, chaque étage sera présenté par la suite :

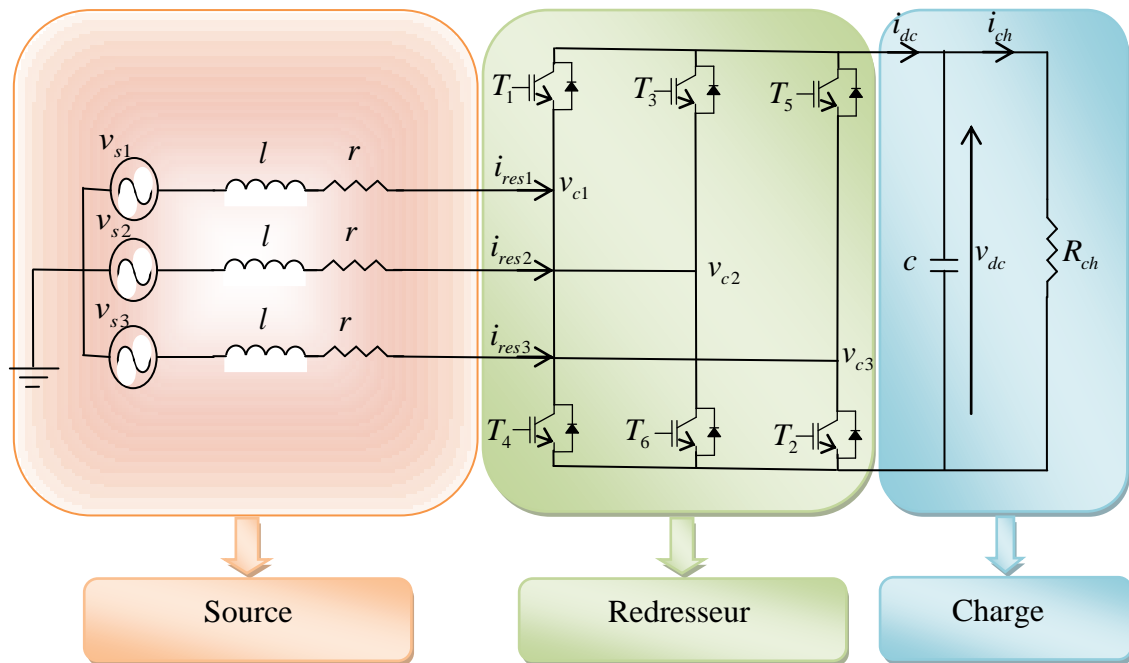


Figure II.2 : Structure du redresseur à MLI

II.3.1. Source d'alimentation :

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance " l " et une résistance " r " qui représentent l'impédance totale de la ligne [27], [7].

On suppose que le réseau équilibré, avec les mêmes impédances dans les trois phases, les tensions de ligne sont exprimées comme suit :

$$\begin{cases} v_{s1} = r.i_{res1} + l.\frac{di_{res1}}{dt} + v_{c1} \\ v_{s2} = r.i_{res2} + l.\frac{di_{res2}}{dt} + v_{c2} \\ v_{s3} = r.i_{res3} + l.\frac{di_{res3}}{dt} + v_{c3} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Et les courants de chaque phase du réseau sont alors donnés par le système d'équation d'état suivant :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r}{l} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{l} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r}{l} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} + \frac{1}{l} \begin{bmatrix} v_{s1} - v_{c1} \\ v_{s2} - v_{c2} \\ v_{s3} - v_{c3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.2})$$

II.3.2. Le redresseur à MLI :

Il est représenté au schéma de la Figure II.2. Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation [27], [7].

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

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

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

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande $[F_{11} \ F_{21} \ F_{31}]$ ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu v_{dc} . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire [4].

N°	F_{11}	F_{21}	F_{31}	v_{c1}	v_{c2}	v_{c3}
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau II.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande

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

$$\begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix} \quad (\text{II.3})$$

Où v_{dc} la tension continue a la sortie de redresseur à MLI.

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

$$i_{dc} = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{21} & F_{31} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

II.3.3. La Charge :

Cet étage est constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R , modélisant la charge continue [27], [7].

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

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{C}(i_{dc} - i_{ch}) \\ v_{dc} = R_{ch}i_{ch} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

A partir des relations (II.1), (II.2), (II.3), (II.4) on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut (F_{11} F_{21} F_{31}) et comme sortie la tension redressée v_{dc}

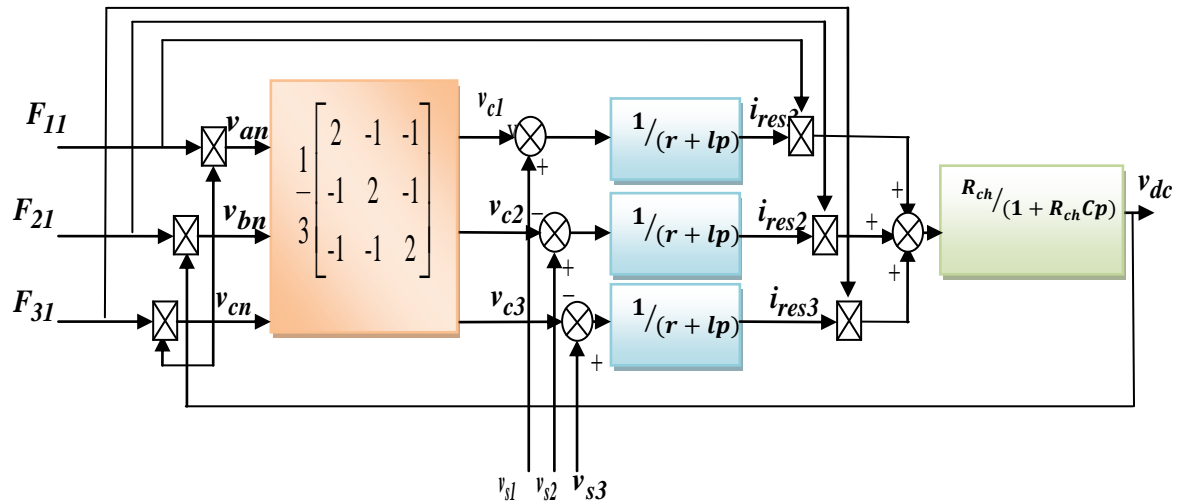


Figure II.3 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI

II.4. La Commande en courant du redresseur à MLI dans le repéré dq :

La méthode de contrôle en courants dans le repère fixe présente quelques inconvénients. En effet le correcteur PI n'est pas bien adapté pour des applications de commande des signaux alternatifs et le correcteur à hystérésis produit une fréquence de commutation variable. D'autre part cette méthode nécessite trois ou deux capteurs de courant, et trois ou deux capteurs de tension en plus du capteur de tension du bus continu.

Afin d'éviter le premier problème, une solution est proposée dans le cas des systèmes triphasés, il s'agit d'utiliser les correcteurs PI dans un repère tournant (avec la transformée de Park) [19] [1].

La régulation du redresseur à MLI peut se faire sous la forme d'une régulation cascade.

Des boucles internes régulent les courants des phases. Une boucle externe régule la tension de capacité (Figure II.4) La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère tournant dq présente un précieux avantage à savoir que dans ce cas, les grandeurs régulées sont des grandeurs continues.

II.4.1. Modélisation dans le repère dq :

Les équations dans le repère tournant $d-q$ sont obtenues à l'aide de la transformation de Park [27] [28] :

$$\begin{cases} v_{cd} = v_d - r i_d - l \frac{di_d}{dt} + l \omega i_q \\ v_{cq} = v_q - r i_q - l \frac{di_q}{dt} - l \omega i_d \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Où v_{cd} et v_{cq} : sont les composantes de Park des tensions à l'entrée du convertisseur.

v_d et v_q : Les composantes de Park des tensions du réseau.

i_d et i_q : Les composantes de Park des courants du réseau.

ω : La pulsation du réseau.

Et les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} P = \frac{3}{2} [v_d i_d + v_q i_q] \\ Q = \frac{3}{2} [v_q i_d - v_d i_q] \end{cases} \quad (\text{II.7})$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Ce qui implique que les courants de ligne peuvent être obtenus par:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{(v_d^2 + v_q^2)} \begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Et on pose $P = v_{cd} i_{cd}$

Les tensions et les courants de réseau mesuré dans le repère tournant dq (la transformation de Park) sont donnés par :

$$\begin{bmatrix} v_{dmes} \\ v_{qmes} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{1mes} \\ v_{2mes} \\ v_{3mes} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

$$\begin{bmatrix} i_{dmes} \\ i_{qmes} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{1mes} \\ i_{2mes} \\ i_{3mes} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

Le schéma bloc de la régulation est alors représenté dans la Figure II.4

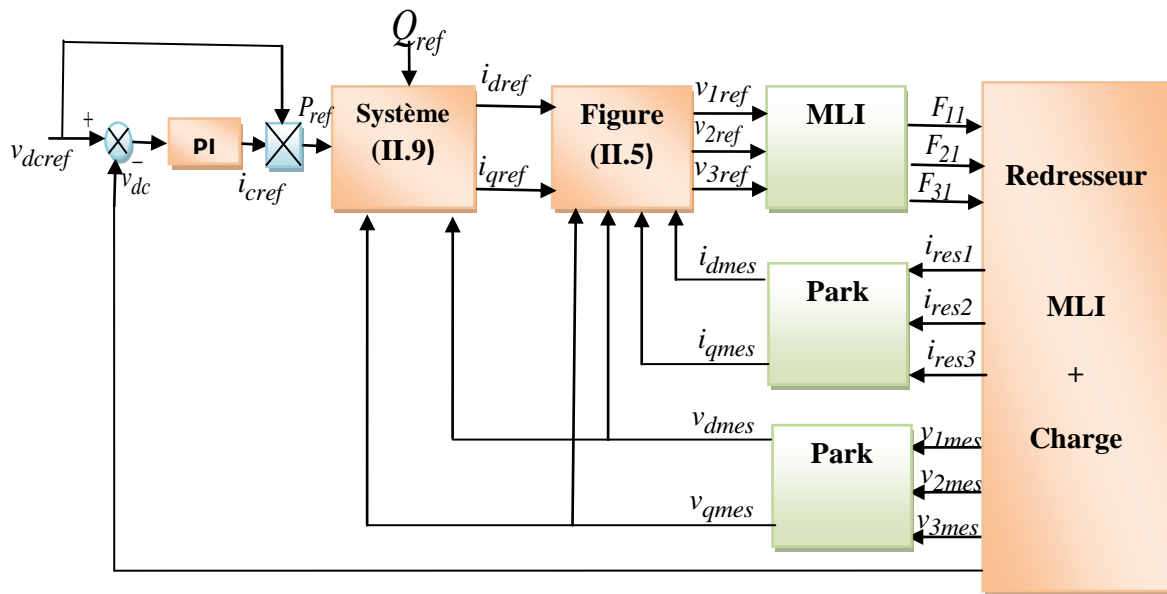


Figure II.4: Schéma bloc de la commande en courant du redresseur à MLI dans le repère dq

II.4.2. Boucle externe de régulation de la tension :

La boucle de régulation externe maintient la tension de capacité v_{dc} à une tension de référence v_{dcref} . La capacité C est en parallèle avec une charge assimilée à une résistance R_{ch} . L'impédance ainsi constituée est chargée par le courant i_{dc} issu du redresseur à MLI [2]. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence.

II.4.3. Boucle interne de régulation des courants :

Les amplitudes des courants de phases à l'entrée du redresseur sont imposées par la sortie du régulateur de la boucle externe de la tension de capacité. Dans cette stratégie de

commande, la sortie du régulateur de la boucle externe donne la valeur de référence i_{d_ref} et la consigne de puissance réactive est nulle, ce qui implique que les courants de phases sont égaux en amplitude et en phase avec ses tensions correspondantes [30], [5], [3].

La boucle interne de régulation des courants dans le repère tournant est montrée dans la Figure II.5.

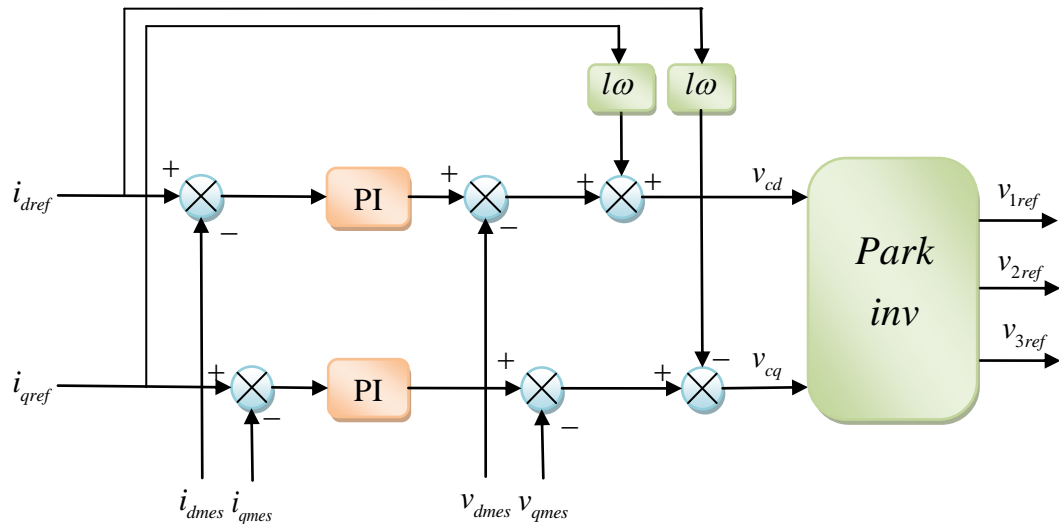


Figure II.5 : La boucle de régulation des courants avec compensation de la tension réseau

Les tensions de références $v_{1ref}, v_{2ref}, v_{3ref}$, sont obtenus en appliquant la transformation de Park :

$$\begin{bmatrix} v_{1ref} \\ v_{2ref} \\ v_{3ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{dref} \\ v_{qref} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

II.4.4. Commande à MLI :

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire utilisée dans cette commande, basé sur la comparaison des tensions de références $v_{1ref}, v_{2ref}, v_{3ref}$, avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixes. Les signaux de commande des interrupteurs du redresseur MLI sont obtenus à partir des intersections des tensions de références avec la porteuse [1].

II.4.5. Résultats de simulation :

Les paramètres de simulation utilisés sont représentés dans le Tableau II 2

Résistance totale de la ligne	0,3Ω
Inductance totale de la ligne	10 ⁻³ H
Résistance de charge	100 Ω
Capacité de charge	4700uF
Tension d'alimentation	220V
Fréquence de la porteuse	5KHz

Tableau II .2 : Paramètres de simulation du redresseur à MLI

a. Conditions d'essai :

On présente ici les résultats de simulation obtenus pour différents tests.

- La Figure II.6 montre la réponse du redresseur commandé par régulation des courants dans le repère tournant dq lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dcref} = 600V$ à $v_{dcref} = 700V$ à ($t = 0.5s$) et échelon de puissance réactive ($Q_{rref} = 0 VAR$)

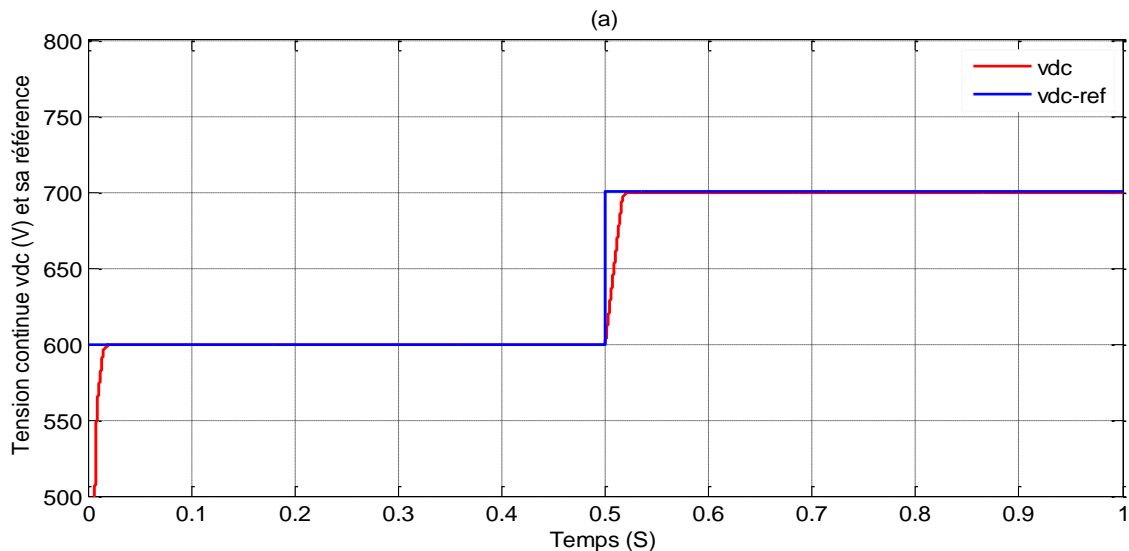


Figure (II-6.a) : l'allure de tension v_{dc} et sa référence

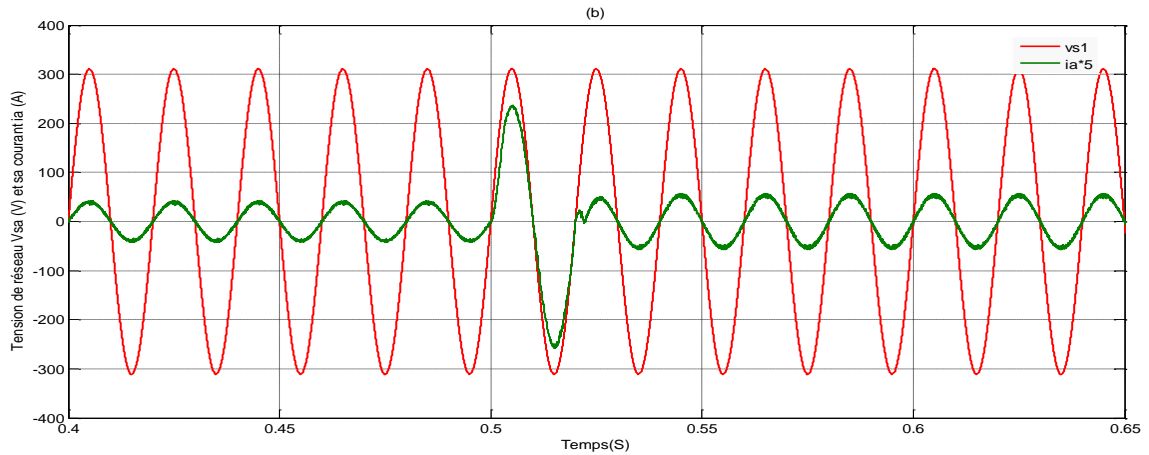


Figure (II-6.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux

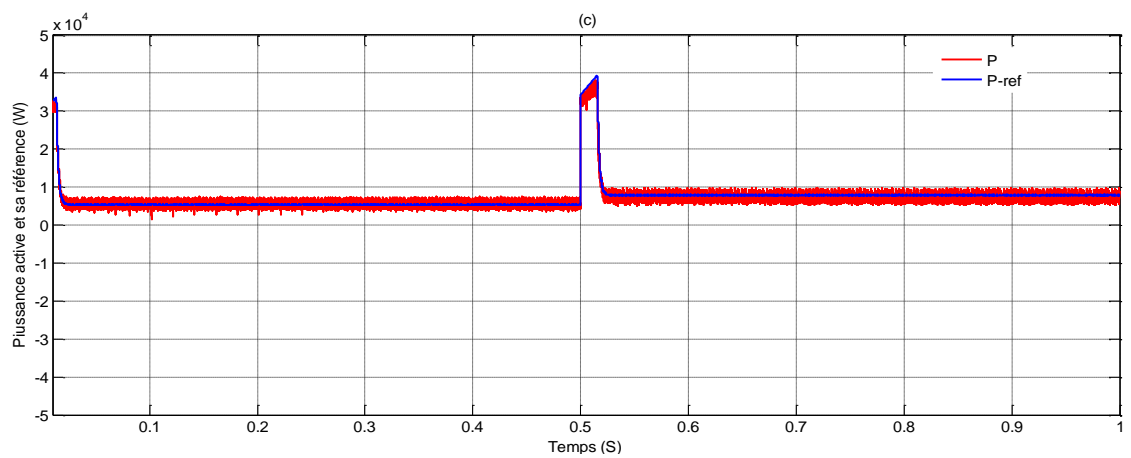


Figure (II-6.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence

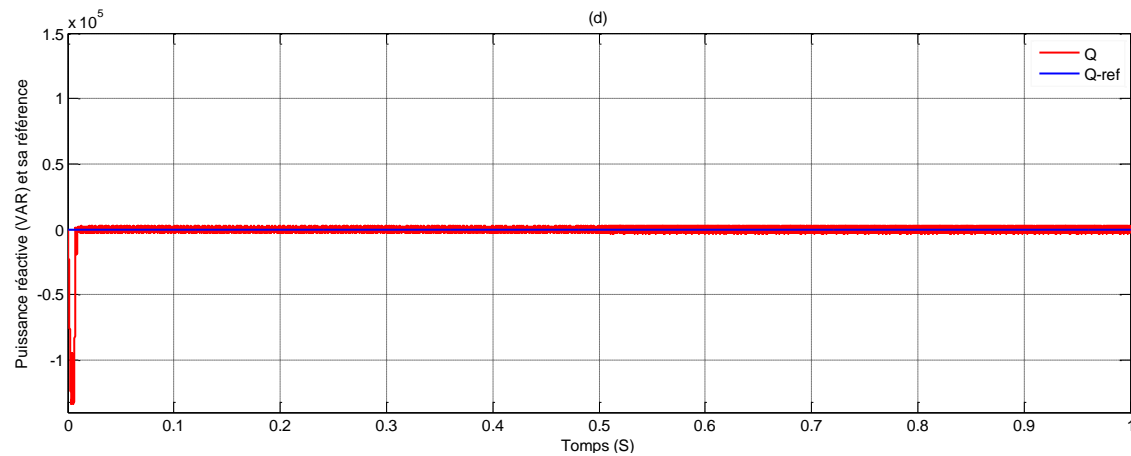


Figure (II-6.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence

Figure II.6 : Performances du redresseur à MLI commandé par la régulation des courants dans le repère tournant lors d'une variation de la tension de référence et échelon de puissance réactive (a,b,c,d)

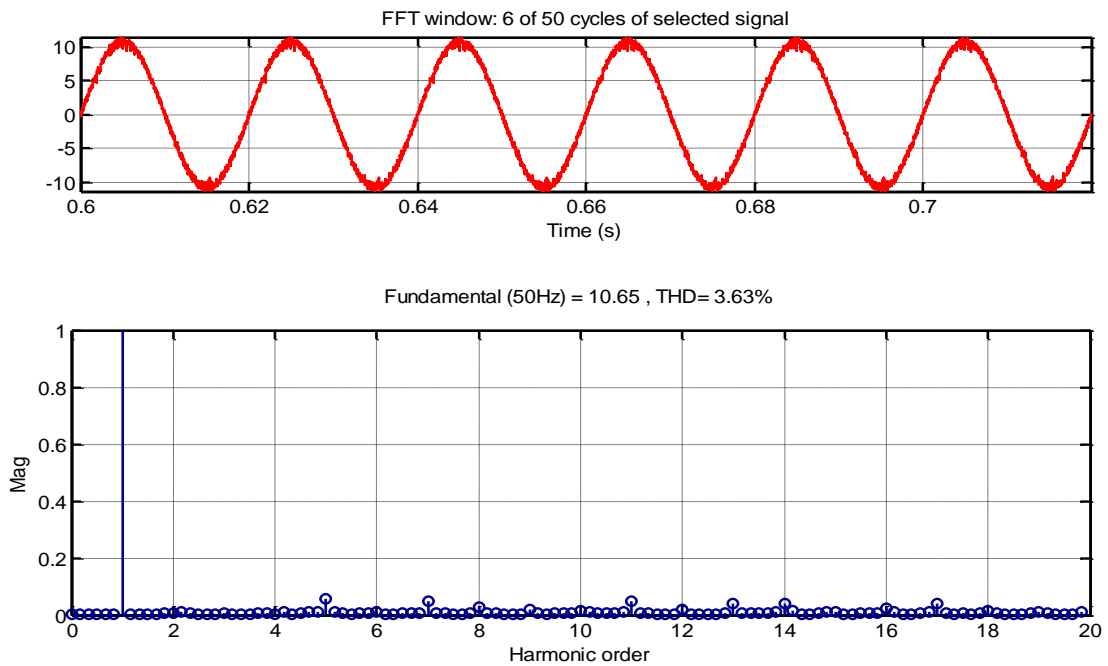


Figure II.7 : Taux de distorsion du courant de réseau (THD) du redresseur à MLI commandé par la régulation des courants dans le repère dq .

II.5. Interprétation des résultats :

Les résultats obtenus lors d'un changement de la tension de référence du sortie pour cette commande est représentée sur la (Figure II.6), sur laquelle on remarque que lorsque la tension continue atteint la nouvelle référence de la puissance active et le courant de ligne augmentent mais toujours la tension et le courant du réseau sont en phase, et donc le facteur de puissance est unitaire ainsi que les courants des lignes sont sinusoïdaux, avant et après le changement de la tension de référence continue. L'analyse spectrale du courant de ligne présentée dans la (figure II.7), montre que tous les harmoniques de rangs faibles sont bien atténués ce qui donne un $THD = 3.63\%$.

II.6. Inconvénients de la commande par la régulation des courants :

Le redresseur à MLI est donc très flexible, mais présente certains inconvénients :

- Un contrôle complexe.
- Un nombre élevé de capteurs, pour de bonnes performances et garantir une meilleure protection.
- Un bloc de modulation 'MLI'.
- Le contrôle est effectué par l'intermédiaire des boucles internes de courant.

Ces contraintes ont conduit à s'intéresser à d'autres solutions de contrôle meilleur de ce type de convertisseur.

II.7. Conclusion :

La commande du redresseur à MLI commandé par la régulation des courants dans le repère tournant garantissent une réponse dynamique rapide, bonne précision et haut comportement statique par l'intermédiaire des boucles de régulation des courants internes utilisent des correcteurs PI qui permettent d'éliminer correctement les erreurs statiques.

Néanmoins, le nombre élevé des capteurs de tension et de courant créé le problème du surcoût de l'installation de ce système. La DPC résoudre ce problème de nombre des capteurs par l'intermédiaire de l'estimation de la tension, c'est l'objectif de prochain chapitre.

Chapitre III

Chapitre III

Commande directe de puissance

III.1. Introduction :

Cette nouvelle structure de commande, couramment nommée : Commande directe de puissance d'un convertisseur à MLI AC/DC triphasé. On la trouve plus souvent, dans la nouvelle littérature, sous l'abréviation anglaise de DPC Direct Power Control.[4]

La Commande Directe de Puissance consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation. Cette dernière est basée sur des boucles de régulation des puissances active et réactive instantanées, utilisant la position des tensions de ligne. Elle consiste à sélectionner un vecteur de commande à partir d'une table de commutation, cette dernière est basée sur l'erreur de puissance P et Q aussi bien que sur la position angulaire de la tension de ligne. Cette tension est estimée, ce qui permet de réduire le nombre de capteurs.

En plus de sa simplicité qui est due à l'élimination des blocs de modulation et des boucles de régulation internes (de courant) et aussi à l'absence de transformations de coordonnées, cette commande garantit un contrôle découplé des puissances et de bonnes performances dynamiques.. [28]

Dans ce chapitre, nous présentons cette dernière solution, La commande directe de puissance d'un convertisseur AC/DC triphasé sans capteur de tension.

III.2. Relation entre le contrôle des redresseurs et les onduleurs à MLI :

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

➤ **VOC (Voltage Oriented Control)** : utilisant une boucle de courant, développé par analogie avec la commande vectorielle des machines électriques. Elle consiste à orienter le vecteur courant dans la même direction que celle du vecteur tension, en contrôlant le vecteur

courant dans les deux axes tournants d et q . Cette technique permet d'obtenir un contrôle découplé des deux composantes du vecteur courant dans le repère tournant synchrone orienté dans la même direction que le vecteur tension du réseau [29].

➤ **DPC (Direct Power Control)** : développé par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des moteurs à induction. Elle consiste à contrôler les puissances instantanées, active et réactive, à la place du couple et du flux par le biais de deux boucles internes. Pour les deux types de commande, la tension du bus continu est contrôlée par le biais du terme fondamental de la puissance active. Par exemple, si la tension du bus continu est supérieure par rapport à sa référence, la puissance active absorbée doit diminuer. Elle augmente dans le cas où la tension v_{dc} est inférieure par rapport à sa référence. Pour le VOC, les puissances active et réactive sont contrôlées d'une manière indirecte, par l'intermédiaire des courants. [29]

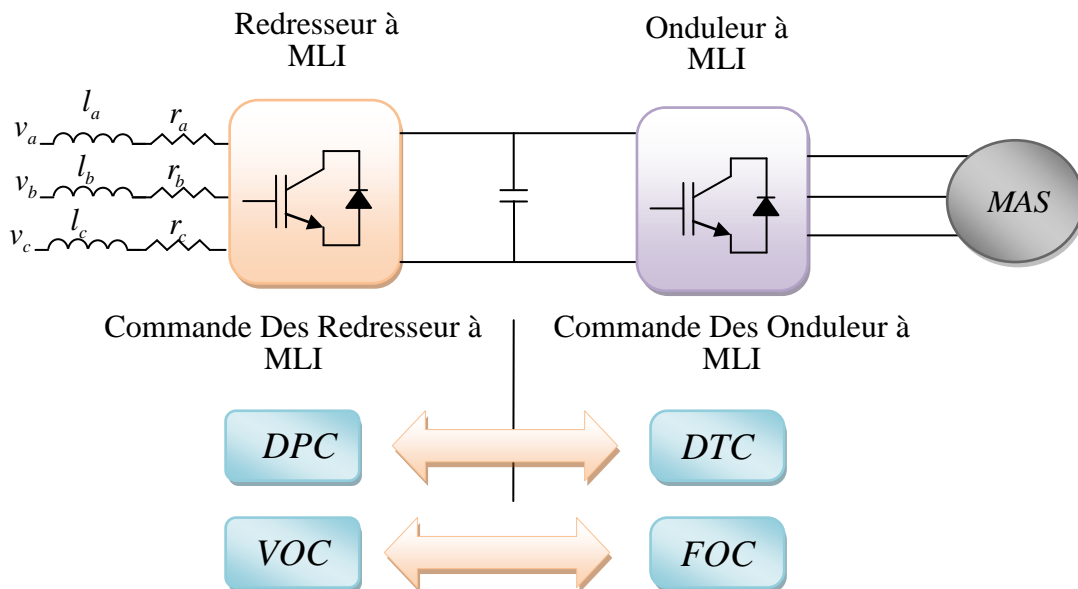


Figure.III.1 Relation entre le contrôle des redresseurs à MLI et les onduleurs à MLI alimentant un moteur à induction.

III.3. Principe de la commande directe de puissance :

La commande directe de puissance (DPC) est basée sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive dans un redresseur MLI, le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines électriques alternatives. Les régulateurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis à deux niveaux pour les erreurs de puissance active et réactive instantanées S_p et S_q . La sortie des régulateurs avec le secteur où se trouve la position du

vecteur de tension du réseau, constituent les entrées d'un tableau de commutation qui à son tour détermine l'état de commutation des interrupteurs, la référence de puissance active est obtenue à partir du régulateur de tension du bus continu [4],[28] .

La Figure III.2 montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur à MLI.

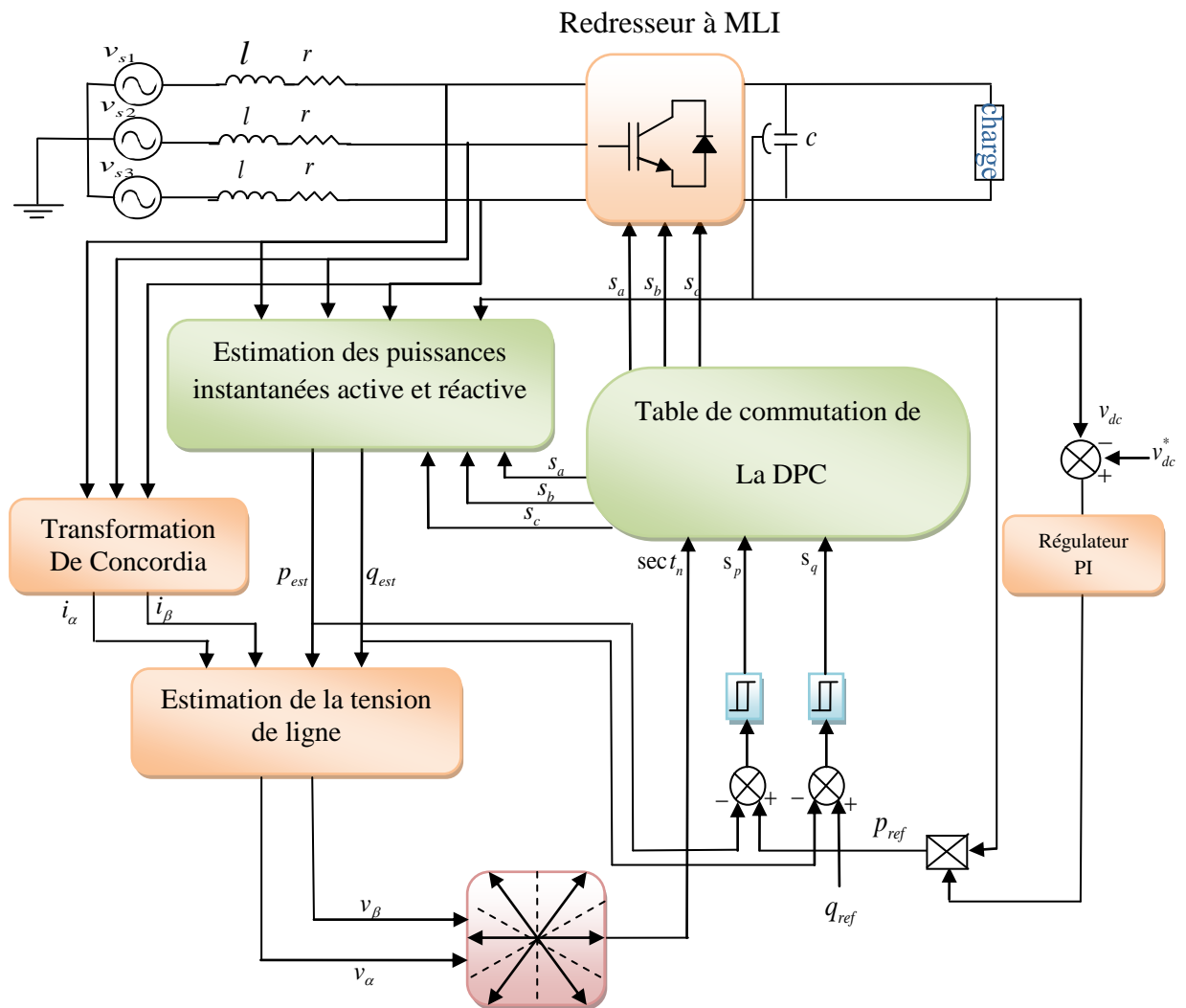


Figure III.2 : Configuration générale de la commande DPC.

III.3.1. Estimation de la puissance instantanée :

La puissance active instantanée est définie par le produit scalaire entre les courants et les tensions de ligne. Alors que, la puissance réactive est définie par le produit vectoriel entre eux [4] [5].

$$\bar{S} = p + jq \tag{III.1}$$

$$\bar{S} = v_{s1}i_{res1} + v_{s2}i_{res2} + v_{s3}i_{res3} + \frac{1}{\sqrt{3}}[(v_{s2} - v_{s3})i_{res1} + (v_{s3} - v_{s1})i_{res2} + (v_{s1} - v_{s2})i_{res3}] \tag{III.2}$$

Cependant, l'expression (III.2) exige la connaissance des tensions du réseau. De ce fait, il faut exprimer les puissances par des autres expressions indépendantes des tensions du réseau.

Alors, les expressions qui donnent l'estimation des puissances active et réactive instantanées sans capteur de tensions sont comme suit [4] [28] :

$$\begin{cases} \hat{p} = L \left(\frac{di_{res1}}{dt} i_{res1} + \frac{di_{res2}}{dt} i_{res2} + \frac{di_{res3}}{dt} i_{res3} \right) + v_{dc} (F_{11} i_{res1} + F_{21} i_{res2} + F_{31} i_{res3}) \\ \hat{q} = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[3L \left(\frac{di_{res1}}{dt} i_{res2} - \frac{di_{res3}}{dt} i_{res1} \right) - v_{dc} (F_{11} (i_{res2} - i_{res3}) + F_{21} (i_{res3} - i_{res1}) + F_{31} (i_{res1} - i_{res2})) \right] \end{cases} \quad (III.3)$$

Les premières parties des deux expressions représentées précédemment présentent la puissance dans les inductances de ligne, notant ici que les résistances internes de ces inductances sont négligeables car la puissance active dissipée dans ces résistances est en fait beaucoup plus faible devant la puissance mise en jeu. Les autres parties représentent la puissance dans le convertisseur [8].

III.3.2. Estimation de la tension du réseau :

Le secteur de la tension est nécessaire pour utiliser la table de commutation, donc la connaissance de la tension de ligne est essentielle.

L'expression suivante donne les courants de ligne $i_{res1}, i_{res2}, i_{res3}$ dans les coordonnées stationnaires $\alpha\beta$ [8]:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} \quad (III.4)$$

On peut écrire les expressions des puissances active et réactive comme suit :

$$\begin{cases} \hat{p} = \bar{v}_{s(123)} \cdot \bar{i}_{(123)} = v_{s\alpha} i_{\alpha} + v_{s\beta} i_{\beta} \\ \hat{q} = \bar{v}_{s(123)} \wedge \bar{i}_{(123)} = v_{s\beta} i_{\alpha} - v_{s\alpha} i_{\beta} \end{cases} \quad (III.5)$$

L'écriture matricielle des expressions (III.5) est :

$$\begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (III.6)$$

La tension peut être estimée par l'équation suivante :

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

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

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{s1} \\ \hat{v}_{s2} \\ \hat{v}_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha} \\ \hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.8})$$

III.3.3. Détermination du secteur :

La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutation optimale. Pour cela, le plan de travail (α, β) est divisé en six secteurs ou douze secteurs (Figure III.3), ces derniers peuvent être déterminés par la relation suivante [29]:

$$\begin{aligned} (2n-3)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (2n-1)\frac{\pi}{6} & \quad n = 1, 2, \dots, 6 \\ (n-2)\frac{\pi}{6} < \gamma_n < (n-1)\frac{\pi}{6} & \quad n = 1, 2, \dots, 12 \end{aligned} \quad (\text{III.9})$$

Où : n est le numéro du secteur

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

$$\hat{\gamma}_n = \text{Arctg} \left(\frac{\hat{v}_{s\beta}}{\hat{v}_{s\alpha}} \right) \quad (\text{III.10})$$

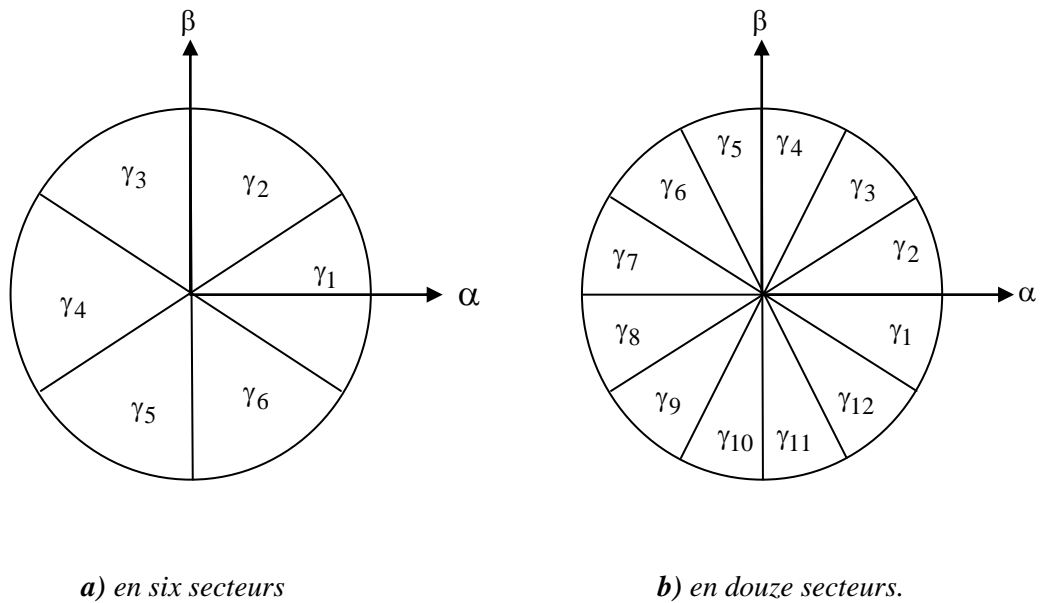


Figure III.3 : Le plan vectoriel divisé [28]

On utilise les secteurs pour optimiser les commutations des convertisseurs, et cela par le choix des vecteurs adjacents.

On divise le plan en 12 secteurs pour plus de précision et aussi pour éviter les problèmes qu'on rencontre aux frontières de chaque vecteur de commande.

III.3.4. Régulateur à hystérésis :

La grande simplicité de l'implémentation de cet outil de contrôle est également un élément important dans le choix du comparateur à deux niveaux. De plus, les considérations énergétiques sur le convertisseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessite un nombre moins élevé de commutations [8], [7].

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

Le contrôleur proposé dans la DPC classique c'est un régulateur à deux niveaux pour les puissances actives et réactive.

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes S_p et S_q , indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous :

$$S_p \begin{cases} 1 & \text{(pour } \hat{p} < \hat{p}_{ref} - H_p \\ 0 & \text{(pour } \hat{p} > \hat{p}_{ref} + H_p \end{cases} \quad \text{et} \quad S_q \begin{cases} 1 & \text{(pour } \hat{q} < \hat{q}_{ref} - H_q \\ 0 & \text{(pour } \hat{q} > \hat{q}_{ref} + H_q \end{cases} \quad \text{(III.11)}$$

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

III.3.5. Table de commutation :

Les signaux numériques d'erreurs S_p et S_q , et le secteur de travail sont les entres de la table de commutation (Tableau III.1), où les états de commutations F_{11}, F_{21}, F_{31} du redresseur à MLI sont mémorisés.

En employant la table, l'état optimum de commutation du convertisseur peut être choisi à chaque état de commutation selon la combinaison des signaux numériques S_p, S_q et le numéro du secteur, c'est-à-dire, que le choix de l'état 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 de même pour l'erreur de la puissance réactive, avec une bande de largeur $2H_q$ [30].

S_p	S_q	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6	γ_7	γ_8	γ_9	γ_{10}	γ_{11}	γ_{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_2 (110)	v_7 (111)	v_3 (010)	v_0 (000)	v_4 (011)	v_7 (111)	v_5 (001)	v_0 (000)	v_6 (101)	v_7 (111)	v_1 (100)	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 (101)
	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 III.1 : Table de commutation douze Secteur de la commande DPC

S_p	S_q	γ_1	γ_2	γ_3	γ_4	γ_5	γ_6
1	0	v_6 (101)	v_1 (100)	v_2 (110)	v_3 (010)	v_4 (011)	v_5 (001)
	1	v_0 (000)	v_7 (111)	v_0 (000)	v_7 (111)	v_0 (000)	v_7 (111)
0	0	v_6 (101)	v_1 (100)	v_2 (110)	v_3 (010)	v_4 (011)	v_5 (001)
	1	v_1 (100)	v_2 (110)	v_3 (010)	v_4 (011)	v_5 (001)	v_6 (101)

Tableau III.2 : Table de commutation six Secteur de la commande DPC [32]

III.3.6. Régulation de la tension continue :

La régulation de la tension continue est assurée par un régulateur de type PI. Ce dernier corrige l'erreur entre la tension continue mesurée et sa référence. Le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence [6]

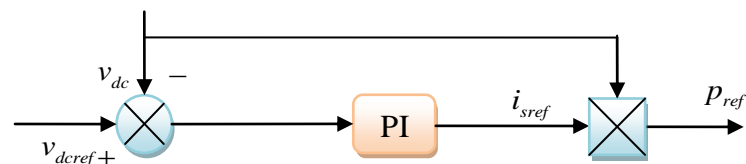


Figure III.4 : Régulation de la tension continue

III.3.7. Résultats de simulation DPC six secteurs :

a) Conditions d'essai :

- Les paramètres choisis pour la simulation de la commande DPC sont les mêmes utilisés dans la commande par la régulation des courants dans le repère tournant dq .
- La Figure III.5 montre la réponse du redresseur commandé par la commande DPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dcref} = 600V$ à $v_{dcref} = 700V$ à ($t = 0.5s$) et un échelon de puissance réactive ($Q_{rref} = 0 \text{ VAR}$)

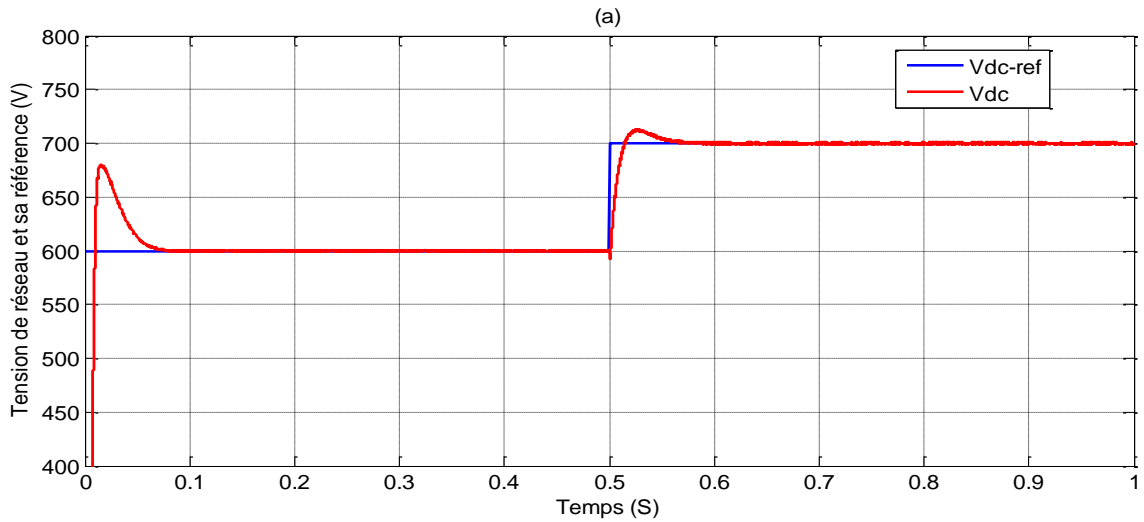


Figure (III-5.a) : l'allure de tension v_{dc} et sa référence

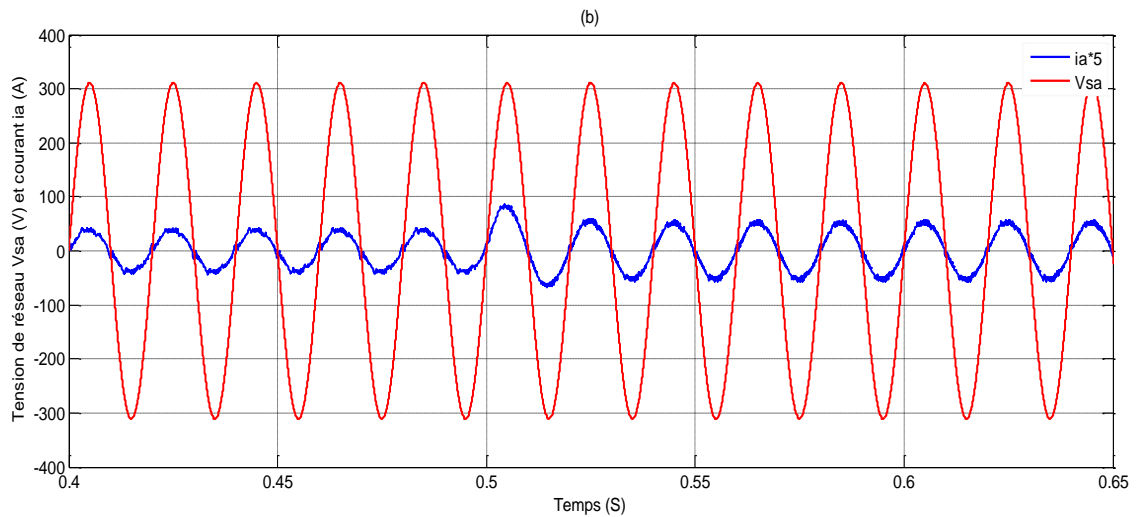


Figure (III-5.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux

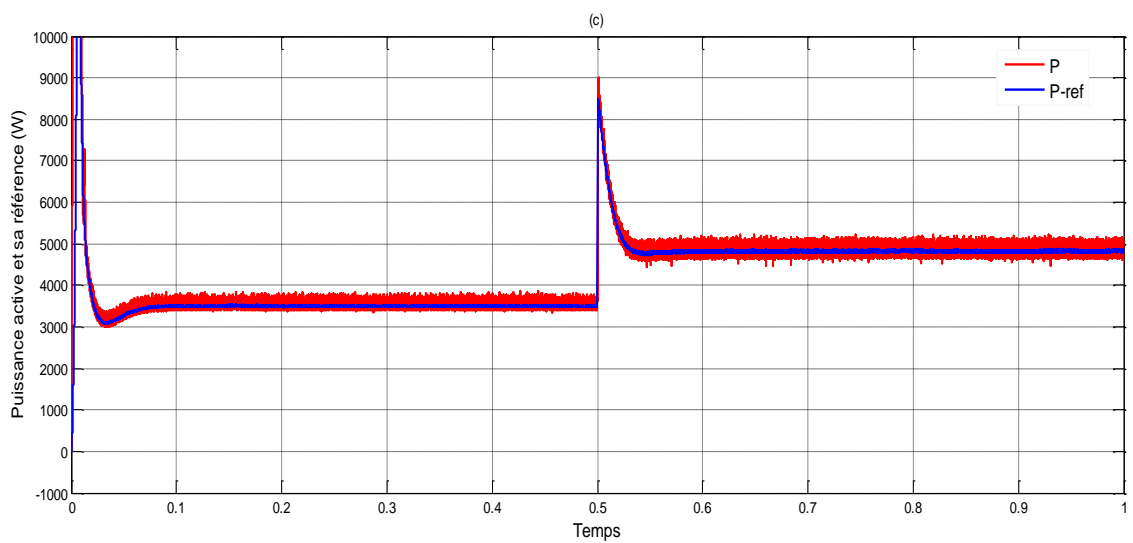


Figure (III-5.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence

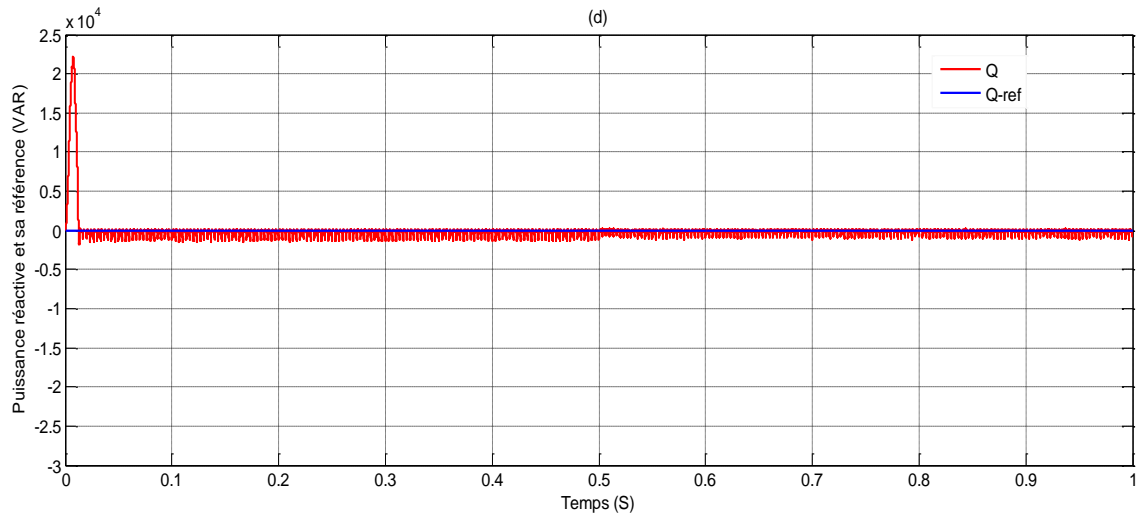


Figure (III-5.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence

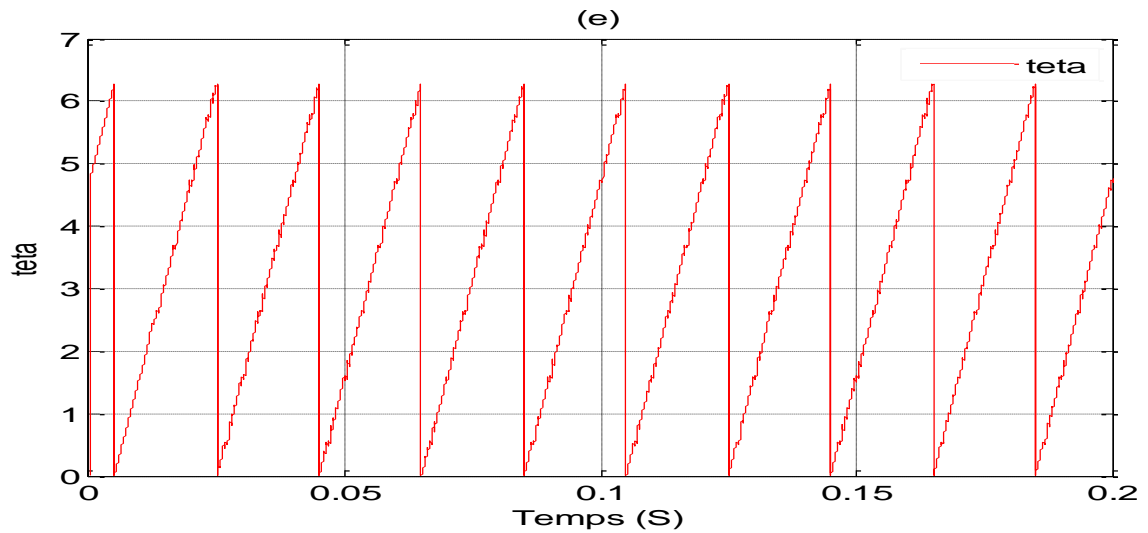


Figure (III-5.e) : l'allure de la position Theta

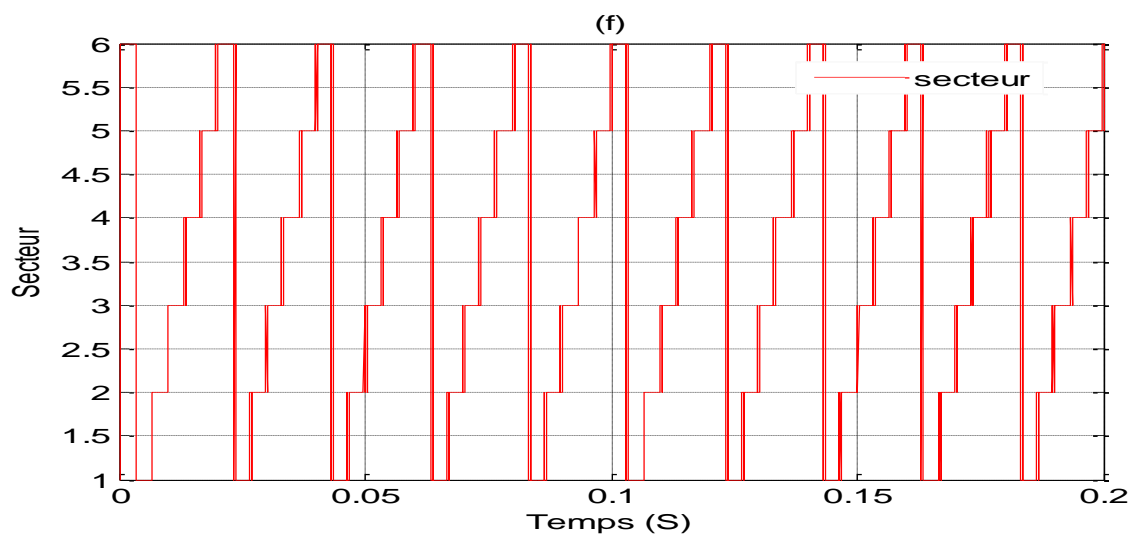


Figure (III-5.f) : l'allure de secteur

Figure III.5 : Performances du redresseur commandé par DPC (six secteur) lors d'une variation de la tension de référence

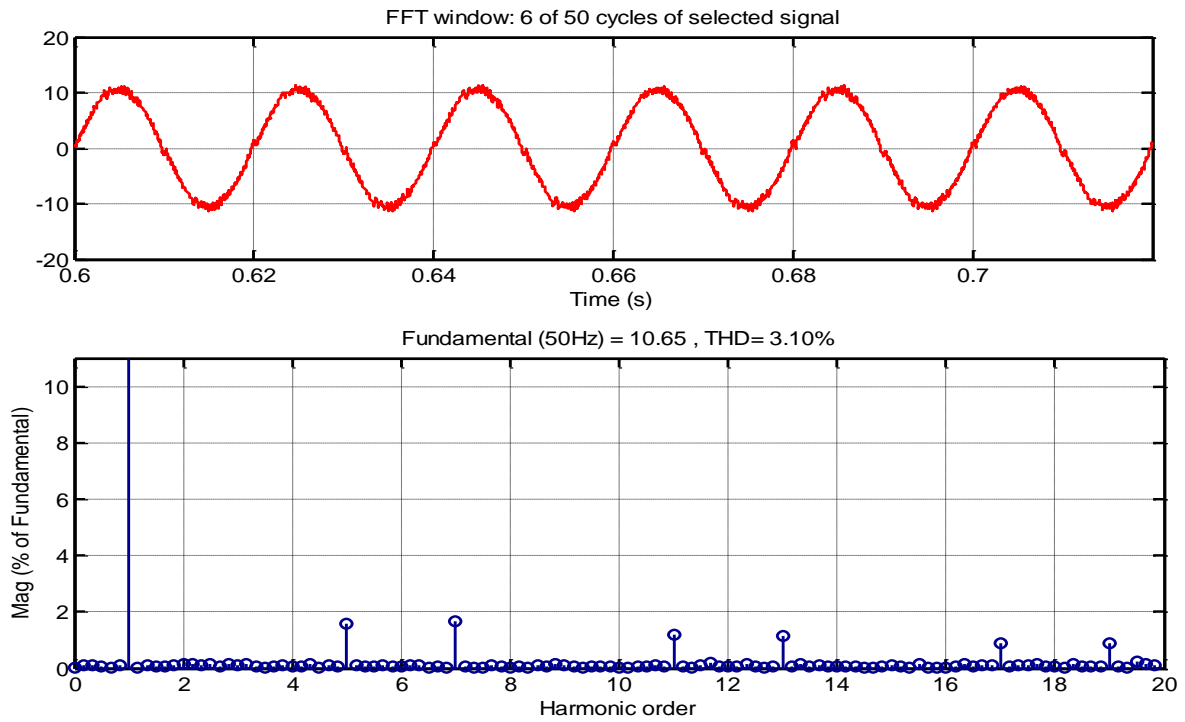


Figure.III.6 : Le courant de ligne i_a et son spectre harmonique.

III.3.8. Résultats de simulation DPC douze secteurs :

a) Conditions d'essai :

- Les paramètres choisis pour la simulation de la commande DPC sont les mêmes utilisés dans la commande par la régulation des courants dans le repère tournant dq .

La Figure III.7 montre la réponse du redresseur commandé par la commande DPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dref} = 600V$ à $v_{dref} = 700V$ à ($t = 0.5s$) et un échelon de puissance réactive ($Q_{rref} = 0 \text{ VAR}$).

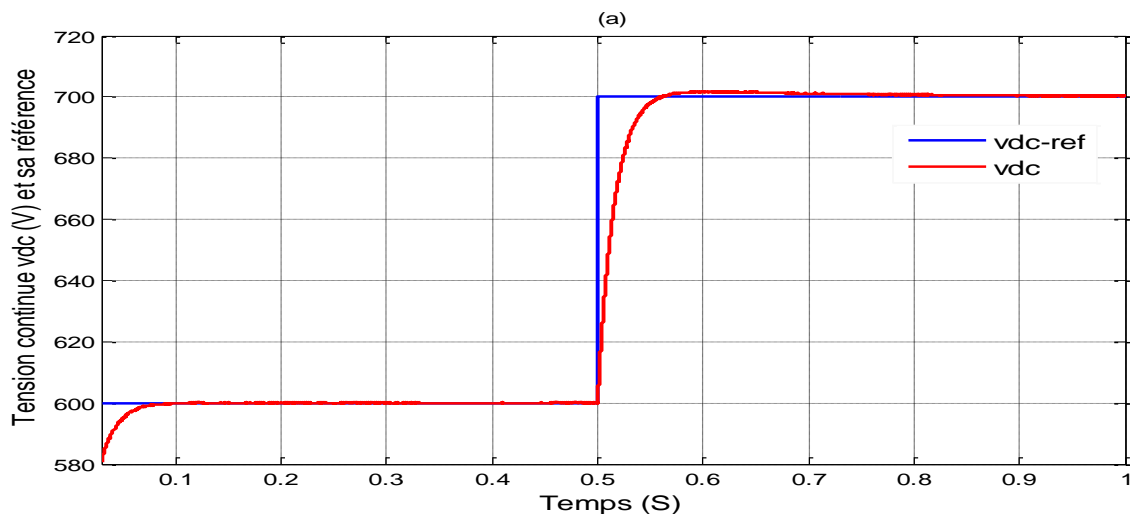


Figure (III-7.a) : l'allure de tension v_{dc} et sa référence

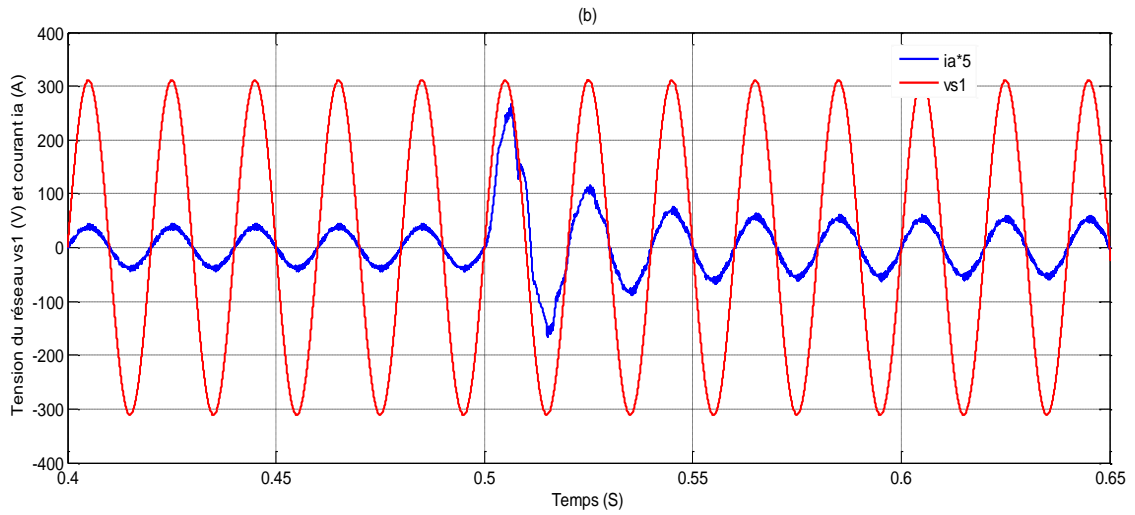


Figure (III-7.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux

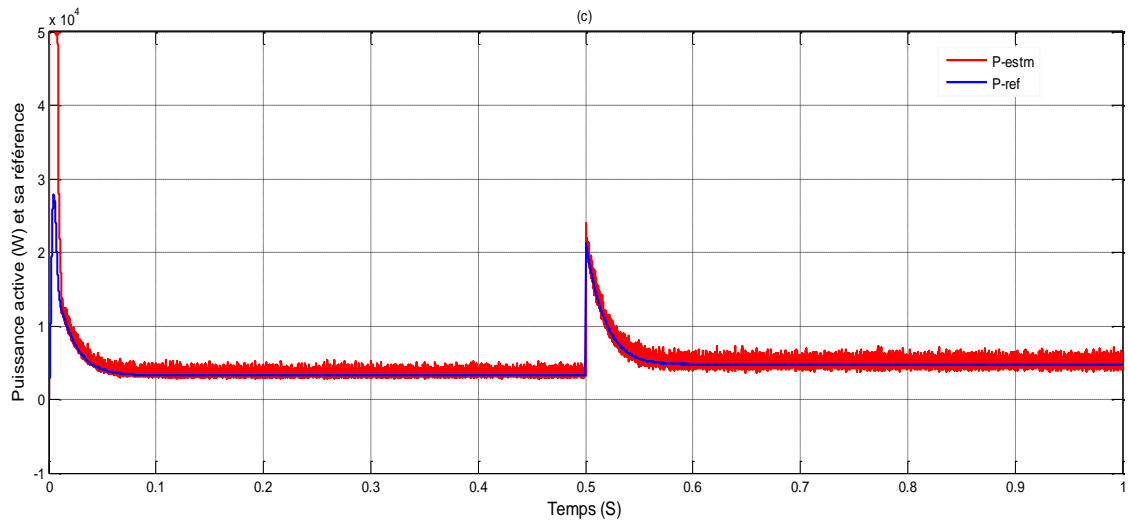


Figure (III-7.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence

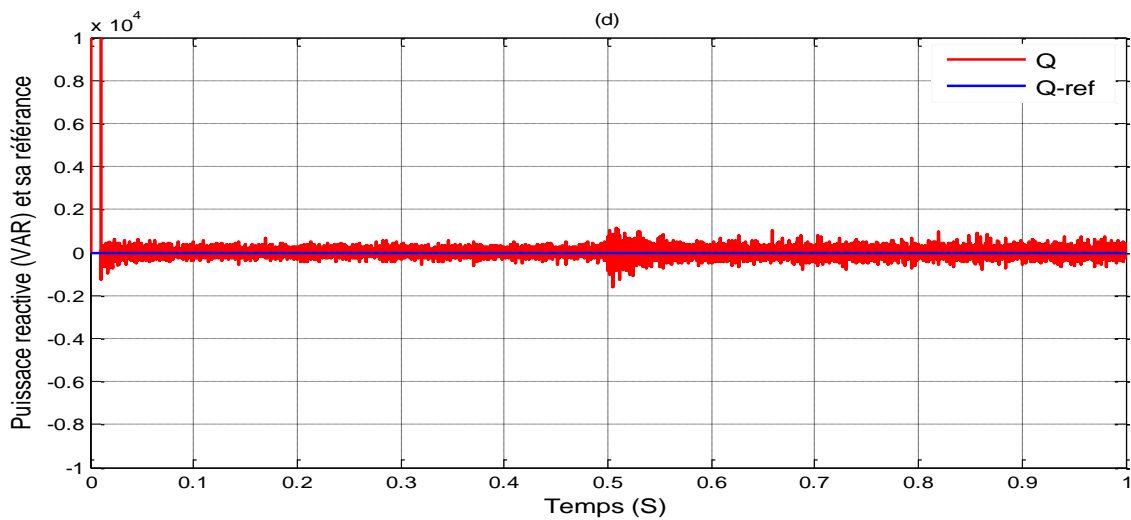


Figure (III-7.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence

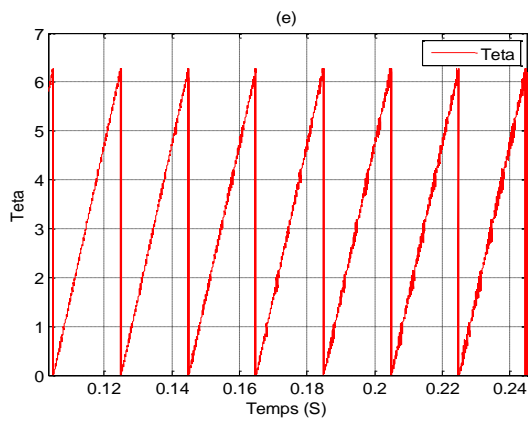


Figure (III-7.e) : l'allure de la position Teta

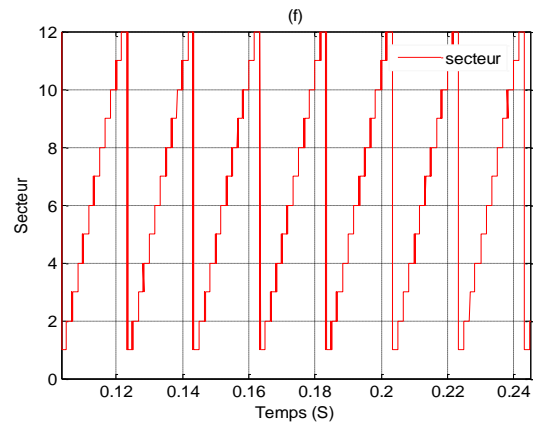


Figure (III-7.c) : l'allure de secteur

Figure III.7 : Performances du redresseur commandé par DPC (douze secteur) lors d'une variation de la tension de référence

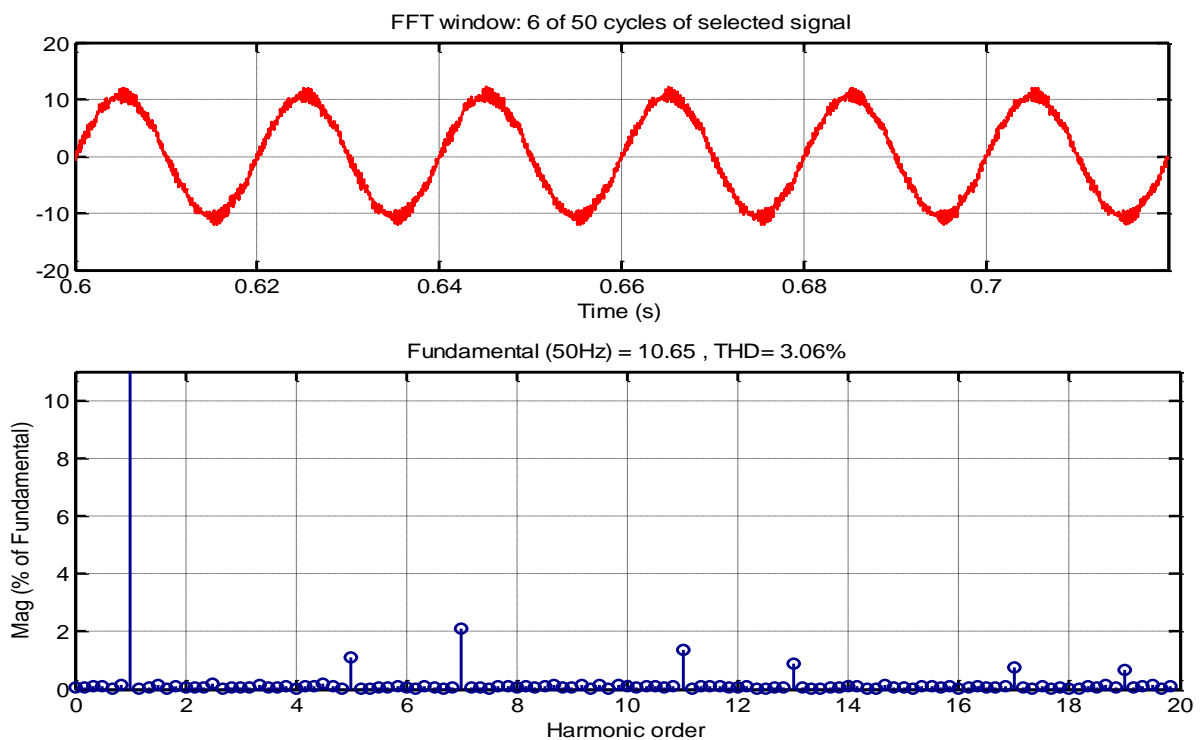


Figure.III.8 : Le courant de ligne i_a et son spectre harmonique.

III.4. Interprétations des résultats :

Les résultats obtenus lors d'un changement de la tension de référence de la sortie pour les deux commandes (six et douze secteur) sont représentées sur les figures (Figure III.5 et Figure III.7), sur lesquelles en remarque que lorsque la tension continue atteint la nouvel référence dans les deux figures la puissance active et le courant de ligne augmentant, mais

toujours la tension et le courant du réseau sont en phase, et donc le facteur de puissance est unitaire ainsi que les courants des lignes sont sinusoïdaux, avant et après le changement de la référence de la tension continue.

L'augmentation de la tension continue influe sur les différentes formes d'ondes, ce qui se traduit par une augmentation de la puissance active et le courant de ligne après un court régime transitoire. L'analyse spectrale du courant de ligne présentée dans les figures (III.6 et III.8), montre que tous les harmoniques de rangs faibles sont bien atténués ce qui donne un THD = (3.10 % et 3.06 %) respectivement. Ce résultat est acceptable.

La commande du redresseur à MLI commandé par la régulation des courants dans le repère tournant garantissent une réponse dynamique rapide, bonne précision et haut comportement statique par l'intermédiaire des boucles de régulation des courants internes utilisent des correcteurs PI qui permettent d'éliminer correctement les erreurs statiques.

Néanmoins, le nombre élevé des capteurs de tension et de courant crée le problème du surcoût de l'installation de ce système.

La DPC résout ce problème de nombre des capteurs par l'intermédiaire de l'estimation de la tension, d'autre part la DPC permet d'obtenir de bonnes formes des courants même quand la tension du réseau est relativement perturbée.

III.5. Conclusion :

Le principe de contrôle direct de puissance, présenté dans ce chapitre, a apporté une solution très intéressante au traitement du problème des harmoniques à la source.

Ce contrôle direct est basé sur l'évaluation instantanée des puissances active et réactive à chaque état de commutation du convertisseur, et ne nécessite aucun capteur de tension AC pour connaître la position de la tension de ligne.

Les résultats de simulation des deux stratégies de commande présentant une réponse transitoire rapide et haut comportement statique et montrent le fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec l'amélioration importante dans la forme des courants et la qualité de la tension continue.

Nous nous intéressons dans le quatre chapitre une nouvelle configuration du contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur à MLI basée sur une stratégie prédictive (PDPC)

Chapitre IV

Chapitre IV

Commande directe de puissance prédictive

IV.1. Introduction :

Les techniques avec un contrôle direct de puissance (DPC) utilisant une table de commutation prédéfinie, d'écrites au chapitre III, ne permettent pas d'imposer de façon explicite des critères ou contraintes sur la qualité des puissances instantanées contrôlées. Cette configuration du DPC possède un inconvénient majeur lié à la périodicité des signaux de commande des interrupteurs, qui n'est pas maîtrisable .De plus ,elle nécessite une fréquence d'échantillonnage élevée pour obtenir un contrôle précis et performant des puissance active et réactive .cependant ,cette fréquence d'échantillonnage est souvent limitée par le calculateur numérique mis en œuvre et conduit à un fonctionnement avec une fréquence de commutation variable , dont la fréquence minimale correspond au temps d'exécution de l'algorithme de contrôle pour remédier à cet inconvénient majeur du DPC avec table de commutation prédéfinie, il s'avère alors nécessaire de développer une nouvelle configuration permettant d'imposer des critères explicites sur la qualité des puissance contrôlées. Afin d'atteindre cet objectif ,nous proposons dans ce chapitre de combiner le principe du DPC avec une stratégie prédictive pour pouvoir imposer préalablement des critères sur la qualité du contrôle des puissance instantanées active et réactive .Cette approche s'intitule commande directe de puissance prédictive et s'identifie par le sigle: PDPC [24].

La prédiction est une notion qui joue un rôle important dans toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire. Dans de nombreuses activités humaines telles que la marche, la conduite d'un automobile ou dans une activité sportive. On cherche à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et les manœuvres à effectuer. C'est sur ce concept intuitif et naturel que se base la commande prédictive [4].

Deux manières de combinaison entre le contrôle direct de puissance et la commande prédictive, est élaborée dans cette partie, l'approche est basée sur l'optimisation d'une fonction de performance pour identifier le vecteur de commande optimal à applique durant chaque période de commutation [29].

IV.2. Philosophie de la commande prédictive :

Cette technique de commande a été inventée par J. Richalet en 1978 et généralisée par D.W. Clarke en 1987 en collaboration avec de grands groupes industriels. La prédiction est une notion qui joue un rôle important dans toute activité dans laquelle on cherche à anticiper une trajectoire afin de prévoir les gestes et manœuvres à effectuer. C'est sur ce concept intuitif et "naturel" que se base la commande prédictive.[34]

La philosophie de la loi de commande prédictive est présentée dans la figure IV.1 [33]. En effet, il est nécessaire au conducteur d'analyser l'état de la route sur un horizon assez éloigné pour déterminer la stratégie de conduite à adopter. Analyser l'état de la route ou prédire le comportement futur relève d'un concept intuitif et naturel.

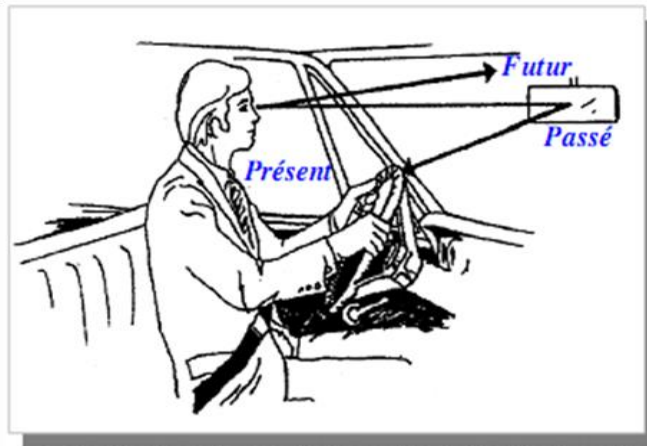


Figure IV.1: Philosophie de la commande prédictive

IV .3. Principe de la commande prédictive :[33-34]

La commande prédictive, appelée aussi compensation ou correction anticipatrice, est une technique de commande avancée. Le principe de cette commande est d'utiliser un modèle dynamique du processus commandé à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé.

Les processus industriels, pour une grande partie d'entre eux, doivent également suivre certaines consignes. Les actions "naturelles" naissant de la volonté de prédiction peuvent être aussi transposées dans cadre de la commande de processus. En effet, les actions déterminées par avance pour un système dynamique peuvent être réparties en deux points:

- L'action liée à la poursuite de trajectoire au cours du temps.

- L'action liée à la stabilisation autour des trajectoires, c'est -à-dire, le rejet de perturbations.

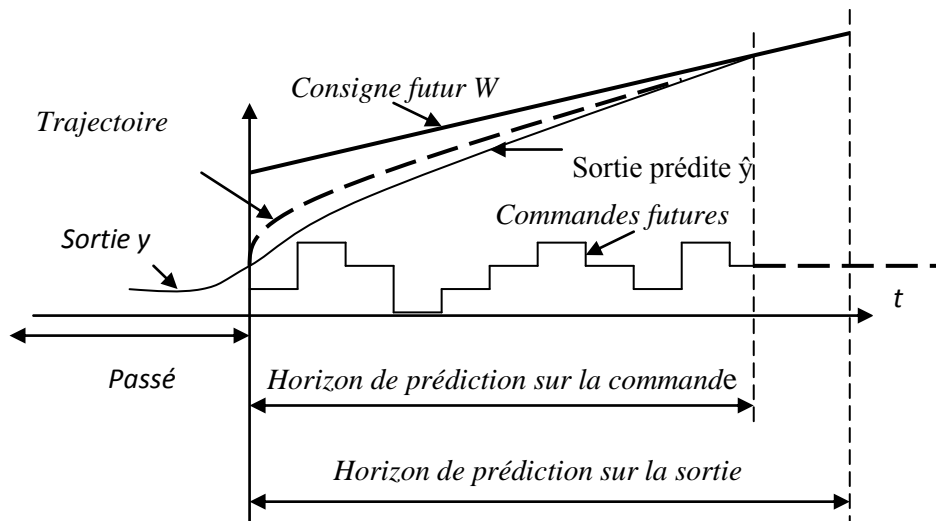


Figure IV.2: Evolution temporelle de la prédiction

Les avantages cités précédemment confèrent à la commande prédictive une grande aptitude pour être appliquée aux convertisseurs statiques de l'électronique de puissance. Pour ces convertisseurs de puissance, il est aisé d'introduire ce genre de commande étant donné le nombre fini de combinaisons topologiques possibles. Ainsi, nous pouvons chercher à déterminer quelle est la meilleure configuration à imposer au sens d'un critère prédéfini.

IV.4. Commande directe de puissance prédictive :

La commande directe de puissance prédictive PDPC est proposée afin d'améliorer la commande directe de puissance, cette stratégie a été présentée dans les travaux [35] pour contrôler le redresseur triphasé à deux niveaux. L'idée principale est de minimiser une fonction coût, cette fonction est basée sur la somme quadratique des écarts de puissance active et réactive et leurs valeurs prédites. Les futures valeurs des puissances sont calculées en utilisant un modèle temporel discret. Les puissances active et réactive sont directement contrôlées en sélectionnant l'état de commutation optimal dans le but d'obtenir une meilleure convergence des puissances active et réactive vers leurs références respectives.

Les avantages principaux de cette stratégie consistent dans l'absence de régulateurs (PI) pour la puissance, de transformation de repères.

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$p_p(k) = T_e \left[v_{s\alpha}(k) \left(\frac{1}{L} (v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k) - Ri_\alpha(k)) + \omega i_\beta(k) \right) + v_{s\beta}(k) \left(\frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta}(k) - Ri_\beta(k)) - \omega i_\alpha(k) \right) \right] + p(k) \quad (IV.9)$$

$$q_p(k) = T_e \left[v_{s\alpha}(k) (\omega i_\alpha(k) - \frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta}(k) - Ri_\beta(k))) + v_{s\beta}(k) \left(\frac{1}{L} (v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha}(k) - Ri_\alpha(k)) + \omega i_\beta(k) \right) \right] + q(k) \quad (IV.10)$$

Il existe huit combinaisons possibles pour les bras de redresseur. Six sur ces huit topologies produisent la tension et sont connues en tant que les états différents de zéro de commutation et deux topologies restantes produisent la tension nulle et sont connues en tant que les états zéro de commutation. Considèrent que toutes les combinaisons possibles avec les vecteurs de tension sont obtenus, sont données dans le tableau (IV.1) [29]

V	F_{11}	F_{21}	F_{31}	$v_{(abc)n}$			Voltage vector V	u_{ca}	$u_{c\beta}$
				v_{an}	v_{bn}	v_{cn}			
V0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V1	1	0	0	v_{dc}	0	0	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$\sqrt{2/3}v_{dc}$	0
V2	1	1	0	v_{dc}	v_{dc}	0	$\left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$v_{dc}/\sqrt{6}$	$v_{dc}/\sqrt{2}$
V3	0	1	0	0	v_{dc}	0	$\left(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$-v_{dc}/\sqrt{6}$	$-v_{dc}/\sqrt{2}$
V4	0	1	1	0	v_{dc}	v_{dc}	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\sqrt{2/3}v_{dc}$	0
V5	0	0	1	0	0	v_{dc}	$-\left(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$-v_{dc}/\sqrt{6}$	$-v_{dc}/\sqrt{2}$

V6	1	0	1	v_{dc}	0	v_{dc}	$-\left(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3}\right)v_{dc}$	$v_{dc}/\sqrt{6}$	$-v_{dc}/\sqrt{2}$
V7	1	1	1	v_{dc}	v_{dc}	v_{dc}	0	0	0

Tableau IV.1 : État des interrupteurs et les vecteurs de tension

Les six vecteurs de tension différents de zéro (V_1 - V_6) peuvent être montrés pour prendre les positions montrées dans la figure (III.4). Les autres des deux vecteurs de tension (V_0, V_7) sont représentées comme des vecteurs qui ont un amplitude nul. [30]

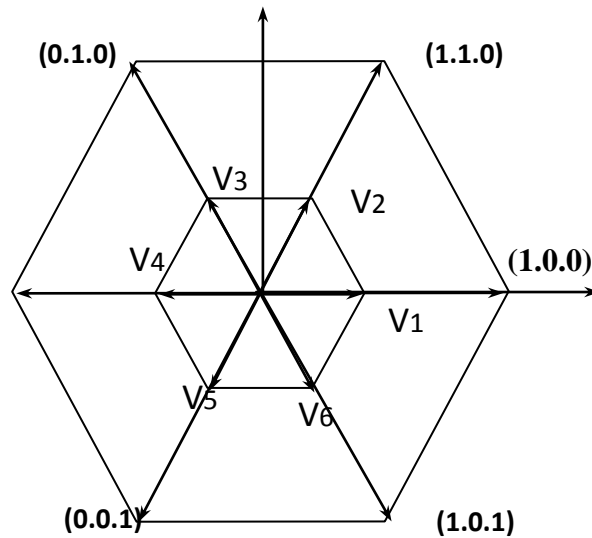


Figure IV.4 : diagramme vectoriel du redresseur

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

$$p_{pi}(k) = T_e \left[v_{s\alpha}(k) \left(\frac{1}{L} (v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha i}(k) - Ri_{\alpha}(k)) + \omega i_{\beta}(k) \right) + v_{s\beta}(k) \left(\frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta i}(k) - Ri_{\beta}(k)) - \omega i_{\alpha}(k) \right) \right] p(k) \quad (\text{IV.11})$$

$$q_{pi}(k) = T_e \left[v_{s\alpha}(k) (\omega i_{\alpha}(k) - \frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta i}(k) - Ri_{\beta}(k))) + v_{s\beta}(k) \left(\frac{1}{L} (v_{s\alpha}(k) - v_{c\alpha i}(k) - Ri_{\alpha}(k)) + \omega i_{\beta}(k) \right) \right] + q(k) \quad (\text{IV.12})$$

IV.4.2. Principe de sélection du vecteur de commande optimal :

La commande PDPC est basée sur l'application d'un seul vecteur de commande durant une période d'échantillonnage. [33] De ce point, elle est similaire au DPC utilisant une table de commutation, sauf que le vecteur de commande appliqué cette fois-ci est optimal .

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

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

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

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

IV.4.2.a. Algorithme de la commande PDPC:

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

La commande prédictive dans ce cas basée sur les données des composantes mesurés des vecteurs de tension $v_{sabc}(k)$, les courants mesuré $i_{sabc}(k)$, la puissance actives $p(k)$, la puissance réactive $q(k)$ avec les références des puissance et la tension continu $V_{dc}(k)$ aussi, en utilisant les deux équations (IV.11) et (IV.12), pour prédit $p_p(k+1)$ et $q_p(k+1)$ pour ce vecteur de tension $v_{ci}(k)$ où $v_c = [v_1, \dots, v_7]$, le principe est illustrée sur la figure (IV.5).

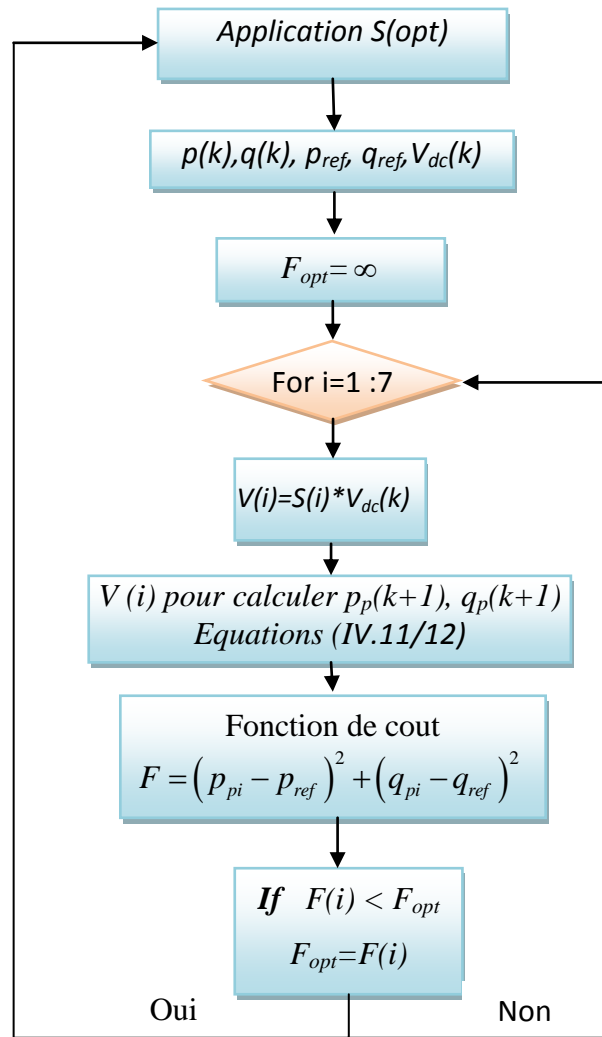


Figure IV.5 : Algorithme de la commande prédictive DPC

IV.5. Résultats de simulation :

Les paramètres choisis pour la simulation de la commande PDPC sont les mêmes que ceux utilisés précédemment.

La Figure (IV.6) montre la réponse du redresseur commandé par la PDPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de $v_{dc_ref} = 600V$ à $v_{dc_ref} = 700V$ à $t = 0.5s$ et un échelon de puissance réactive ($Q_{ref} = 0 \text{ VAR}$).

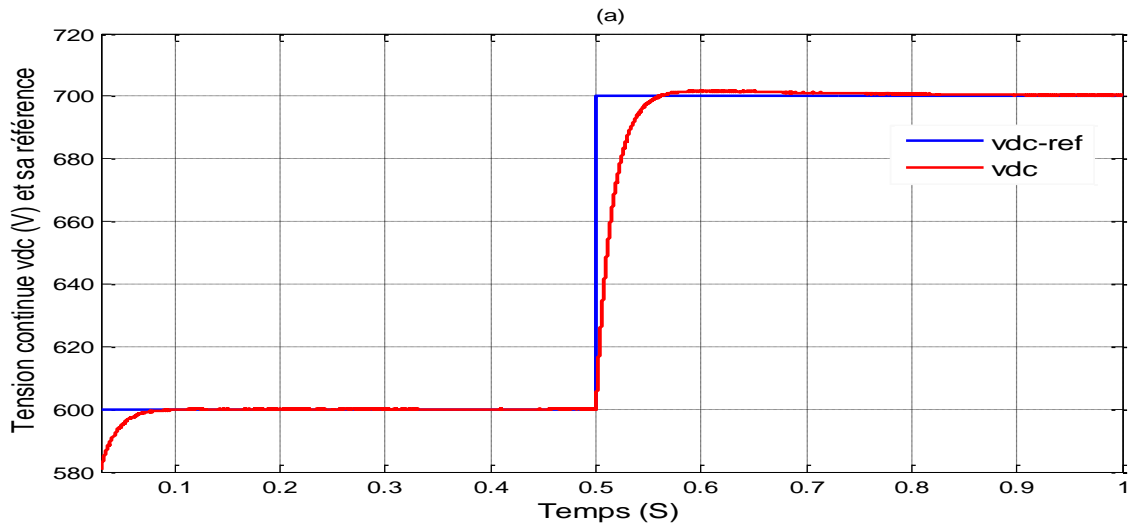


Figure (IV-6.a) : l'allure de tension vdc et sa référence

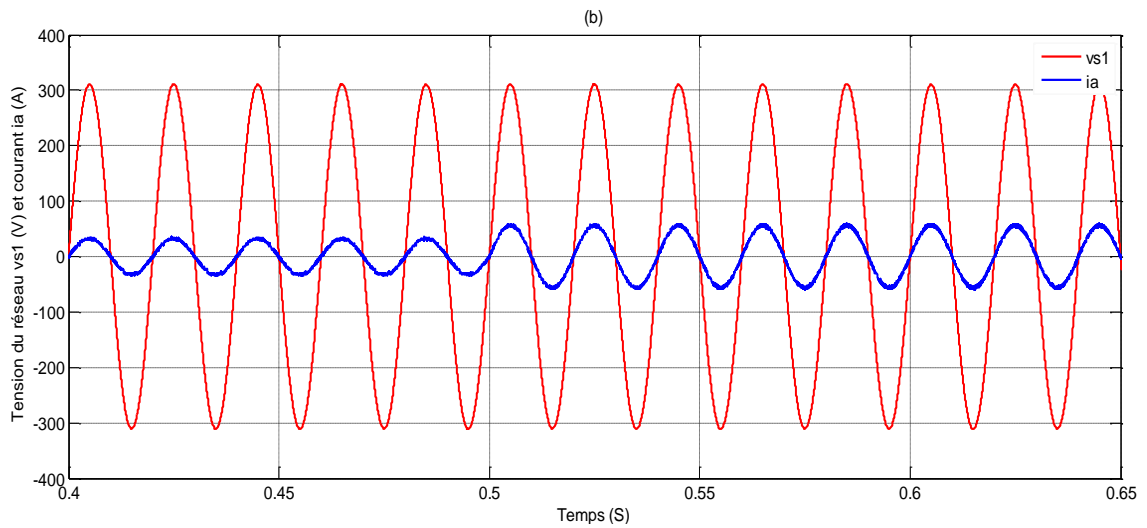


Figure (IV-6.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux

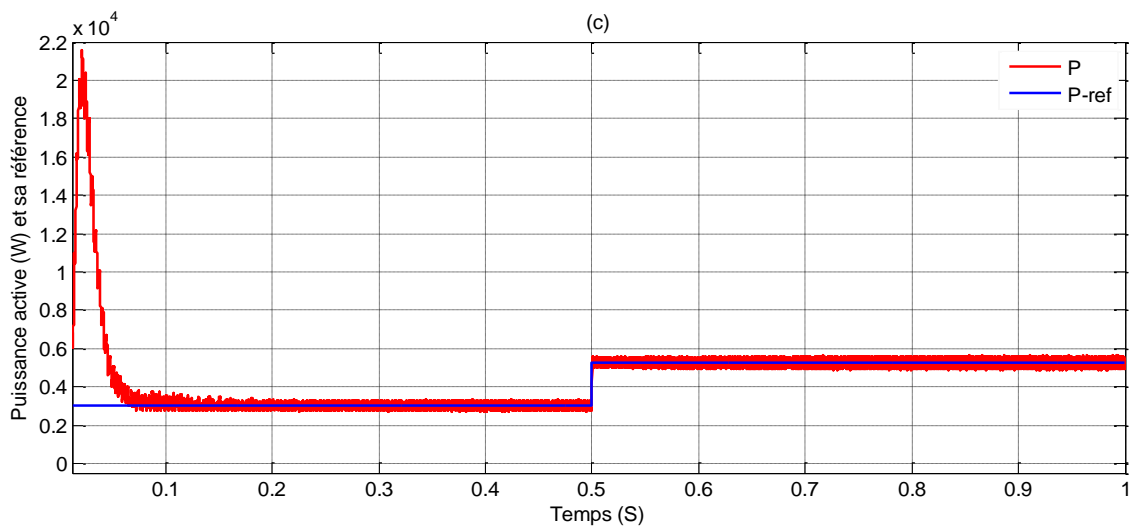


Figure (IV-6.c) : l'allure de puissance active estimée et sa référence

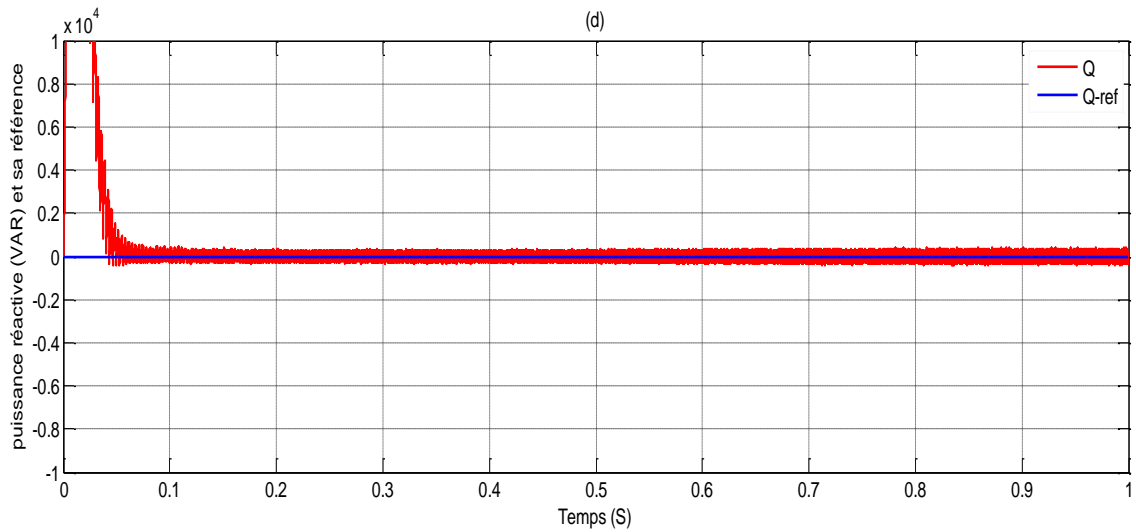


Figure (IV-6.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence

Figure IV.6 : Performances du redresseur commandé par PDPC lors d'une variation de la tension de référence

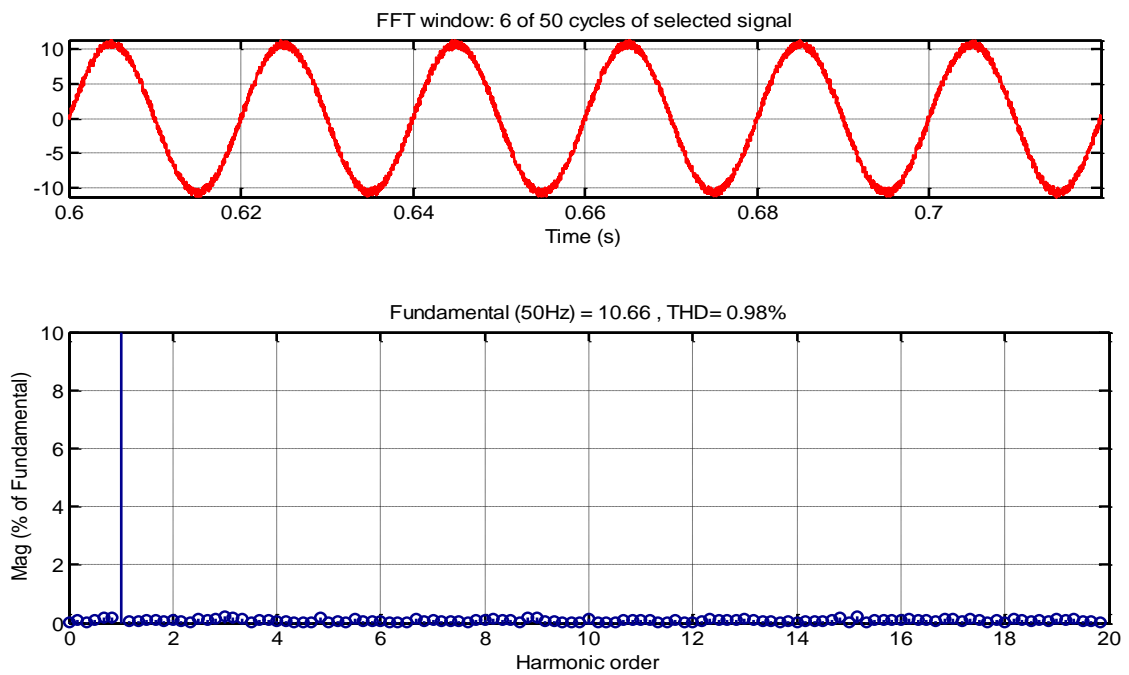
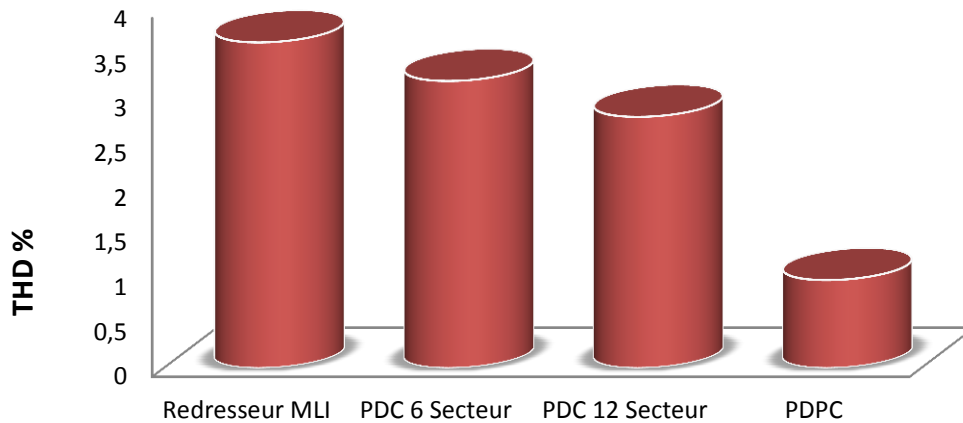


Figure IV.7 Le courant de ligne i_a et son spectre harmonique.

IV.6. Etude comparative :

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



Méthode de Commande

FigureIV.8 : comparaison entre les techniques du contrôle valeur du THD

La figure (IV.8.) montre les valeurs du THD obtenu en régime permanent pour les quatre modes de contrôle. Toutes ces commandes donnent des valeurs de THD acceptables inférieurs à 4%. Nous remarquons aussi la supériorité de la commande PDPC par rapport aux autres commandes, en effet, elle est capable de réduire le THD à une faible valeur de l'ordre de 0.98 %. La figure (IV.6.C) présente l'allure de puissances obtenue pour la commande prédictive, on constate bien que la commande PDPC présente la plus faible ondulation.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons proposé une stratégie de commande prédictive PDPC. A cet effet, l'approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal qui doit être appliqué durant chaque période d'échantillonnage, afin d'optimiser une fonction de cout qui basée sur la somme quadrature des écarts entre les puissances active et réactive et leurs valeurs de références.

Les résultats de simulation obtenus aussi bien en régime permanent que en transitoire sont présentés dans ce chapitre. Ils montrent la faisabilité de cette approche prédictive développée et valident ainsi les algorithmes de commande élaborés. De bonnes performances sont obtenues en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas de de taux distorsion harmonique de courant qui est bien aux autres techniques. On note le réglage appréciable des puissances instantanées active et réactive et de la tension du bus continu.

Conclusion générale

Dans ce travail, nous nous sommes intéressé aux principes de fonctionnement et de contrôle d'un convertisseur AC/DC de courant associé à un réseau électrique équilibré contrôlé par des trois techniques de commande différents. La stratégie de commande par la régulation des courants dans le repère tournant dq, la stratégie de commande directe de puissance DPC pour les 12 et 6 secteurs et aussi la stratégie de commande prédictive PDPC.

La premier partie de ce travail, a été consacrée à l'étude de commande par la régulation des courants dans le repère tournant a l'avantage que les grandeurs régulées sont des grandeurs continues mais cette Commandé présente certains inconvénients (Bloc de modulation , capteur de tension, contrôle complexe, boucles internes de courant,...).

La deuxième partie de ce travail, a été consacrée à l'étude de ce nouveau contrôle proposé. Cette structure de commande, appelée commande directe de puissance (DPC), est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées. Contrairement aux méthodes traditionnelles qui nécessitent une boucle de régulation de courant, cette technique de contrôle des convertisseurs AC/DC sans capteur repose sur l'estimation de la tension de ligne. En utilisant la DPC, on peut contrôler l'échange d'énergie entre le redresseur et le réseau électrique donc on peut travailler avec un facteur de puissance unitaire en imposant la puissance réactive à une valeur nulle. Après une modélisation de l'ensemble du système de puissance avec ces commandes, nous avons mis au point une simulation avec le logiciel MATLAB (SIMULINK). Les résultats de simulation des deux stratégies de commande présentant une réponse transitoire rapide et haut comportement statique et montrent le fonctionnement à facteur de puissance unitaire avec l'amélioration importante dans la forme des courants et la qualité de la tension continue. L'analyse spectrale du courant de ligne montre que tous les harmoniques de rang faibles sont bien atténués ce qui donne un THD proche des 4 %.

Nous avons proposé aussi une stratégie de commande prédictive PDPC. A cet effet, l'approche est basée sur la sélection du vecteur de commande optimal qui doit être appliqué durant chaque période d'échantillonnage, afin d'optimiser une fonction de cout qui basée sur la somme quadrature des écarts entre les puissances active et réactive et leurs valeurs de références. Les résultats de simulation obtenus aussi bien, de bonnes performances sont

obtenues en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas de de taux distorsion harmonique de courant qui est bien aux autres techniques, elle est capable de réduire le THD à une faible valeur de l'ordre de 0.98 % avec meilleure convergence des puissances active et réactive vers leurs références respectives.

PERSPECTIVES

Les suites à donner à ce travail sont multiples, mais il conviendra dans un premier temps de réduire les imperfections inhérents à l'algorithme que nous avons utilisé qui sont essentiellement dus :

- ✓ L'étude et l'application d'autres convertisseurs de niveaux supérieurs tels que trois et cinq niveaux.
- ✓ L'insertion du redresseur à MLI avec la stratégie de commande dans le système de conversion d'énergie éolienne.
- ✓ Réalisation de commande prédictive avec fréquence de commutation constante.
- ✓ Implémentation pratique des algorithmes de commande.

Références Bibliographiques

- [1] **A. BOULAHIA**. "Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique". Mémoire de Magister en électrotechnique Université de Constantine Avril 2009
- [2] **S. NOUI** , " Etude et Réalisation d'un Redresseur à MLI Commandé par DSP. Application à l'alimentation d'un Onduleur Á Trois Niveaux ", Mémoire de magister , Ecole Militaire polytechnique (EMP), Alger, 2004.
- [3] **B. KORICH** , " Commande D'un Convertisseur AC/DC Triphasé à quatre bras En Régime Déséquilibré ", Mémoire de magister , Ecole Militaire Poly technique (EMP), Alger, 2009.
- [4] **A. BOUAFIA , F. KRIM , J. GAUBERT** , " Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, pp. 1945–1955, JANUARY. 2010.
- [5] **M. MALINOWSKI, M.P. KAZMIERKOWSKI, A. TRZYNADLOWSK** " Review and comparative study of control techniques for three-phase PWM rectifiers " ,Science Direct , M. Malinowski et al. / Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 349–36 03 , 2003
- [6] **B. MANSOUR, S. BARKAT**, "Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant la Commande Non Linéaire Adaptative" Le Premier Séminaire National sur le Génie Electrique Appliqué aux Energies Renouvelables Chlef _ ALGERIE janvier 2010.
- [7] **L. BELHADJI**, « Commande Directe de Puissance Basée sur le Flux Virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans Capteur de Tension » Mémoire de magister , Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2007.
- [8] **M. TEDJANI**, «Gestion des flux énergétiques dans un système de conversion éolienne» Mémoire de magister , Université. d'Annaba 2011.
- [9] **F. HAMOUDI**, " Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunt à Quatre Fils ", Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2008.
- [10] **H. KOURA**, "Application d'une Filtre Série au Tension au Contrôle de la Tension d'un Réseau Basse Tension", Mémoire de magister, Université de Batna 2006.
- [11] **A. DE BERNARDINIS**, " Etude et Optimisation d'un Ensemble Alternateur a Aimants / Redresseur Commande. Application a un Véhicule Hybride ", Thèse de doctorat, L'Institut National Polytechnique de Lorraine , 2000.
- [12] **Z. LOUNIS**, " Apports Des Techniques de Câblages Laminaires Dans Un Onduleur a IGBT de Moyenne Puissance", Thèse de doctorat, Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine ,2000.
- [13] **B. BOSE** "An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive System" IEEE Transactions on Industrial Electronics ,Vol. 37, No. 5, pp. 402-408,1990.

-
- [14] **H. DENNOUN**, " Contribution à l'étude des redresseurs à MLI à facteur de puissance unitaire", Mémoire de magister, Ecole Militaire poly technique (EMP), Alger, 2001.
- [15] **D.MIN, H.YOUM et H.KWON** « SVM-based hysteresis current controller for three phase PWM rectifier » .IEE, N° 2, vol 146, Mars 1999.
- [16] **L. HUA, L.HE, B.WANG** " The Research of Three Phase Voltage PWM Rectifier Based on Variable-Structure Control", IEEE International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation (ICICTA.2008),N-978-0-7695-3357-5/08 ,2008.
- [17] **A.BOUHALI** "Contribution des convertisseurs multi niveaux au raccordement de la production d'origine éolienne sur un réseau électrique " Thèse de doctorat, Ecole Nationale Polytechnique (ENP), Alger, 2007.
- [18] **A.BOUAFIA , F. KRIM , J. GAUBERT** , " Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using space-vector modulation (SVM)", IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, pp. 1945–1955, JANUARY. 2010.
- [19] **N. IDIR** " Réduction des perturbations électromagnétiques dans un variateur de vitesse " Mémoire de Master Recherche , Université de sciences et technologies de Lille, 2009.
- [20] **J. Fadat, Y. Dorali** : "Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [21] **T.Ohnuki, O.Miyashita, P.Lataire, G.Maggetto**, "Control of a Three-Phase PWM Rectifier Using Estimated AC-Side and DC-Side Voltages" *IEEE Trans, Power Electronics, Vol. 14, No. 2, March 1999.*
- [22] **T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi**, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Trans. Ind. Application, vol. 34, pp. 473–479, May/June 1998.*
- [23] **M.AISSANI, S. MITT** "Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI" *Mémoire de PFE ingénieur EMP, ALGER, 2005.*
- [23] **M. Liserre**: "*Innovative control techniques of power converters for industrial automation*", Thèse de Doctorat, Politecnico Di Bari, Italie, Décembre 2001.
- [24] **J. Fadat, Y. Dorali** : "Redresseur à absorption de courants sinusoïdaux: commande dans le repère triphasé", 3EI, no. 52, pp. 46-59, Mars 2008.
- [25] **P. Antoniewicz**. "Predictive Direct Power Control of a Rectifier". *Conférence Pelincec 2005, Varsovie (Pologne), Octobre 2005.*
- [26] **X.GUILLAUD** « La modélisation et la commande des redresseurs de courant à interrupteurs bicommandables » Thèse doctorat: Université des sciences et technologie de LILLE, 1992.
- [27] **P.RIOUAL, H. POULIQUEN, J-P. LOUIS**, " Control of a PWM rectifier in the unbalanced state by robust voltage regulation ",The European Power Electronics Association, , N°13-169,1993.
-

- [28] **S. BOUCHAKOUR,** " Commande Directe de Puissance d'un Convertisseur AC/DC Triphasé Sans Capteurs de Tension" in école militaire e poly technique jun. 2005.
- [29] **S.BENGANA,**" Stratégie de contrôle de puissance d'un redresseur PWM Triphasé" in université Kasdi Merbah ouargla jun 2013.
- [30] **J.A.Restrepo, J.M. Aller, A.Bueno, J.C.Viola, A.Berzoy,.** «Direct Power Control of a Dual Converter Operating as Synchronous Rectifier.» IEEE TRANS ON POWER ELECTRONICS. 2010.
- [31] **M.Malinowski, S.Stynski, W.Kolomyjski, et M.P.Kazmierkowski.** «Control of Three-Level PWM Converter Applied to Variable-Speed-Type Turbines.» IEEE TRANS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. Vol. 56. n° 1 . january 2009.
- [32] **M. Sc. Mariusz Malinowski.** «Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers Thesis supervisor.» Warsaw University of Technology. 2001
- [33] **M.Cichowlas,M.Malinowski,M P.Kazmierkowski,D L .Sobczuk, P. Rodriguez, and j.Pou,"**Active filtering Function of Three-phase PWM Boost Rectifier under different line voltage condition ",IEEE Transformation on Industrial Electronics ,2005
- [34] **L.zakaria.** «Commande prédictive non linéaire de la machine à induction». mémoire de majester, Université d'Oum El Bouaghi. 2009.
- [35] **A. Merabet.** «Commande non linéaire à modèle prédictif pour une machine asynchrone». Thèse doctorat, Université du Québec Mai 2007

Annexe

1 - Calcul de la puissance active :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{s3} = \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = P[\theta]^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \\ i_{s3} = \begin{bmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{bmatrix} = P[\theta]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \end{array} \right. \quad \theta = \omega t$$

Le calcul de la puissance s'obtient au moyen de la formule classique :

$$\begin{aligned} P &= v_{s1}i_{res1} + v_{s2}i_{res2} + v_{s3}i_{res3} = (v_{s3})^t (i_{s3}) \\ &= \left(P[\theta]^{-1} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \right)^t \left(P[\theta]^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) \\ &= 3/2 [v_d i_d + v_q i_q] \end{aligned}$$

On peut faire l'équivalence avec la puissance active dissipée coté charge, dans l'hypothèse où l'on néglige les pertes dans le convertisseur, soit :

$$P = -v_c i_s = 3/2 [v_d i_d + v_q i_q]$$

2 - Calcul de la puissance réactive :

A partir de la formule de la puissance active au moyen des composantes de park, la puissance réactive est déduite en remplaçant le courant réseau par le courant en quadrature (-90 degrés) dans le repère dq.

$$Q = 3/2 [v_d i_q - v_q i_d]$$

Une seconde possibilité est d'utiliser la tension en quadrature (90 degrés), la puissance obtenue est alors équilibrée. Pour le calcul de la tension en quadrature, on utilise les tensions composées du réseau

$$\begin{aligned}
Q &= i_{res1} \left(\frac{v_{s3} - v_{s2}}{\sqrt{3}} \right) + i_{res2} \left(\frac{v_{s1} - v_{s3}}{\sqrt{3}} \right) + i_{res3} \left(\frac{v_{s2} - v_{s1}}{\sqrt{3}} \right) \\
&= \begin{pmatrix} i_{res1} \\ i_{res2} \\ i_{res3} \end{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} \\
&= \left[P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \right]^t \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P[\theta]^{-1} \begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} \end{bmatrix} \\
&= 3/2 [v_d i_q - v_q i_d]
\end{aligned}$$

3. Commande Directe de Puissance

3.1. Puissance instantanée :

❖ *Démonstration de l'équation de la puissance réactive instantanée:*

$$\begin{aligned}
q &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left[3L \left(\frac{di_{res1}}{dt} i_{res3} - \frac{di_{res3}}{dt} i_{res1} \right) - v_{dc} (F_{11}(i_{res2} - i_{res3}) + F_{21}(i_{res3} - i_{res1}) + F_{31}(i_{res1} - i_{res2})) \right] \\
q &= q_s + q_L
\end{aligned}$$

Tel que q : la puissance réactive totale.

q_L : la puissance réactive dans les inductances

q_s : la puissance réactive à l'entrée de convertisseur.

On sait que la puissance réactive est égale au produit vectoriel entre la tension et le courant.

Donc

$$q_L = v_L \wedge I_S$$

Tel que v_L tension aux bornes de l'inductance, I_S courant de ligne,

$$\text{Avec;} \quad [v_L] = \begin{bmatrix} v_{La} \\ v_{Lb} \\ v_{Lc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

$$\text{Ce qui donne} \quad q_L = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ v_{La} & v_{Lb} & v_{Lc} \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}$$

Alors :
$$q_L = \vec{i}(v_{Lb}i_c - v_{Lc}i_b) - \vec{j}(v_{La}i_c - v_{Lc}i_a) - \vec{k}(v_{La}i_b - v_{Lb}i_a)$$

Le système en équilibre, alors ;

$$\begin{aligned} v_{Lc} &= -v_{La} - v_{Lb} \\ i_c &= -i_a - i_b \end{aligned}$$

On aura

$$q_L = \vec{i}[(-v_{Lb} - v_{Lc})i_c - v_{Lc}(i_a - i_c)] - \vec{j}(v_{La}i_c - v_{Lc}i_a) + \vec{k}[v_{La}(-i_a - i_c) - (-v_{La} - v_{Lc})i_a]$$

D'où

$$q_L = (v_{La}i_c - v_{Lc}i_a)(-\vec{i} + \vec{j} - \vec{k})$$

Le module de q_L est :

$$q_L = \sqrt{3}(v_{La}i_c - v_{Lc}i_a)$$

Puisque:
$$\begin{cases} v_{La} = L \frac{di_a}{dt} \\ v_{Lb} = L \frac{di_c}{dt} \end{cases} \Rightarrow q_L = \sqrt{3}L \left(\frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right)$$

$$q_s = v_s \wedge I_s$$

Tel que v_s tension d'entrée du redresseur

Avec;
$$v_s = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} \quad et \quad i = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}$$

Ce qui donne
$$q_s = \begin{bmatrix} \vec{i} & \vec{j} & \vec{k} \\ v_{sa} & v_{sb} & v_{sc} \\ i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}$$

Et donc :

$$q_s = \vec{i}(v_{sb}i_c - v_{sc}i_b) - \vec{j}(v_{sa}i_c - v_{sc}i_a) - \vec{k}(v_{sa}i_b - v_{sb}i_a)$$

Le système en équilibrée

$$\begin{aligned} v_{sc} &= -v_{sa} - v_{sb} \\ i_c &= -i_a - i_b \end{aligned}$$

Cela nous donne :

$$q_s = \vec{i}[(-v_{sb} - v_{sc})i_c - v_{sc}(i_a - i_c)] - \vec{j}(v_{sa}i_c - v_{sc}i_a) + \vec{k}[v_{sa}(-i_a - i_c) - (-v_{sa} - v_{sc})i_a]$$

D'où
$$q_L = (v_{La}i_c - v_{Lc}i_a)(-\vec{i} + \vec{j} - \vec{k})$$

Le module de q_s sera : $q_s = \sqrt{3}(v_{sa}i_c - v_{sc}i_a)$

Puisque, d'après la matrice de conversion on a :

$$\begin{bmatrix} v_{c1} \\ v_{c2} \\ v_{c3} \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11} \\ F_{21} \\ F_{31} \end{bmatrix}$$

$$\text{On aura : } q_s = \sqrt{3} \frac{v_{dc}}{3} \left[(2F_{11} - F_{21} - F_{31})i_c - (-F_{11} - F_{21} + 2F_{31})i_a \right]$$

$$\text{Donc : } q_s = \sqrt{3} \frac{v_{dc}}{3} \left[F_{11}(2i_c + i_a) + F_{21}(i_a - i_c) + F_{31}(-2i_a - i_c) \right]$$

L'équilibre en courant nous permet d'écrire :

$$q_s = -\sqrt{3} \frac{v_{dc}}{3} \left[F_{11}(i_b - i_c) + F_{21}(i_c - i_a) + F_{31}(i_a - i_b) \right]$$

$$\text{Puisque : } q = q_L + q_s$$

L'équation finale sera :

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[3L \left(\frac{di_{res1}}{dt} i_{res2} - \frac{di_{res3}}{dt} i_{res1} \right) - v_{dc} (F_{11}(i_{res2} - i_{res3}) + F_{21}(i_{res3} - i_{res1}) + F_{31}(i_{res1} - i_{res2})) \right]$$

❖ *Démonstration de l'équation de la puissance active instantanée:*

$$p = L \left(\frac{di_{res1}}{dt} i_{res1} + \frac{di_{res2}}{dt} i_{res2} + \frac{di_{res3}}{dt} i_{res3} \right) + v_{dc} (F_{11}i_{res1} + F_{21}i_{res2} + F_{31}i_{res3}) = q_L + q_s$$

Tel que q : la puissance réactive totale.

q_L : la puissance réactive dans les inductances

q_s : la puissance réactive à l'entrée de convertisseur.

On sait que la puissance active est égale au produit scalaire entre la tension et le courant.

Donc

$$p_L = v_L i_{res}$$

On aura :

$$p_L = v_{La}i_{res1} + v_{Lb}i_{res2} + v_{Lc}i_{res3}$$

Ce qui donne :

$$p = L \left(\frac{di_{res1}}{dt} i_{res1} + \frac{di_{res2}}{dt} i_{res2} + \frac{di_{res3}}{dt} i_{res3} \right)$$

$$p_s = v_{dc} i_{rd}$$

Avec :

$$i_{red} = F_{11}i_{res1} + F_{21}i_{res2} + F_{31}i_{res3}$$

Donc : $p_s = v_{dc} (F_{11}i_{res1} + F_{21}i_{res2} + F_{31}i_{res3})$

Alors : $p = L \left(\frac{di_{res1}}{dt} i_{res1} + \frac{di_{res2}}{dt} i_{res2} + \frac{di_{res3}}{dt} i_{res3} \right) + v_{dc} (F_{11}i_{res1} + F_{21}i_{res2} + F_{31}i_{res3})$

3.2 Estimation de la puissance instantanée :

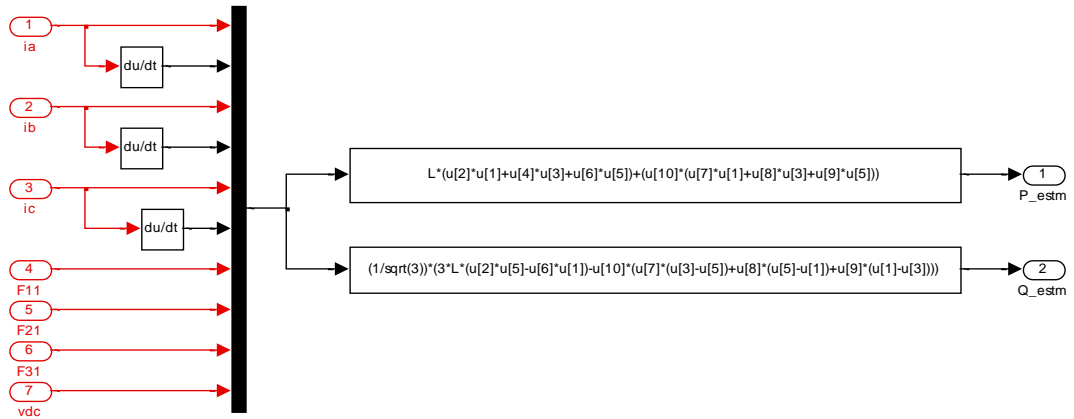


schéma bloc d'estimation des puissances instantanées

6.3 Estimation de la tension de ligne

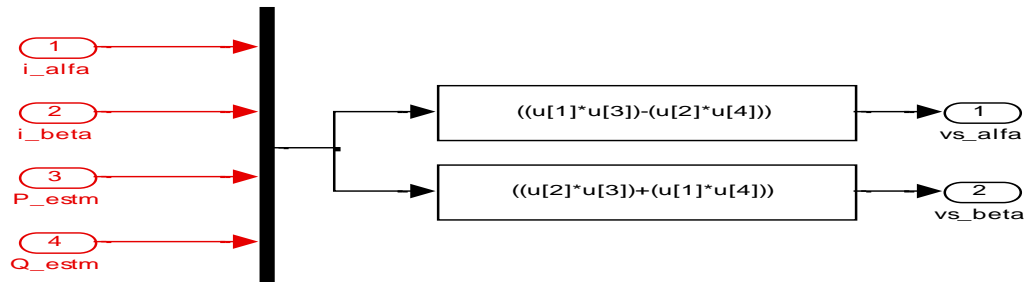


Schéma bloc d'estimation de la tension de ligne.

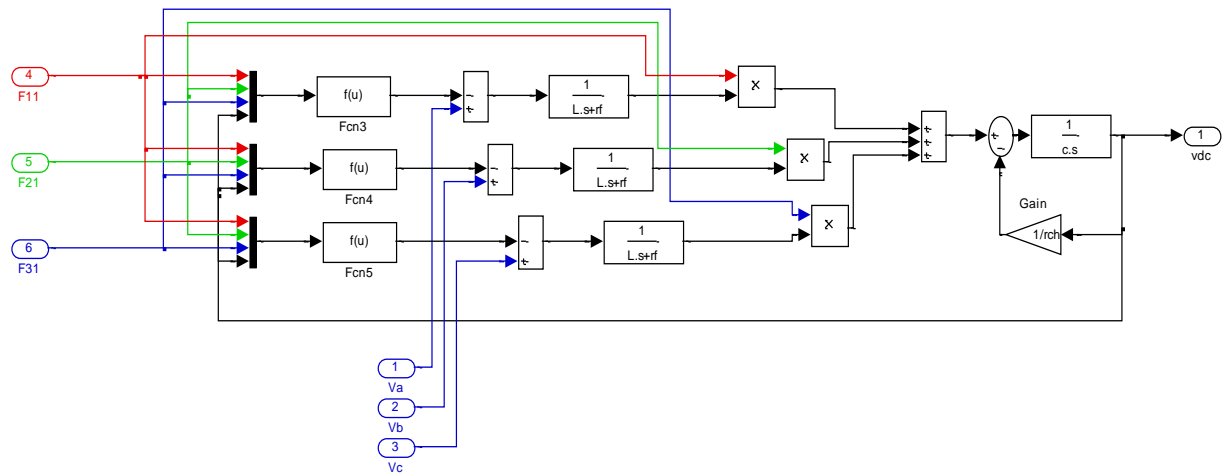
Fonction de transfert en boucle interne :

$$G_{boi}(p) = \frac{i_{res}}{v_s - v_c} = \frac{1}{r(1 + T_n \cdot p)} \quad \text{avec} \quad T_n = \frac{l}{r}$$

Fonction de transfert en boucle externe :

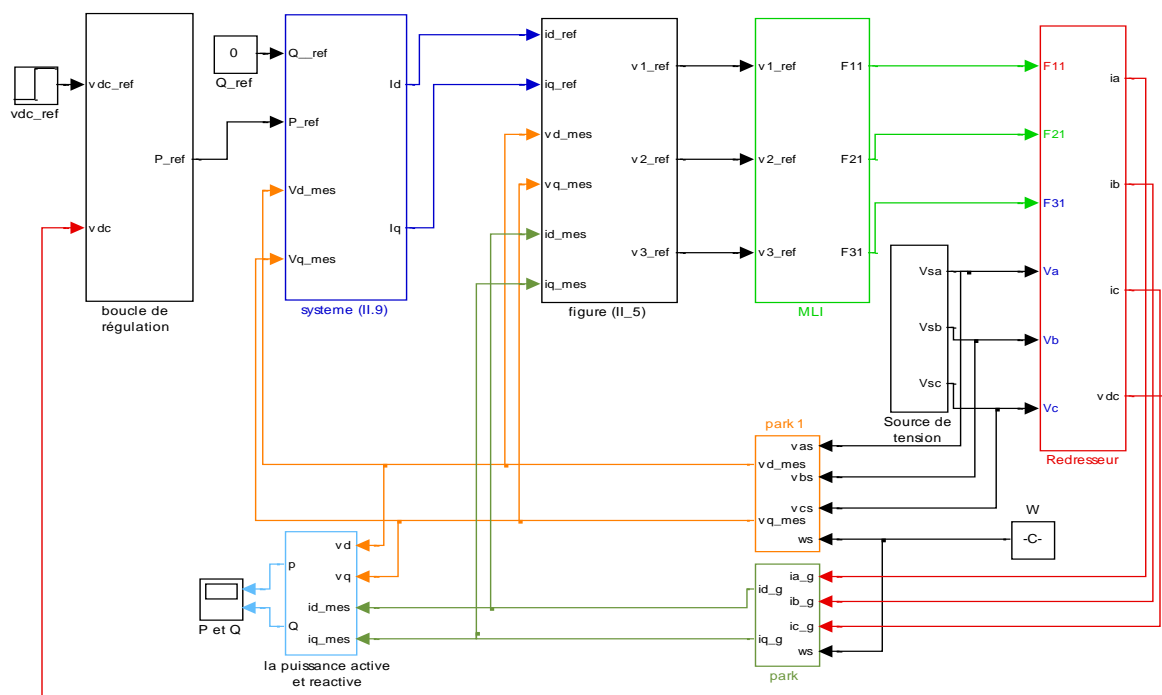
$$G_{boe} = \frac{V_{dc}(p)}{i_{dc}(p)} = \frac{R_{ch}}{(1 + T_c \cdot p)} \quad \text{avec} \quad T_c = R_{ch} \cdot c$$

6.4 Modèle de simulation du redresseur à MLI



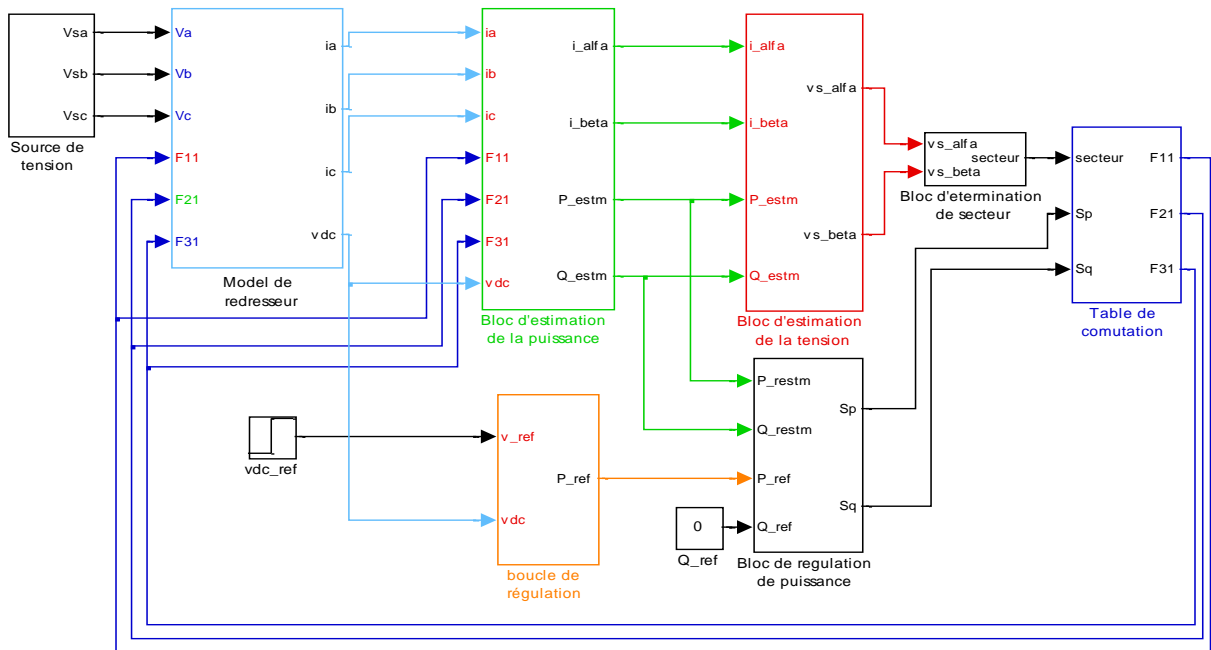
Modèle de simulation du redresseur à MLI dans les coordonnées triphasées

❖ Simulation de la redresseur à MLI dans le repère dq



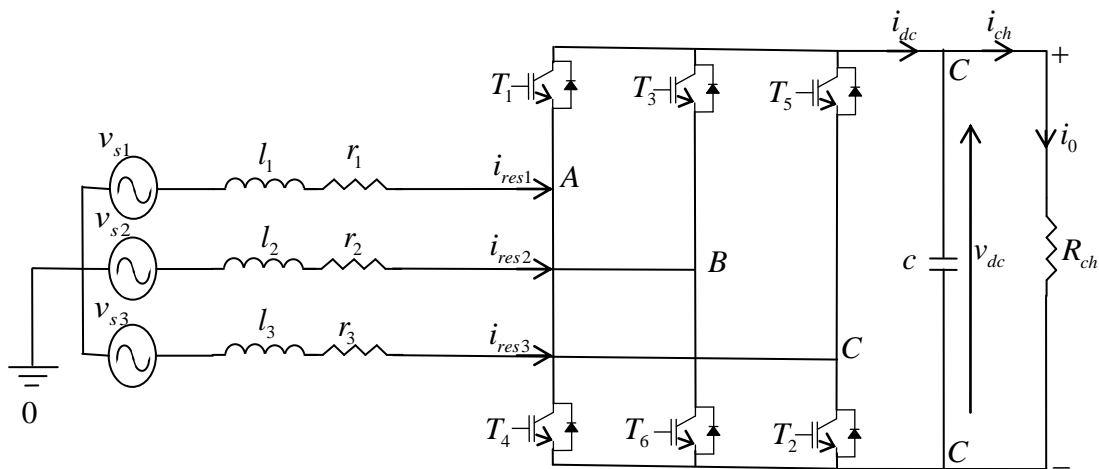
Modèle de simulation de la redresseur à MLI dans le repère dq

❖ Simulation de la DPC



Modèle de simulation de la DPC

L'analyse du redresseur MLI triphasée:



Le circuit principal du redresseur MLI triphasée

Base sur le loi tension de Kirchhoff, tensions triphasées peuvent être calculées comme suit:

$$U_{AO} = U_A - U_O = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_{s1}$$

$$U_{BO} = U_B - U_O = Ri_B + L \frac{di_B}{dt} + v_{s2}$$

$$U_{CO} = U_C - U_O = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_{s3}$$

Sommation ces tensions triphasées:

$$U_{AO} + U_{BO} + U_{CO} = U_A + U_B + U_C - 3U_0 = R(i_a + i_b + i_c) + L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} \quad (3)$$

Pour un système triphasé équilibrés,

$$U_{AO} + U_{BO} + U_{CO} = 0 \quad (4)$$

En outre, la tension neutre peut être simplement dérivé de Eq(3) comme:

$$U_0 = \frac{1}{3}(U_A + U_B + U_C) \quad (5)$$

Maintenant, tensions triphasées peuvent être calculées comme suit:

$$\begin{cases} U_{AO} = U_A - \frac{1}{3}(U_A + U_B - U_C) = \frac{2}{3}U_A - \frac{1}{3}U_B - \frac{1}{3}U_C \\ U_{BO} = U_B - \frac{1}{3}(U_A + U_B - U_C) = \frac{2}{3}U_B - \frac{1}{3}U_A - \frac{1}{3}U_C \\ U_{CO} = U_C - \frac{1}{3}(U_A + U_B - U_C) = \frac{2}{3}U_C - \frac{1}{3}U_A - \frac{1}{3}U_B \end{cases} \quad (6)$$

$$\begin{cases} U_A = F_{11}v_{dc} \\ U_B = F_{21}v_{dc} \\ U_C = F_{31}v_{dc} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{AO} = v_{dc} \left(\frac{2}{3}F_{11} - \frac{1}{3}F_{21} - \frac{1}{3}F_{31} \right) \\ U_{BO} = v_{dc} \left(\frac{2}{3}F_{21} - \frac{1}{3}F_{11} - \frac{1}{3}F_{31} \right) \\ U_{CO} = v_{dc} \left(\frac{2}{3}F_{31} - \frac{1}{3}F_{11} - \frac{1}{3}F_{21} \right) \end{cases}$$

Les différents domaine d'application de l'électronique de puissance

