

**République Algérienne Démocratique et Populaire**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur**

**Et de la Recherche Scientifique**

**Université Echahid hamma Lakhdar d'El Oued**

**Faculté de technologie**

**Mémoire de Fin d'Étude**

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

**MASTER ACADEMIQUE**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Génie Electrique**

**Spécialité : commande Electrique**

## **Thème**

**Commande directe de puissance  
prédictive du redresseur triphasé**

**Encadré par :**

**Dr. lammouchi Zakaria**

**Réalisé par :**

Bechiri Mohammed Bachir

Berrouba Abdelkader

Hamrouni Abderraof

**Soutenu en septembre 2020**



بِسْمِ اللّٰهِ الرَّحْمٰنِ الرَّحِیْمِ



## *Dédicace*

*Avant tous, je remercie dieu le tout puissant de m'avoir donné  
le courage et la patience pour réaliser ce travail malgré toutes  
les difficultés*

*Rencontrées.*

*Je dédie ce modeste travail :*

*A mes très chers parents, que dieu les garde et les protège pour  
leurs soutien moral et financier, pour leurs encouragements et  
les sacrifices*

*qu'ils ont endurés.*

*A mes frères*

*A mes sœurs*

*A mes chers amis*

*A tous les amis d'études surtout ceux d'électrotechnique  
promotion*

*2020*



## *Résumé*

L'objectif de notre travail est l'étude d'un redresseur MLI triphasé fonctionnant à facteur de puissance unitaire. On présente deux stratégies de commande du redresseur à MLI. Ces stratégies sont basées sur la commande directe de puissance (DPC) et la commande prédictive sans estimation PDPC et avec l'estimation du flux virtuel (FV-PDPC). La simulation de ces méthodes a été mise en œuvre à l'aide du logiciel Matlab/Simulink, Les résultats de simulation obtenus montrent des bonnes performances en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas du taux distorsion harmonique de courant. Le résultat démontré la supériorité de l'estimateur proposé en termes de réponse dynamique et de stabilité.

**Mots clés :** Redresseur MLI. Commande direct de puissance (DPC), l'estimation du flux virtuel, commande directe de puissance prédictive PDPC.

## List des Tables

Dédicace	I
Résumé	II
Sommaire	III
Liste des Figures	IV
Liste des Tables	VI
Liste des Symboles	VII
Introduction Générale	1

## Chapitre I Généralités sur les redresseurs à MLI

I.1. Introduction :	3
I.2. Généralité et classification des convertisseurs statiques :	3
I.2.1. L'onduleur :	3
I.2.2. Les hacheurs :	4
I.2.3. Les gradateurs :	4
I.2.4. Les redresseurs :	4
I.3. Le redresseur à MLI :	5
A).Redresseur MLI de courant :	5
B).Redresseur MLI de tension :	5
I.4.Principe de fonctionnement du redresseur à MLI :	6
I.5. Les applications modernes du redresseur à MLI :	7
I.5.1. L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse :	7
I.5.2. Redresseur à MLI « lien entre les systèmes à 50Hz et les systèmes à 60Hz » :	8
I.5.3. Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne :	9
I.6. Modélisation du redresseur à MLI :	9
I.6.1. Source alimentation :	9
I.6.2. Le redresseur à MLI :	10
II.6.3. La Charge :	13
I.7. Stratèges de commande du redresseur MLI triphasé :	13
I.7.1.Orientation du vecteur de tension VOC :	15
I.7.2.Commande directe de puissance base de flux virtuel VF-DPC :	15

<b>I.7.3. Commande directe de puissance DPC :</b>	16
<b>I.8. Conclusion :</b>	17
<b>La Commande Directe de Puissance(DPC)</b>	
<b>II.1. Introduction :</b>	18
<b>II.2. Principe de la commande directe de puissance :</b>	18
<b>II.2.1. Estimation de la puissance instantanée</b>	19
<b>II.2.2. Table de commutation</b>	20
<b>II.2.3. Détermination du secteur :</b>	22
<b>II.2.4. L'estimateur de tensions :</b>	23
<b>II.2.5. Contrôle de la tension du bus continu utilisant le régulateur conventionnel PI</b>	24
<b>II.2.6. Contrôleur à hystérésis :</b>	24
<b>II.3. Résultats de simulation et expérimentaux :</b>	25
<b>II.3.1. Résultats de simulation DPC six secteurs :</b>	25
<b>II.3.2. Résultats de simulation DPC douze secteurs :</b>	28
<b>II.4. Interprétations des résultats :</b>	31
<b>II.5. Conclusion :</b>	31
<b>La Commande Directe de Puissance Prédictive (PDPC)</b>	
<b>III.1. Introduction :</b>	32
<b>III.2. Principes de la commande prédictive :</b>	33
<b>III.3. Commande directe de puissance prédictive :</b>	33
<b>III.3.1. Modèle prédictif de puissance active et réactive du redresseur MLI triphasé</b>	34
<b>III.3.2. Principe de sélection du vecteur de commande optimal :</b>	37
<b>Algorithme de la commande PDPC</b>	38
<b>III.4. Commande directe de puissance prédictive base de flux virtuel :</b>	39
<b>III.4.1. Estimation du flux virtuel :</b>	40
<b>III.4.2. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel :</b>	41
<b>III.5. Résultats de simulation PDPC :</b>	44
<b>III.6. Résultats de simulation PDPC-VF :</b>	46
<b>III.7. Interprétation des résultats de simulation :</b>	48
<b>III.8. Etude comparative :</b>	48
<b>III.9. Conclusion :</b>	49
<b>Conclusion générale</b>	50

## Liste des Figures

Figure I.1 : Schéma de principe classification des convertisseurs statiques.	4
Figure I.2 : Topologie d'un redresseur MLI triphasé de courant	5
Figure I.3 : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension	6
Figure I.4 : Utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse	8
Figure I.5 : Redresseur à MLI « Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz »	8
Figure I.6 : Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne	9
Figure I.7 : Structure du redresseur à MLI	10
Figure I.8 : Schéma fonctionnel du redresseur à MLI	13
Figure I.9 Relation entre le contrôle des redresseurs à MLI et les onduleurs à MLI alimentant Un moteur à induction	14
Figure I.10 Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur à MLI	14
Figure I.11 : Configuration générale de la commande DPC-VF	15
Figure I.12 : Configuration générale de la commande DPC.	16
Figure II.1 : Configuration générale de la commande DPC.	19
Figure II.2 : Le plan vectoriel divise	22
Figure II.3 : Régulation de la tension continue	24
Figure (II.4.a) : l'allure de tension $v_{dc}$ et sa référence	25
Figure (II.4.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux	26
Figure (II.4.c) : l'allure de puissance actives estimée et sa référence	26
Figure (II.4.d) : l'allure de puissance réactives estimée et sa référence	26
Figure (II.4.f) : l'allure de secteur	27
Figure (II.4.e) : l'allure de la position Téta	27
Figure.III.5 : Le courant de ligne $i_a$ et son spectre harmonique.	27
Figure (II.6.a) : l'allure de tension $V_{dc}$ et sa référence	28
Figure (II.6.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux	28
Figure (II.6.c) : l'allure de puissance actives estimée et sa référence	29

---

Figure (II.6.c) : l'allure de puissance réactives estimée et sa référence	29
Figure (II-6.e) : l'allure de secteur	29
Figure (II-6.f) : l'allure de téta	30
Figure.II.7 : Le courant de ligne $i_a$ et son spectre harmonique.	30
Figure III.1 : Philosophie de la commande prédictive	34
Figure III.2 : Configuration générale de la commande PDPC	35
Figure III.3 : diagramme vectoriel du redresseur	38
Figure III.4 : sélection du vecteur de commande optimal	38
Figure III.5 : Algorithme de la commande prédictive DPC	39
Figure III.6 : Configuration générale de la commande VF-PDPC	41
Figure III.7 : Analogie entre le côté alternatif du redresseur à MLI et le stator	41
Figure (III.8.a) : l'allure de tension $V_{dc}$ et sa référence	44
Figure (III.8.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux	45
Figure (III.8.c) : l'allure de puissance actives estimée et sa référence	45
Figure (III.8.d) : l'allure de puissance réactives estimée et sa référence	45
Figure.III.9 : Le courant de ligne $i_a$ et son spectre harmonique.	46
Figure (III-10.a) : l'allure de tension $v_{dc}$ et sa référence	47
Figure (III.10.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux	47
Figure (III.10.c) : l'allure de puissance actives estimée et sa référence	47
Figure (III.10.d) : l'allure de puissance réactives estimée et sa référence	47
Figure.III.11 : Le courant de ligne $i_a$ et son spectre harmonique.	48
Figure (III.12) : comparaison entre les techniques du contrôle valeur du THD	49

## **List des Tables**

Tableau I.1 : Tensions simples en fonction des différents ordres de commande	12
Tableau II.1 : Table de commutation douze Secteur de la commande DPC	21
Tableau II.2 : Table de commutation six Secteur de la commande DPC	21
Tableau II.3 : Paramètres de simulation du redresseur à MLI	25
Tableau III.1 : Table d'état des interrupteurs et les vecteurs de tension	37

## 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
$i_{\alpha}, i_{\beta}$	Les composantes du vecteur courant de ligne dans le repère stationnaire ( $\alpha, \beta$ )
$i_d, i_q$	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 de la vectrice tension de ligne dans le repère stationnaire ( $\alpha, \beta$ )
$v_d, v_q$	Les composantes de la vectrice tension de ligne dans le repère tournant (d, q)
$v_{c\alpha}, v_{c\beta}$	Les composantes de la vectrice tension convertisseur dans le repère stationnaire ( $\alpha, \beta$ )
$v_{cd}, v_{cq}$	Les composantes de la vectrice 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.
$\hat{\Psi}_L$	Vecteur flux virtuel.
$\psi_{L\alpha}, \psi_{L\beta}$	Les composantes du vecteur flux virtuel dans les coordonnées stationnaire $\alpha$ - $\beta$ .
$\varphi$	Déphasage entre le courant fondamental et la tension.

## **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)

VF-PDPC : commande direct de puissance prédictive base de flux virtuel (Virtual-Flux Based Predictive Direct Power Control)

## **Introduction général**

Les convertisseurs statiques (redresseurs, onduleurs....) connaissent depuis longtemps à ce jour un développement considérable, et offrent un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans le domaine des convertisseurs, considère plusieurs Aspects notamment les topologies de ces convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissances ainsi que les techniques de commande [19].

La plupart de ces convertisseurs sont les redresseurs triphasés. Ce montage a l'avantage de la simplicité, et un coût faible. Le redresseur à modulation de la largeur d'impulsion MLI (en anglais rectifier PWM) est une solution intéressante de plus en plus utilisée dans les applications industrielles.

Le développement des méthodes de contrôles des redresseurs MLI est possible grâce au développement des dispositifs semi- conducteurs et aux techniques numériques, qui permet de fonctionnement rapide avec coût réduit. Ce qui offre la possibilité de l'implémentation des algorithmes de contrôle sophistiqués. Un contrôle approprié peut provoquer l'amélioration de la performance du redresseur et la réduction des composants passifs.

Au cours de ces dernières années, des travaux de recherche importants ont été menés sur les stratégies de contrôle des convertisseurs MLI triphasés. La commande DPC est un autre type de stratégie de contrôle de haute performance pour les convertisseurs MLI basés sur la théorie de la puissance instantanée. L'idée de base de cette commande est de choisir le meilleur état de commutation des commutateurs de puissance à travers une table de commutation avec des comparaisons d'hystérésis. Bien que la DPC ait été considérée comme un système de commande puissant et robuste pour les convertisseurs MLI [21].

Le premier chapitre est consacré à la présentation des généralités sur les convertisseurs d'électronique de puissance. Après une brève étude des montages convertisseurs statiques, une intention particulière est donnée aux montages redresseurs commandés à modulation de largeur d'impulsion (MLI). A la fin de ce chapitre, nous avons donné plusieurs applications de notre problématique.

Dans le chapitre deux, nous présentons le contrôle direct de puissance (DPC) du redresseur à MLI par table de commutation prédéfinie. Le réglage de la tension du bus continu par contrôleur PI pour DPC est également abordé dans ce chapitre [18].

Le troisième chapitre fait l'objet amélioration de la commande directe de puissance du redresseur à MLI. Nous présentons deux approches permettant d'amélioration de la commande directe de puissance du redresseur à MLI. Approche est consacré à la combinaison du principe du contrôle direct de puissance avec une approche prédictive (PDPC) et l'autre technique est basée sur la combinaison entre le principe de commande directe de puissance prédictive et le concept de flux virtuel est réalisée (VF-PDPC). Les deux techniques de commande sont basées sur la sélection du vecteur de commande optimal minimisant une fonction de coût prédéfinie.

Nous terminons ce mémoire par une conclusion générale qui présente une synthèse des principaux résultats obtenus et donne des perspectives pouvant servir de base à de futurs travaux.

# Chapitre. I

## Généralités sur les redresseurs à MLI

# Chapitre I

## Généralités sur les redresseurs 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 composants ont permis le développement de convertisseurs statiques de grande puissance qui permettent la conversion de la puissance électrique d'une forme quelconque à une autre forme comme les redresseurs PWM. Ces convertisseurs apportent un progrès considérable au niveau des procédés industriels [10].

Ce chapitre présente une étude théorique détaillée est développée de la structure du redresseur à MLI. Dans la première partie on détaillera les différentes topologies et les applications modernes du redresseur à MLI. En suite dans la deuxième partie, Modèle mathématique du redresseur à MLI triphasé. Cette dernière est un aperçu général sur les techniques de commande avancées.

### I.2. Généralité et classification des convertisseurs statiques :

Les convertisseurs statiques sont des dispositifs à composants électroniques semi-conducteurs capables de modifier la forme et/ou la fréquence d'une onde électrique.

La Figure I.1 on définit quatre classes de convertisseurs transformant directement l'énergie électrique qui sont les fonctions de base des convertisseurs statiques, et que nous retrouvons en pratique sous forme de :

#### I.2.1. L'onduleur :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux Borne du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. [1]

### I.2.2. Les hacheurs :

Les hacheurs sont des convertisseurs DC/DC qui sont requis pour produire différents niveaux de tension DC dans le réseau de l'avion [2]. Celui-ci règle la tension ou le courant appliqué à la charge. Il peut être réversible ou non [3].

### I.2.3. Les gradateurs :

Ce sont des convertisseurs alternatif-alternatif, ou variateur de courant alternatif lorsque  $f_1=f_2$ . Les gradateurs produisent des tensions et des courants alternatifs à partir d'une alimentation alternative sans modifier la fréquence des tensions, ils jouent ainsi le rôle des autotransformateurs abaisseurs réglables [12].

### I.2.4. Les redresseurs :

Le convertisseur transformant l'énergie électrique sous forme alternative pour alimenter une charge en continu est le redresseur. Souvent alimentée par un réseau à fréquence industrielle éventuellement polyphasé, mais aussi en haute fréquence. La tension ou le courant de sortie peut être ou non réglable par rapport à la grandeur d'entrée (tension ou courant). Il existe des redresseurs monophasés, triphasés et polyphasés. Ils peuvent être constitués de diodes ou de diodes et thyristors (dits mixtes). Ils ne sont pas réversibles en énergie, le transfert s'effectue de la source vers la charge. Les redresseurs réversibles sont constitués uniquement de thyristors ou bien de transistors plus diodes en antiparallèle [3].

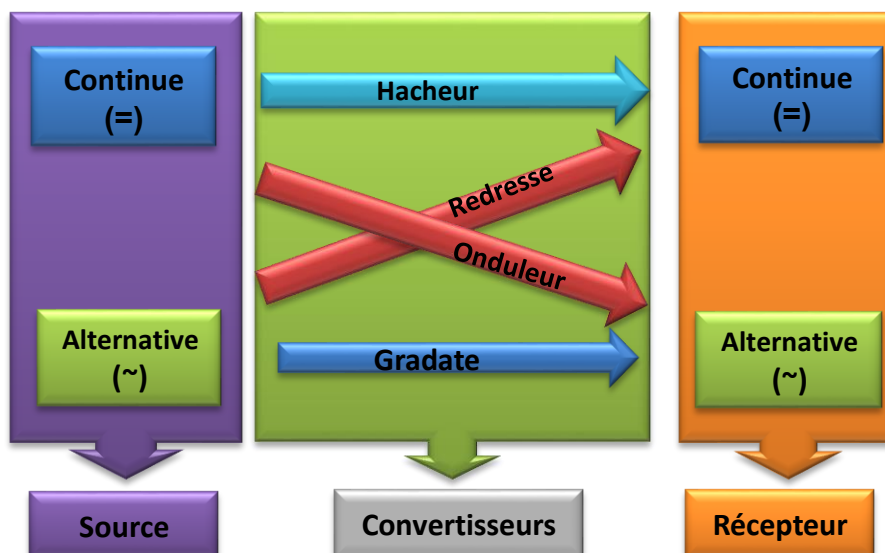


Figure I.1 : Schéma de principe classification des convertisseurs statiques.

### I.3. Le redresseur à MLI :

C'est un convertisseur à modulation de largeur d'impulsions utilisant des composants à commutation forcée tel que les IGBT ou les thyristors GTO. L'emploi de cette technique permet non seulement une réduction de la perturbation harmonique, en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi un contrôle des puissances actives et réactives. On distingue deux structures : la structure courant et la structure tension [4].

#### A).Redresseur MLI de courant :

La Figure I.2 illustre la topologie du redresseur MLI de courant. Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des techniques MLI conduit à un courant côté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du côté alternatif [8].

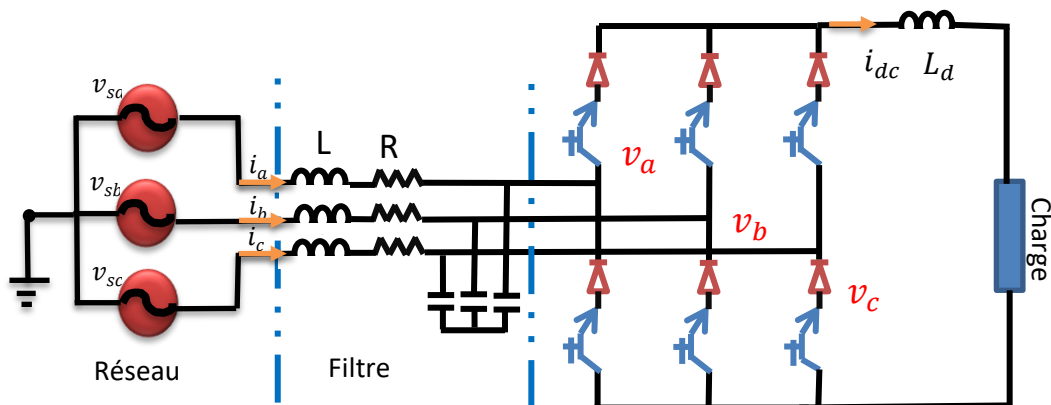


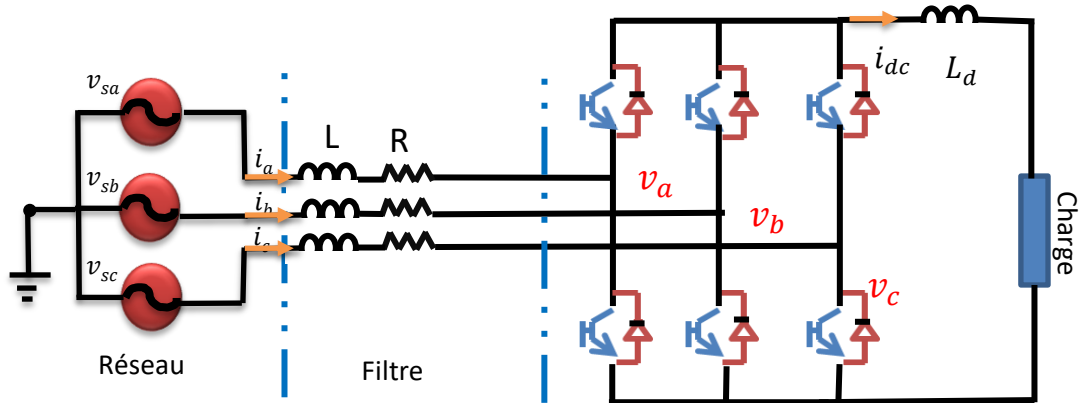
Figure I.2 : Topologie d'un redresseur MLI triphasé de courant

#### B).Redresseur MLI de tension :

Redresseur MLI de tension est illustré sur la Figure I.3 Chaque interrupteur est constitué d'un composant semi-conducteur de puissance (IGBT) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Ainsi, ce convertisseur de par sa structure est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau.

IL Alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension

réseau correspondante. Ce redresseur MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie. [9]



**Figure I.3 :** Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension

#### I.4.Principe de fonctionnement du redresseur à MLI :

Le principe de fonctionnement d'un redresseur à commande MLI est le même qu'un hacheur élévateur. Donc la tension de sortie d'un redresseur à MLI est toujours supérieure à sa tension d'entrée. Pour cela, il faut régler cette tension de sortie en fonction de la charge utilisée. Pour accomplir cette tâche, la tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence  $U_c^*$  [5]. Le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu  $U_{dc}$  mesurée aux bornes du condensateur C [6].

Quand le courant  $i_{ch}$  est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande de plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement plus de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupérée. Inversement, quand  $i_{ch}$  devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C est surchargé, et le signal d'erreur demande au bloc de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative [6].

La commande MLI non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. En outre, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenu comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source [7]

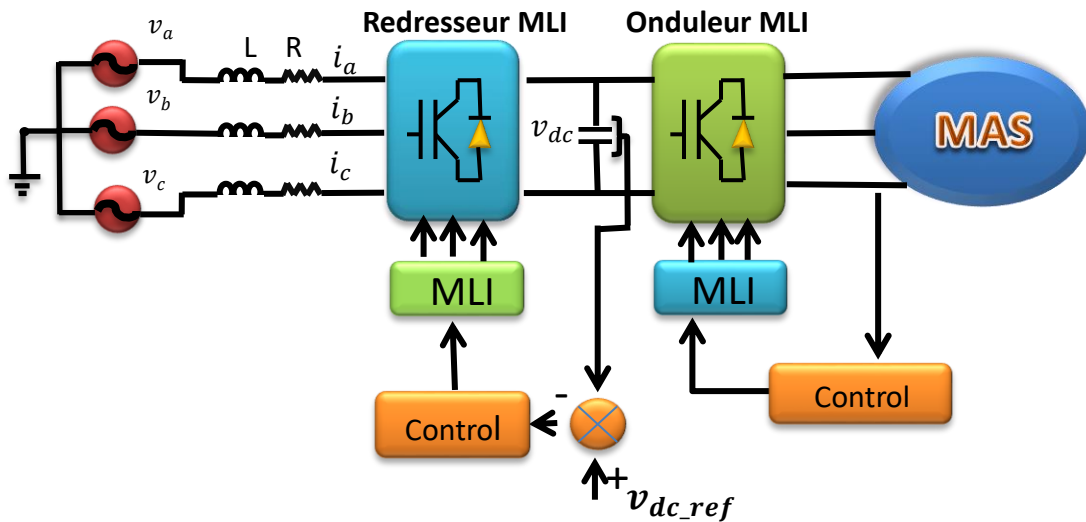
### **I.5. Les applications modernes du redresseur à MLI :**

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 [10].

#### **I.5.1. L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse :**

Afin de faire varier la vitesse et contrôler le couple du moteur asynchrone, il est nécessaire de faire varier simultanément l'amplitude et la fréquence de la tension d'alimentation. Cela peut se faire par un onduleur de tension.

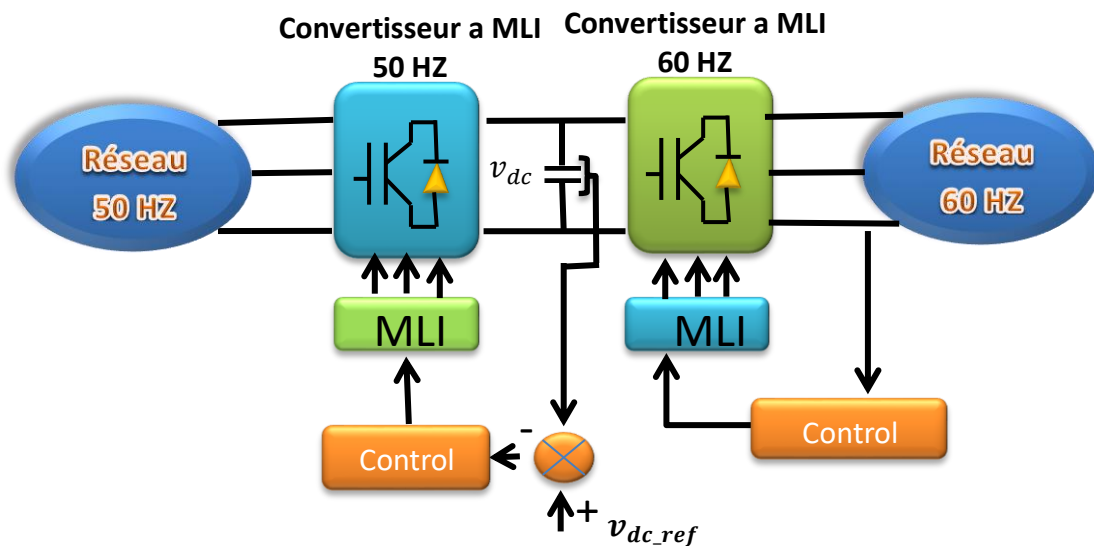
La plupart des convertisseurs statiques utilisés dans les variateurs de vitesse des machines sont constitués par la mise en cascade d'un redresseur à diodes et d'un onduleur de tension à MLI. L'inconvénient de cette association est la génération de perturbations basse fréquence sur le réseau électrique. 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 envisagée pour améliorer les performances des variateurs consiste à remplacer le redresseur à diodes par un redresseur commandé par Modulation de Largeur d'Impulsion (Figure I.4) [11].



**Figure I.4 :** Utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse

**I.5.2. 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.5 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 [12].



**Figure I.5 :** Redresseur à MLI « Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz »

### I.5.3. Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne :

Le système éolien à vitesse variable proposé dans cette section, basé sur la Génératrice Asynchrone à Double Alimentation (GADA), est illustré à la Figure I.6 La turbine, via un multiplicateur, entraîne la GADA, laquelle est raccordée au réseau électrique directement par le stator mais également à travers les convertisseurs statiques triphasés à IGBT par le rotor. Celui-ci est muni de systèmes bagues/balais. Ces Convertisseurs Côtés Machine et Réseau, notés respectivement Convertisseur Coté Machine (CCM) et Convertisseur Coté Réseau (CCR) sont commandés en Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI) [12].

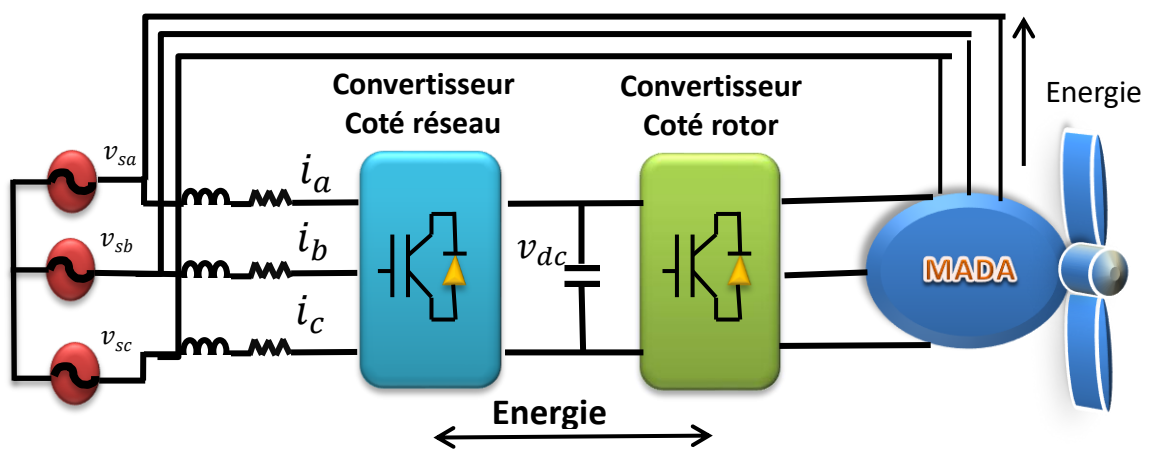


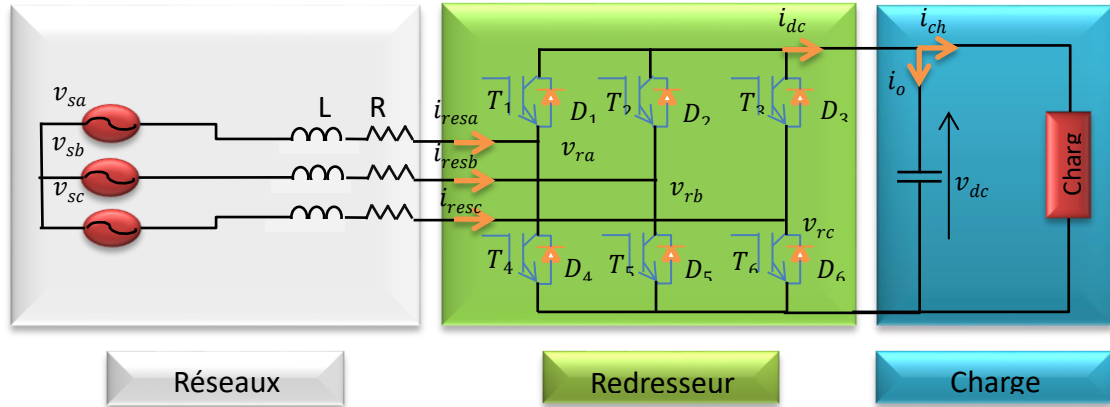
Figure I.6 : Redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne

### I.6. Modélisation du redresseur à MLI :

La Figure I.7 donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, le convertisseur à MLI et la charge, chaque étage sera présenté par la suite :

#### I.6.1. Source alimentation :

Le bloc source est composé d'une FEM triphasée purement sinusoïdale en série avec une résistance  $R$  et une inductance  $L$  sur chaque phase comme la Figure I.7 :



**Figure I.7 :** Structure du redresseur à MLI.

Le réseau est supposé parfaitement équilibré. Les impédances des trois phases sont identiques. On a [15] :

$$\begin{cases} v_{sa} = R \cdot i_{resa} + L \frac{di_{resa}}{dt} + v_{ra} \\ v_{sb} = R \cdot i_{resb} + L \frac{di_{resb}}{dt} + v_{rb} \\ v_{sc} = R \cdot i_{resc} + L \frac{di_{resc}}{dt} + v_{rc} \end{cases} \quad (I.1)$$

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

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{resa} \\ i_{resb} \\ i_{resc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{resa} \\ i_{resb} \\ i_{resc} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_{sa} - v_{ra} \\ v_{sb} - v_{rb} \\ v_{sc} - v_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.2)$$

### I.6.2. Le redresseur à MLI :

Il est représenté au schéma de la Figure I.8 Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est à dire que l'on néglige les phénomènes de commutation.

Du côté redresseur, les tensions  $v_{ra}$ ,  $v_{rb}$ ,  $v_{rc}$  sont reliées avec la tension de sortie  $U_{dc}$  :

$$\begin{cases} v_{ra} = \left[ F_a - \frac{1}{3}(F_a + F_b + F_c) \right] V_{dc} \\ v_{rb} = \left[ F_b - \frac{1}{3}(F_a + F_b + F_c) \right] V_{dc} \\ v_{rc} = \left[ F_c - \frac{1}{3}(F_a + F_b + F_c) \right] V_{dc} \end{cases} \quad (I.3)$$

Ou sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{ra} \\ v_{rb} \\ v_{rc} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

Le courant de sortie du redresseur est donné par :

$$i_{dc} = F_a i_{resa} + F_b i_{resb} + F_c i_{resc} \quad (I.5)$$

D'où :

$$\begin{cases} v_{sa} = R \cdot i_{resa} + L \frac{di_{resa}}{dt} + \left( \frac{2F_a - F_b - F_c}{3} \right) V_{dc} \\ v_{sb} = R \cdot i_{resb} + L \frac{di_{resb}}{dt} + \left( \frac{2F_b - F_a - F_c}{3} \right) V_{dc} \\ v_{sc} = R \cdot i_{resc} + L \frac{di_{resc}}{dt} + \left( \frac{2F_c - F_b - F_a}{3} \right) V_{dc} \end{cases} \quad (I.6)$$

Ou sous forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{resa} \\ i_{resb} \\ i_{resc} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{resa} \\ i_{resb} \\ i_{resc} \end{bmatrix} + \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

D'où la forme matricielle condensée :

$$[v_{s(abc)}] = [L] \frac{d}{dt} [i_{res(abc)}] + [R] [i_{res(abc)}] + V_{dc} [K] [F_{abc}] \quad (I.8)$$

En appliquant la loi de Kirchhoff au circuit de la charge de la Figure I.8 on obtient :

$$i_{dc} = i_c + i_{ch} \quad (I.9)$$

ou

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \Rightarrow C \frac{dV_{dc}}{dt} = F_a i_{resa} + F_b i_{resb} + F_c i_{resc} - \frac{V_{dc}}{R_{ch}} \quad (I.10)$$

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

$$\begin{cases} L \frac{di_{resa}}{dt} = v_{sa} - Ri_{resa} - \left(\frac{2F_a - F_b - F_c}{3}\right) V_{dc} \\ L \frac{di_{resb}}{dt} = v_{sb} - Ri_{resb} - \left(\frac{2F_b - F_a - F_c}{3}\right) V_{dc} \\ L \frac{di_{resc}}{dt} = v_{sc} - Ri_{resc} - \left(\frac{2F_c - F_b - F_a}{3}\right) V_{dc} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = F_a i_{resa} + F_b i_{resb} + F_c i_{resc} - \frac{V_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad (I.10)$$

D'où la forme condensée suivante :

$$\begin{cases} L \frac{di_{resh}}{dt} = v_{sh} - R \cdot i_{resh} + \left(F_h - \frac{1}{3} \sum_{K=a}^c F_k\right) V_{dc} \\ C \frac{dV_{dc}}{dt} = \sum_{K=a}^c F_k i_{resk} - \frac{V_{dc}}{R_{ch}} \end{cases} \quad \text{avec } h = a, b, c \quad (I.11)$$

Avec  $F_j$  est l'état de l'interrupteur  $K_j$ , supposé parfait, telle que [j = a, b, c].

- ❖  $F_j = 1$  : si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert
- ❖  $F_j = 0$  : si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande [ $F_a$   $F_b$   $F_c$ ] ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu  $U_{dc}$ . Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire [15]

K	$F_a$	$F_b$	$F_c$	$V_{ra}$	$V_{rb}$	$V_{rc}$
0	1	0	0	$V_{dc}$	0	$-V_{dc}$
1	1	1	0	0	$V_{dc}$	$-V_{dc}$
2	0	1	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$	0
3	0	1	1	$-V_{dc}$	0	$V_{dc}$
4	0	0	1	0	$-V_{dc}$	$V_{dc}$
5	1	0	1	$V_{dc}$	$-V_{dc}$	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

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

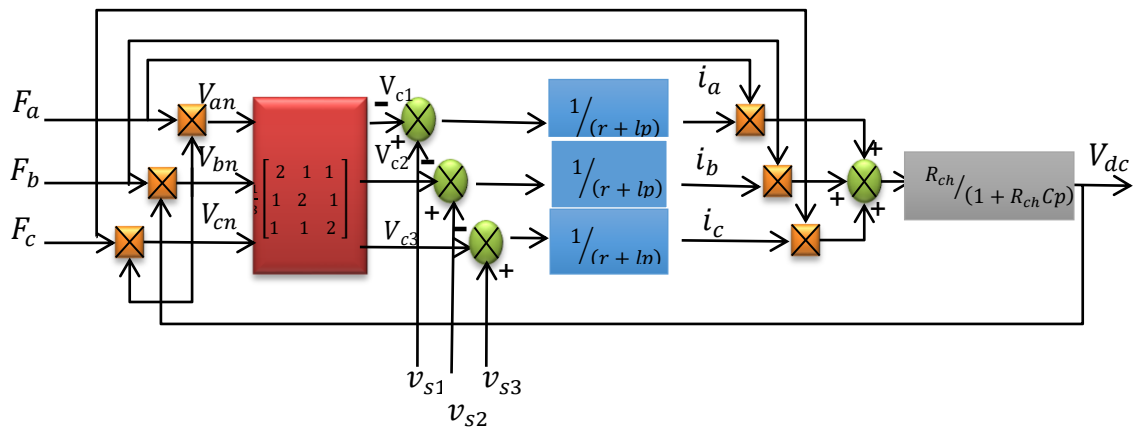
### II.6.3. La Charge :

Ce bloc est constitué d'une capacité  $C$  (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance  $R$ , modélisant la charge continue [10].

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

$$\begin{cases} \frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{c} (i_{dc} - i_{ch}) \\ v_{dc} = R_{ch} * i_{ch} \end{cases} \quad (I.12)$$

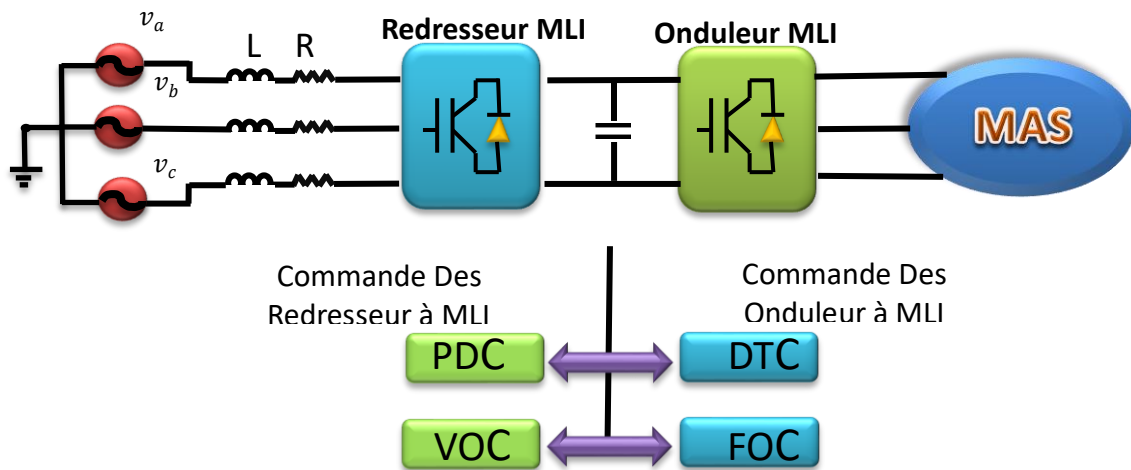
A partir des relations (I.1), (I.2), (I.4), (I.5) on peut établir le schéma fonctionnel global du redresseur à MLI ayant comme entrée la commande des gâchettes des interrupteurs du haut  $[F_a \ F_b \ F_c]$  et comme sortie la tension redressée  $U_{dc}$



**Figure I.8 :** Schéma fonctionnel du redresseur à MLI

### I.7. Stratèges de commande du redresseur MLI triphasé :

Il est représenté au schéma de la Figure I.9. Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents pour ce type de convertisseur MLI telles que : la commande par orientation de la tension VOC et la commande par orientation du flux virtuel VFOC, la commande directe de puissance DPC et la commande directe de puissance basée sur l'estimation de flux virtuel DPC-VF.

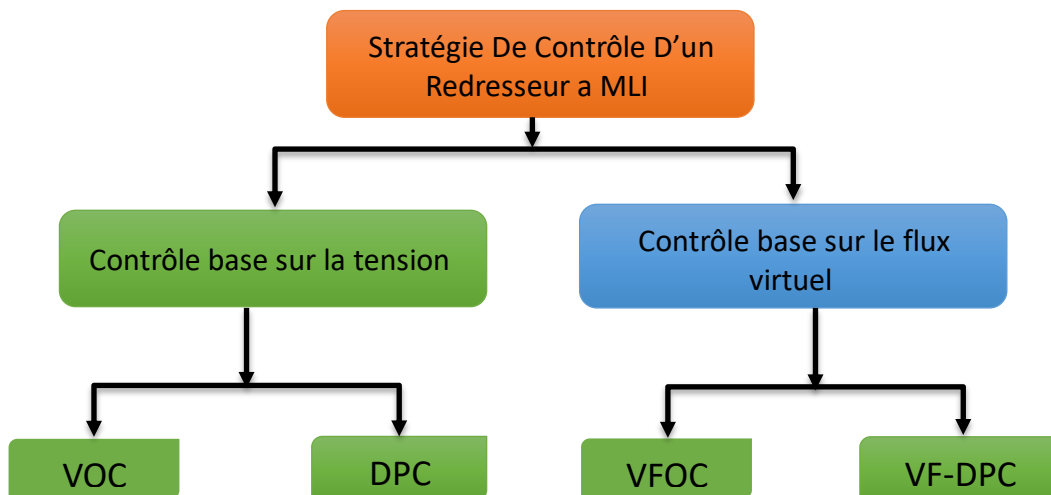


**Figure I.9** Relation entre le contrôle des redresseurs à MLI et les onduleurs à MLI alimentant Un moteur à induction

Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre le même but global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme sinusoïdale, mais leurs principes diffèrent [16].

Les nouvelles techniques de contrôle des redresseurs à MLI, peuvent être généralement classifiées en deux Figure I.10 :

- ❖ Techniques basées sur la tension.
- ❖ Techniques basées sur base du flux virtuel



**Figure I.10** Classification des méthodes de contrôle d'un redresseur à MLI

### I.7.1. Orientation du vecteur de tension VOC :

Le système de commande conventionnel utilise la commande en boucle fermée du courant dans le système de coordonnées tournant. Les courants appelés au réseau électrique (côté alternatif) doivent être idéalement sinusoïdaux et en phase avec les tensions respectives de celui-ci pour réaliser un facteur de puissance unitaire (UPF). Cette condition est satisfaite lorsque le vecteur courant est aligné sur la vectrice tension de la source alimentant le redresseur. La structure de contrôle par VOC [14]

### I.7.2. Commande directe de puissance base de flux virtuel VF-DPC :

Cette stratégie est basée sur l'estimation de flux virtuel, qui est présenté pour le calcul des puissances instantanées (actives et réactives). L'objectif de ce contrôle est d'imposer une absorption d'un courant sinusoïdal, en garantissant une puissance réactive nulle (facteur de puissance unitaire) et en maintenant la tension du bus continu constante [13]

La Figure I.11 montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension basée sur le flux virtuel pour un redresseur à MLI triphasé.

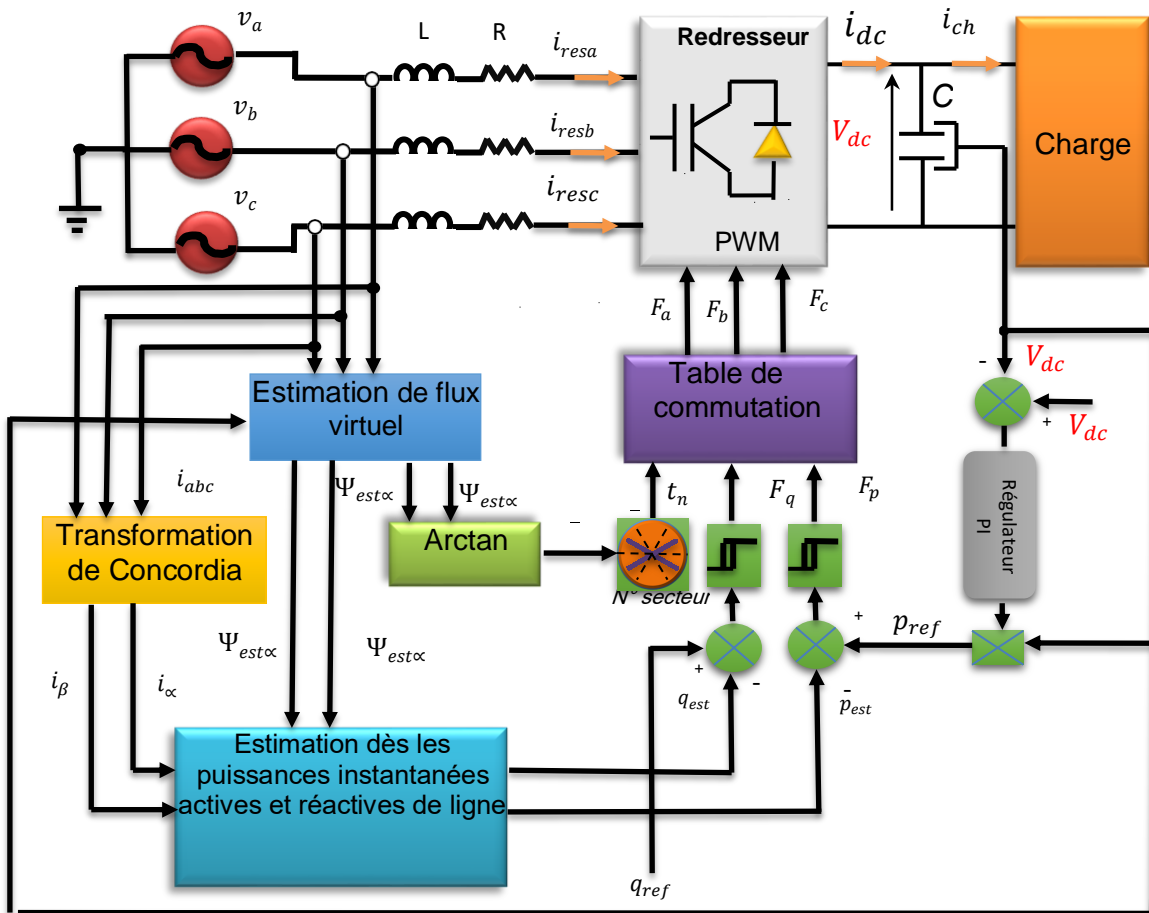


Figure I.11 : Configuration générale de la commande DPC-V

### I.7.3. Commande directe de puissance DPC :

Le contrôle direct de puissance (DPC) est basé 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. Les erreurs entre les valeurs de référence des puissances active et réactive instantanées et leurs mesures sont introduites dans deux comparateurs à hystérésis qui déterminent l'état de commutation des semi-conducteurs, avec l'aide d'un tableau de commutation et la valeur du secteur où se trouve la tension de la génératrice [14]. La boucle de tension du bus continu est réglée avec un correcteur PI. L'idée principale du DPC classique est illustrée par la Figure I.12 [16] :

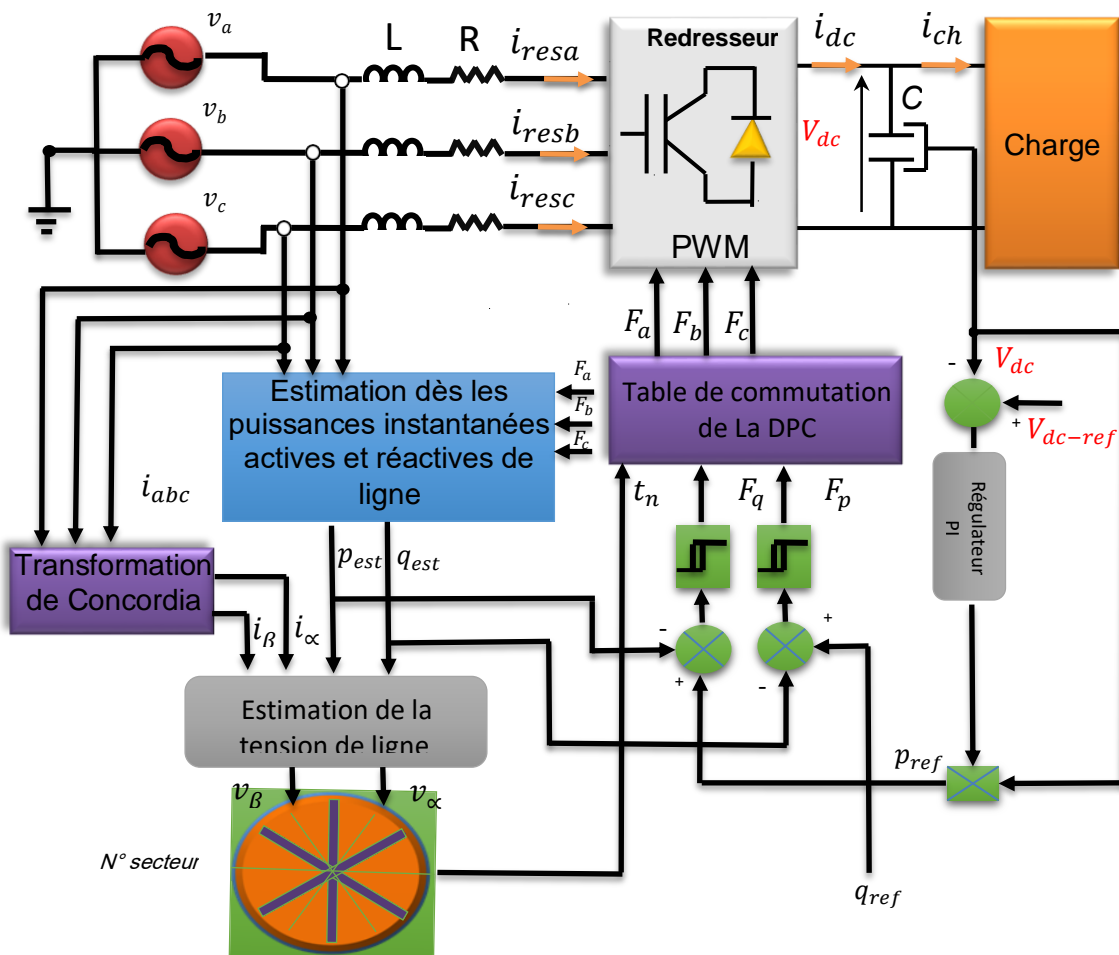


Figure I.12 : Configuration générale de la commande DPC.

**I.8. Conclusion :**

Ce chapitre nous a permis de présenter généralité et classification des convertisseurs statiques et étude générale des redresseurs à MLI, sa topologie et sa structure. Ensuite, et principe de fonctionnement. Les nouvelles technologies et l'application de ce convertisseur dans l'industrie actuelle est déjà présentée.

En dernière de chapitre étude la modélisation de redresseur MLI pour trouver une relation entre les grandeurs de commande et les grandeurs électriques de la partie alternative et continue du redresseur et un aperçu général sur les techniques de commande avancées. L'étude par simulation numérique de la commande directe de puissance fera l'objet du prochain chapitre.

## **Chapitre. II**

# **Commande directe de puissance**

# Chapitre II

## Commande directe de puissance

### II.1. Introduction :

L'objectif du chapitre précédent était la modélisation et principe de fonctionnement avec généralité sur techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasées. Dans ce chapitre, nous allons effectuer une étude détaillée sur une stratégie de commande pour le contrôle du redresseur MLI triphasé, appelée la commande directe de puissance (DPC).

Le principe de la DPC a été proposé pour la première fois en 1986 et a été développé plus tard pour plusieurs applications. La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Commande directe de Couple DTC. Dans ce cas, le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sont commandés sans aucun bloc de modulation [19].

La définition générale décrit la (DPC) comme la technique de contrôle qui utilise directement les puissances instantanées comme variables de contrôle, sans utiliser des boucles de courant ou des blocs de modulation car les états de commutation de Redresseur sont choisis directement par un tableau de commutation [19].

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

### II.2. Principe de la commande directe de puissance :

La structure globale du DPC, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à MLI triphasé est illustrée sur la figure II.1. Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) des machines à induction. Au lieu du couple et du flux statorique, c'est les puissances instantanées actives et réactive qui sont les grandeurs contrôlées. Le principe du DPC consiste à sélectionner une séquence des ordres de commutation ( $F_a F_b F_c$ ) des semi-conducteurs constituant le redresseur à MLI, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur La base des erreurs numérisées,  $F_p$  et  $F_q$  entre les références des puissances active et réactive ( $P^*$  et  $q^*$ ) et les valeurs réelles ( $P$  et  $q$ ), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau  $\alpha \beta$ . Pour ce dernier, le plan  $\alpha$ - $\beta$  est divisé en

douze ou six secteurs, comme l'illustre le graphique de la figure II.2. Chacune des séquences de commande ( $F_a$   $F_b$   $F_c$ ) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur, dont l'ensemble est représenté sur la figure II.2 [18]

La Figure II.1 montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur à MLI.

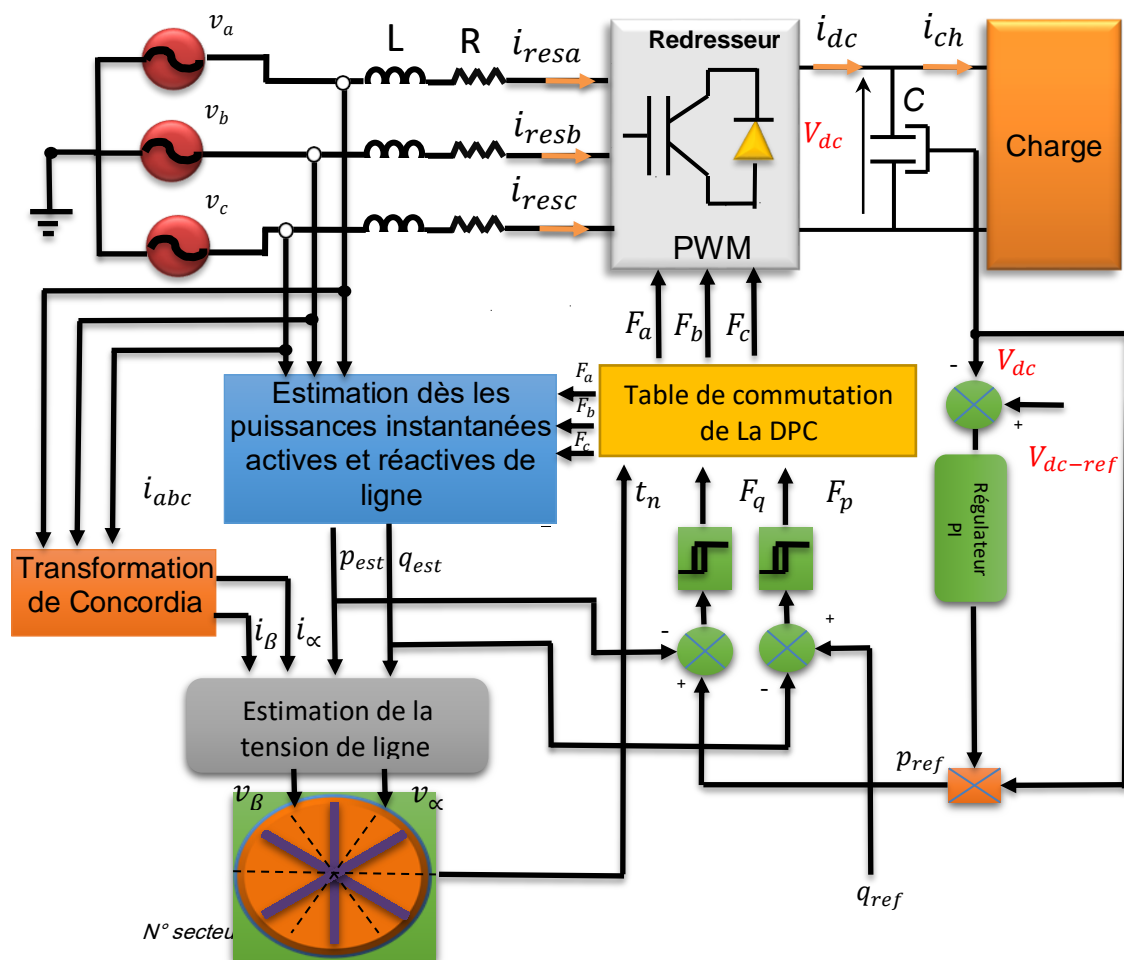


Figure II.1 : Configuration générale de la commande DPC.

### II.2.1. Estimation de la puissance instantanée :

Pour un système triphasé, la puissance active instantanée est définie par le produit scalaire des courants et des tensions de ligne. La puissance réactive est définie par le module de leur produit vectoriel. Ces puissances sont exprimées respectivement par la relation [24] :

$$S = V.I = p + jq \quad (\text{II.1})$$

$$S = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c + j \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_b - v_c) i_a + (v_c - v_a) i_b + (v_a - v_b) i_c] \quad (\text{II.2})$$

Cependant les expressions (II-1) et (II-2) exigent l'information sur la tension de ligne, or cette dernière doit être éliminée pour une commande sans capteur. Pour que les puissances instantanées active et réactive puissent être estimées sans mesure de la tension de ligne [19].

Les expressions permettant cette estimation sont basées sur la mesure des courants de ligne de la tension du bus continu et les états des interrupteurs, sont données comme suit [19] :

$$P = L \left( \frac{di_a}{dt} i_a + \frac{di_b}{dt} i_b + \frac{di_c}{dt} i_c \right) + V_{dc} (F_a i_a + F_b i_b + F_c i_c) \quad (\text{II.3})$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left[ 3L \left( \frac{di_a}{dt} i_c - \frac{di_c}{dt} i_a \right) - V_{dc} (F_a (i_a - i_c) + F_b (i_c - i_b) + F_c (i_a - i_b)) \right] \quad (\text{II.4})$$

Les premières parties des deux expressions (II-3) et (II-4) représentent la puissance dans les inductances de ligne. La puissance active dissipée dans les résistances interne des inductances est négligeable devant la puissance mise en jeu. Cela implique que la valeur de la résistance est beaucoup plus faible, les autres parties représentent la puissance du convertisseur [10].

D'après les expressions II.3 et II.4 la puissance change instantanément en fonction des ordres de commutation du convertisseur [20].

### II.2.2. Table de commutation :

La table de commutation peut être considérée comme le cœur de la commande directe en puissance. Elle sélectionne un vecteur de tension de le redresseur approprié pour permettre le déplacement des puissances active et réactive instantanées dans la direction désirée, en se basant aussi sur la position du vecteur de la tension de la source et des erreurs des puissances active et réactive [22] .

Les signaux d'erreur numérisés et la position angulaire sont introduits dans une table de commutation dans laquelle sont mémorisés tous les états de commutation  $F_p$  et  $F_q$  du convertisseur qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (P ou q) et l'état "0" pour une diminution [21].

En utilisant cette table de commutation ; les états de commutation optimaux du convertisseur peuvent être sélectionnés de manière unique à chaque instant spécifique selon la combinaison des signaux d'entrée numérisés, comme il est montré sur le tableau II.1/2 [21] :

fp	fq	t1	t2	t3	t4	t5	t6	t7	t8	t9	t10	t11	t12
1	0	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>0</sub> (000)
	1	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>0</sub> (000)
0	0	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>4</sub> (100)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (101)
	1	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (100)

**Tableau II.1** : Table de commutation douze Secteur de la commande DPC

fp	fq	t1	t2	t3	t4	t5	t6
1	0	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>5</sub> (001)
	1	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)	V <sub>0</sub> (000)	V <sub>7</sub> (111)
0	0	V <sub>6</sub> (101)	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>5</sub> (001)
	1	V <sub>1</sub> (100)	V <sub>2</sub> (110)	V <sub>3</sub> (010)	V <sub>4</sub> (011)	V <sub>5</sub> (001)	V <sub>6</sub> (101)

**Tableau II.2** : Table de commutation six Secteur de la commande DPC

### II.2.3. Détermination du secteur :

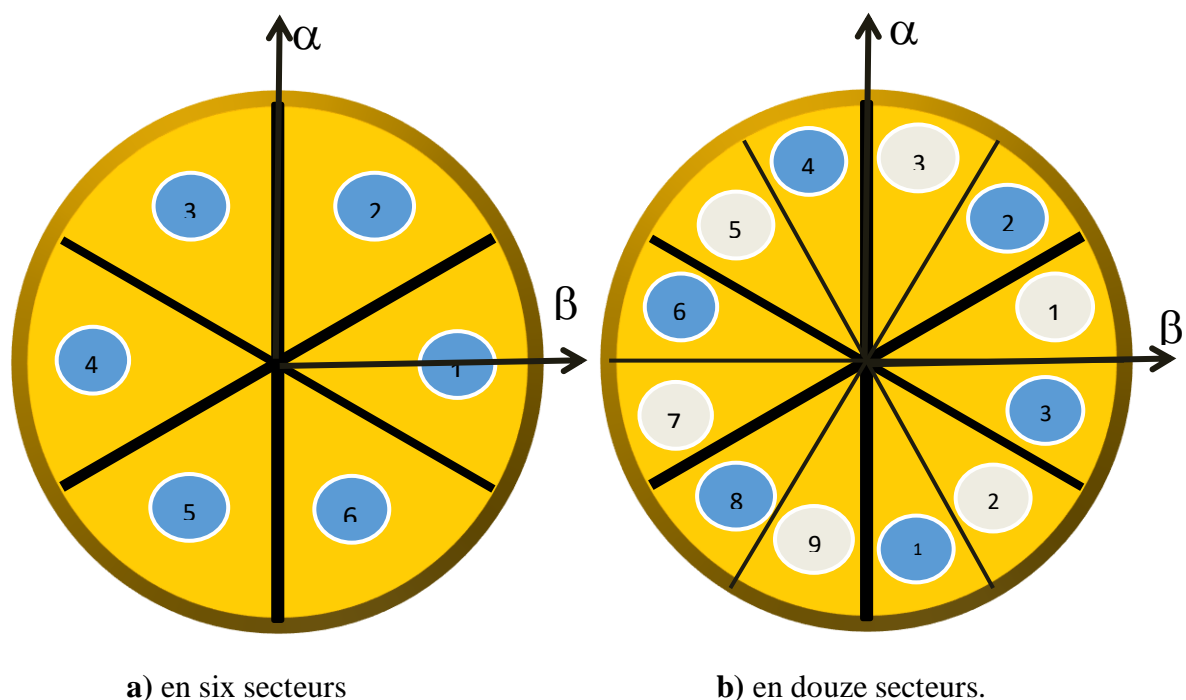
La connaissance du secteur de la tension estimée est nécessaire pour déterminer les états de commutations optimales. Pour cela, le plant de travail  $(\alpha, \beta)$  est divisé en douze ou six secteurs comme la montre la Fig.II.2, ces dernières peuvent être déterminées par la relation suivant [23] :

$$(2n - 3) \frac{\pi}{6} < \hat{t}_n < (2n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n=1,2 \dots\dots 6 \quad (\text{II.5})$$

$$(n - 2) \frac{\pi}{6} < \hat{t}_n < (n - 1) \frac{\pi}{6} \quad n=1,\dots,12 \quad (\text{II.6})$$

Selon l'angle du vecteur de la tension de source référencé sur l'axe  $(\alpha)$ , le secteur où le vecteur est localisé sera sélectionné. L'angle est calculé en utilisant la fonction trigonométrique inverse, basée sur les composantes du vecteur de la tension dans le repère  $(\alpha, \beta)$ , indiquée par l'équation (II.7) [22]

$$\hat{t}_n = \tan^{-1} \left( \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \right) \quad (\text{II.7})$$



**Figure II.2 :** Le plan vectoriel divisé

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 [10]

#### II.2.4. L'estimateur de tensions :

Le secteur de travail de la tension de ligne est nécessaire, pour déterminer les ordres de commutation. De plus il est important d'estimer la tension de ligne correctement, même avec l'existence des harmoniques, sa donne un facteur de puissance élevé [20]. La chute de tension aux bornes de l'inductance peut être calculée en dérivant le courant. Donc, la tension peut être calculée en additionnant la tension de référence à l'entrée du convertisseur avec la chute de tension déjà calculée [20].

L'expression suivante donne les courants de ligne  $i_a, i_b, i_c$  dans les coordonnées stationnaires  $\alpha\beta$  :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

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

$$\begin{cases} \hat{p} = \bar{v}_{s(123)} \cdot \bar{i}_{(123)} = v_{s\alpha} \cdot i_\alpha + v_{s\beta} \cdot i_\beta \\ \hat{q} = \bar{v}_{s(123)} \wedge \bar{i}_{(123)} = v_{s\beta} \cdot i_\alpha - v_{s\alpha} \cdot i_\beta \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

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

$$\begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} & v_{s\beta} \\ v_{s\beta} & -v_{s\alpha} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

La tension peut être estimée par l'équation suivante :

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha} \\ \hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{(i_\alpha^2 + i_\beta^2)} \begin{bmatrix} i_\alpha & -i_\beta \\ i_\beta & i_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{p} \\ \hat{q} \end{bmatrix} \quad (\text{II.11})$$

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

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{s1} \\ \hat{v}_{s2} \\ \hat{v}_{s3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{s\alpha} \\ \hat{v}_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

### II.2.5. Contrôle de la tension du bus continu utilisant le régulateur conventionnel PI :

Le rôle de la boucle de régulation de la tension du bus continu est de maintenir cette tension à une valeur de référence constante comme le montre la Figure II.3, en contrôlant le processus de chargement et de déchargement du condensateur. Dans l'objectif d'assurer une bonne qualité de compensation des perturbations de tension dans des cas de fonctionnements extrêmes du réseau électrique, les régulateurs classiques de type PI ont été employés. Ainsi, la multiplication de l'amplitude maximale des courant de source ( $I_{max}$ ) avec la tension du condensateur ( $V_{dc}$ ) donne la puissance active de référence ( $P^*$ ) qui a été utilisée comme variable de contrôle dans la commande DPC classique [24].

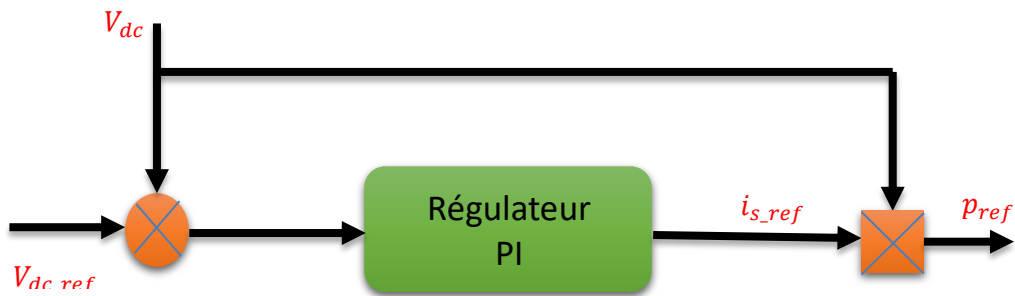


Figure II.3 : Régulation de la tension continue

### II.2.6. Contrôleur à hystérésis :

L'idée principale de la commande directe de puissance est de maintenir les puissances active et réactive instantanées dans une bande désirée. Ce contrôle est basé sur deux comparateurs à hystérésis qui utilisent comme entrée les signaux d'erreurs entre les valeurs de références et mesurées des puissances actives et réactive [17]

Les sorties des régulateurs à hystérésis données par les variables booléennes  $F_p$  et  $F_q$  indiquent les dépassements supérieurs ou inférieurs des erreurs des puissances suivant la logique ci-dessous [10] :

$$F_p \begin{cases} 1 & \hat{P} < \hat{P}_{ref} - H_p \\ 0 & \hat{P} > \hat{P}_{ref} + H_p \end{cases} \quad F_q \begin{cases} 1 & \hat{q} < \hat{q}_{ref} - H_p \\ 0 & \hat{q} > \hat{q}_{ref} + H_p \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

### II.3. Résultats de simulation et expérimentaux :

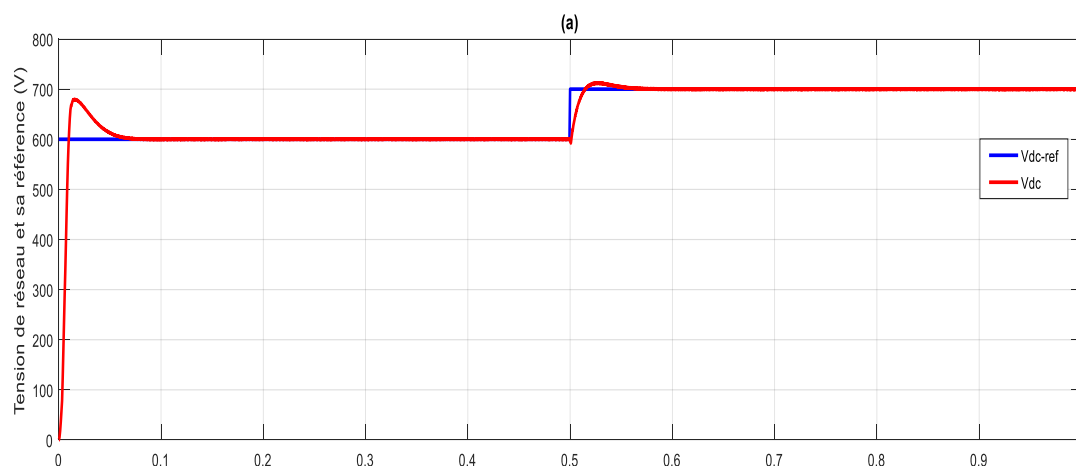
Le contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé, à l'aide de la table de commutation classique, a été simulé à l'aide du logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres du circuit électrique ainsi que les données de la commande utilisés en simulation et en pratique sont mentionnés dans le tableau suivant :

Résistance totale de la ligne	0,3 $\Omega$
Inductance totale de la ligne	10e-3 H
Résistance de charge	100 $\Omega$
Capacité de charge	4700uF
Tension d'alimentation	220V
Fréquence de la porteuse	5KHz

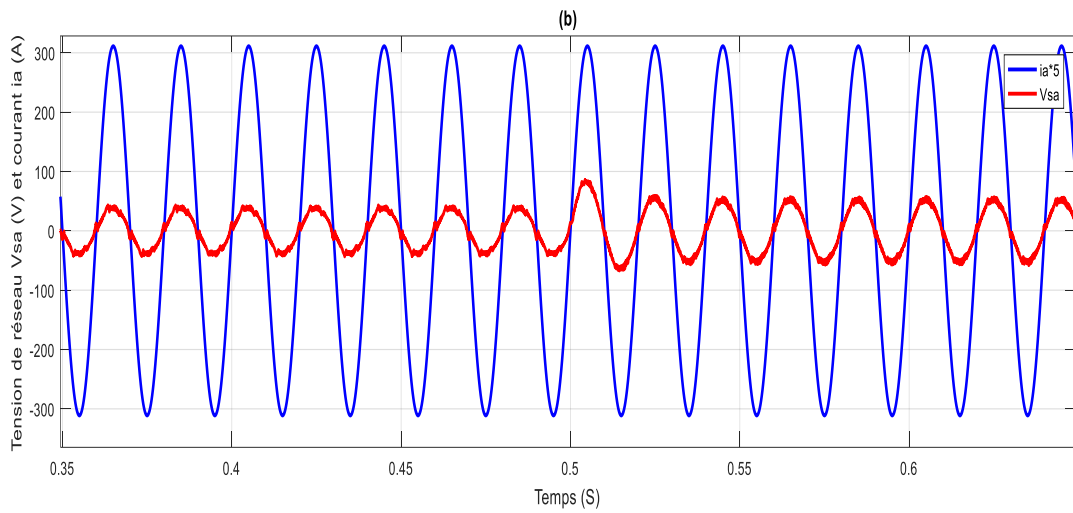
**Tableau II.3 :** Paramètres de simulation du redresseur à MLI

#### II.3.1. Résultats de simulation DPC six secteurs :

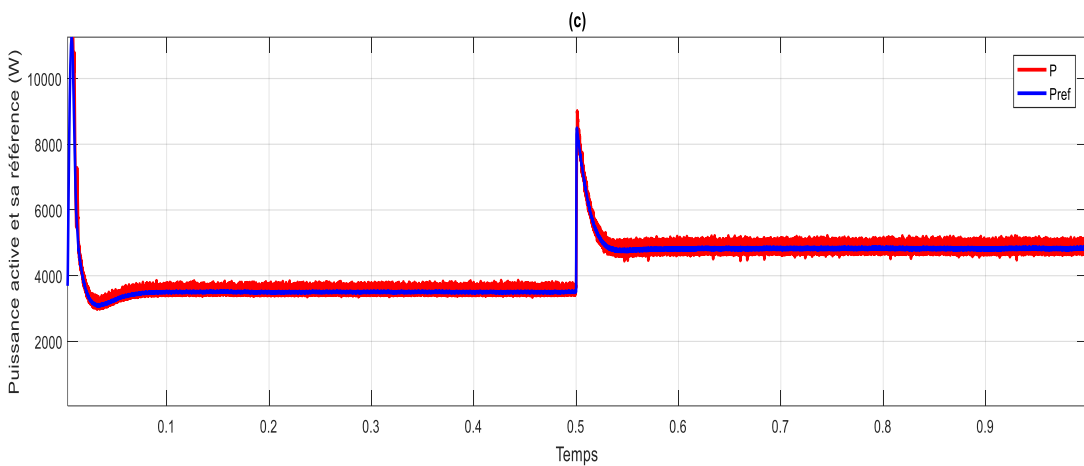
La Figure III.5 montre la réponse du redresseur commandé par la commande DPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de  $v_{dref} = 600V$  à  $v_{dcref} = 700V$  à  $(0.5) t s =$  et un échelon de puissance réactive ( $Q_{rref} = 0 VAR$ )



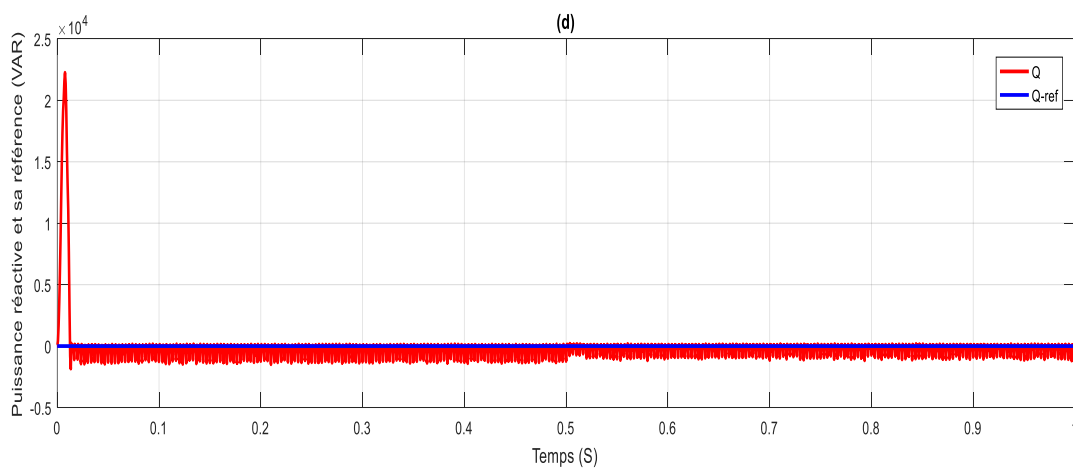
**Figure (II.4.a) :** l'allure de tension  $V_{dc}$  et sa référence



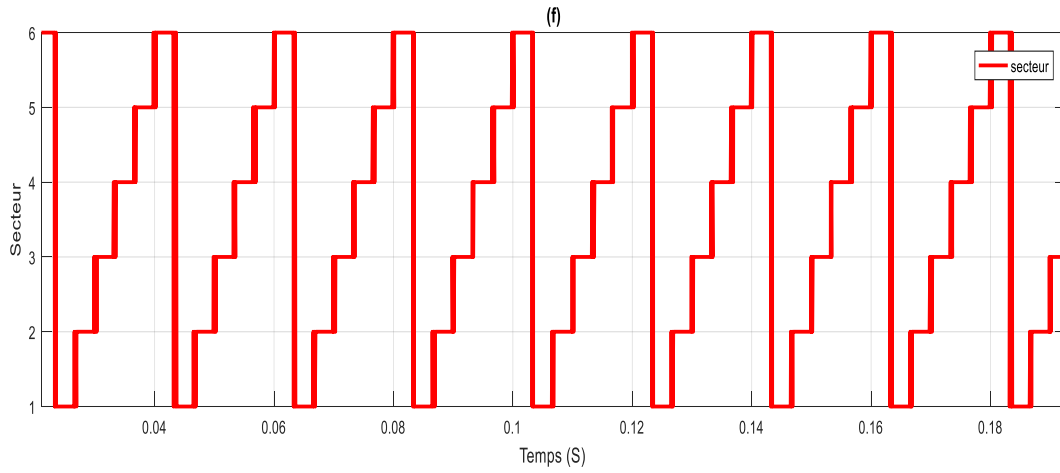
**Figure (II.4.b) :** l'allure de tension et le courant de réseaux



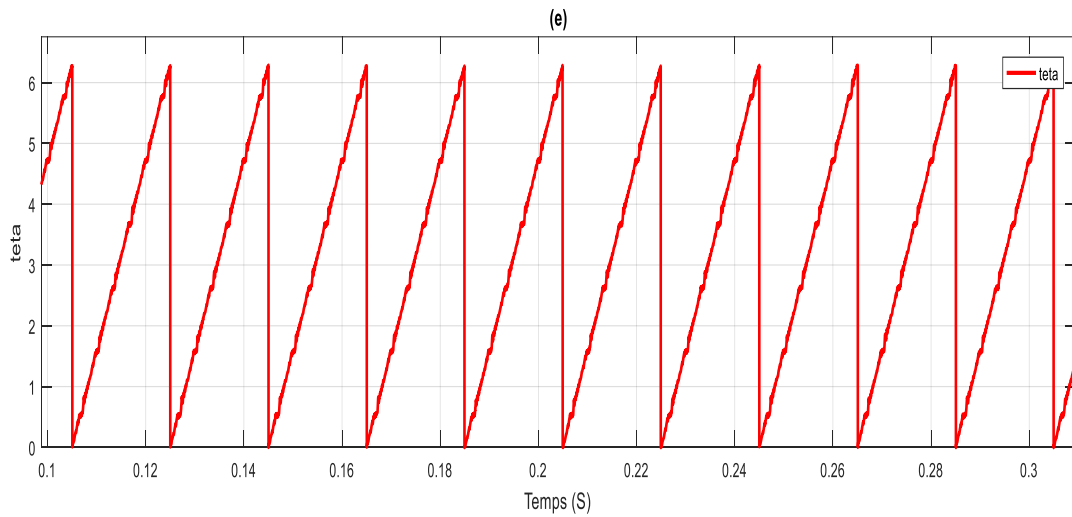
**Figure (II.4.c) :** l'allure de puissance réactives estimée et sa référence



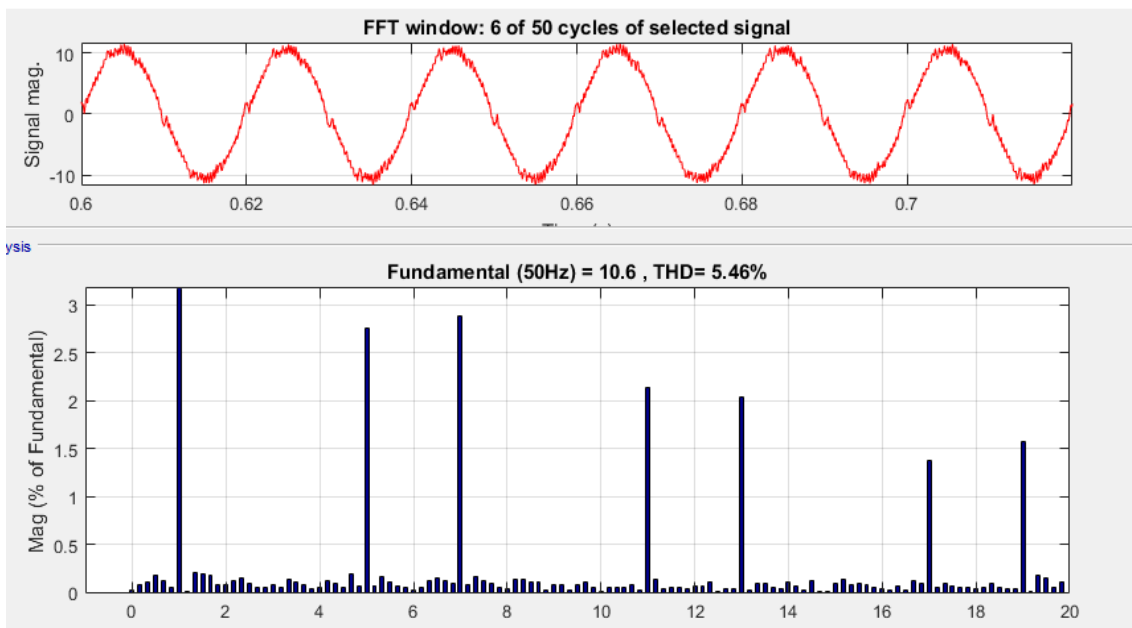
**Figure (II.4.d) :** l'allure de puissance réactives estimée et sa référence



**Figure (II.4.e) : l'allure de secteur**



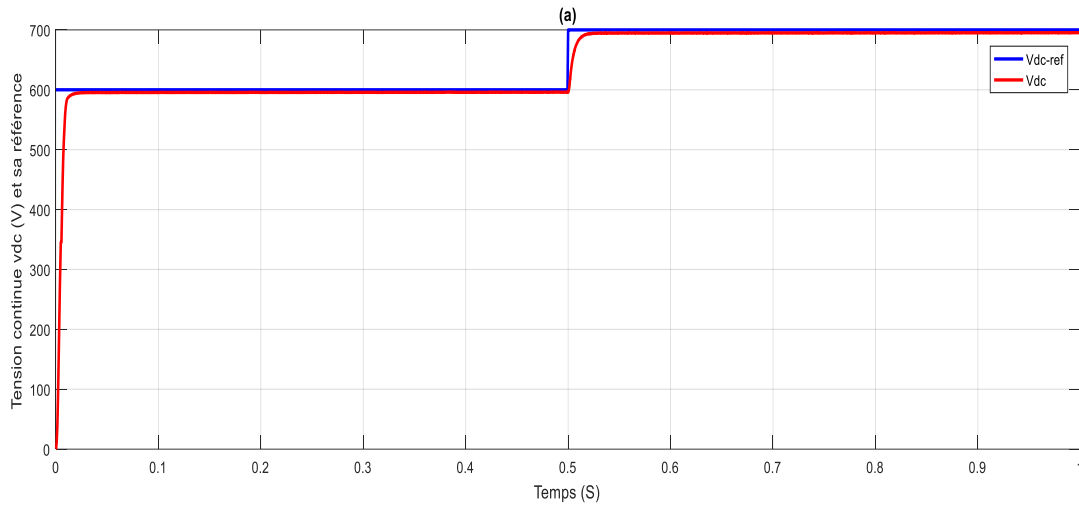
**Figure (II-4.f) : l'allure de téta**



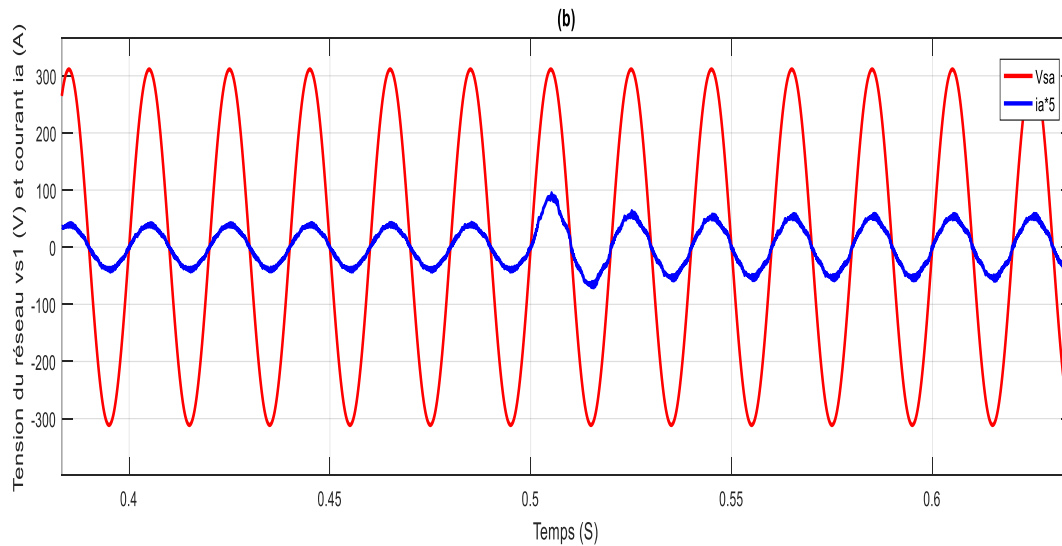
**Figure (II.5) :** Le courant de ligne  $i_a$  et son spectre harmonique.

### II.3.2. Résultats de simulation DPC douze secteurs :

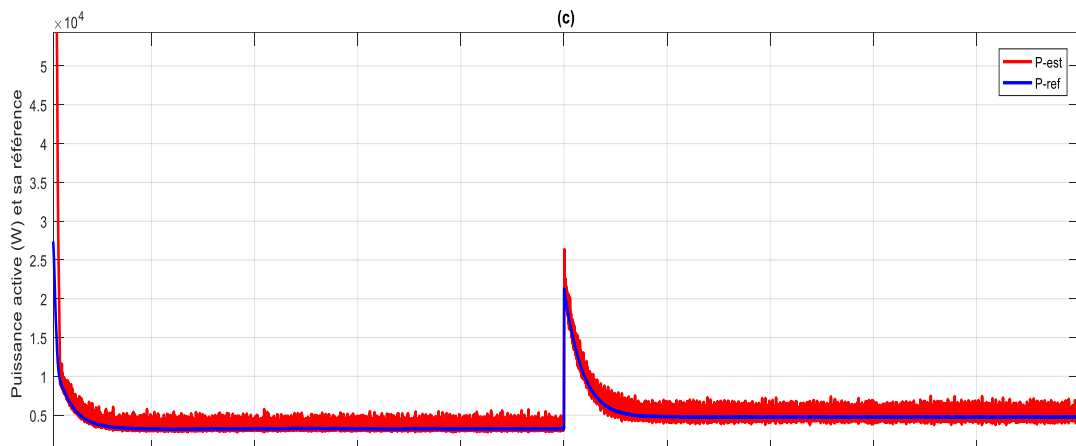
La Figure III.5 montre la réponse du redresseur commandé par la commande DPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de  $v_{dref} = 600V$  à  $v_{dcref} = 700V$  à  $(0.5) t s =$  et un échelon de puissance réactive ( $Q_{rref} = 0 VAR$ )



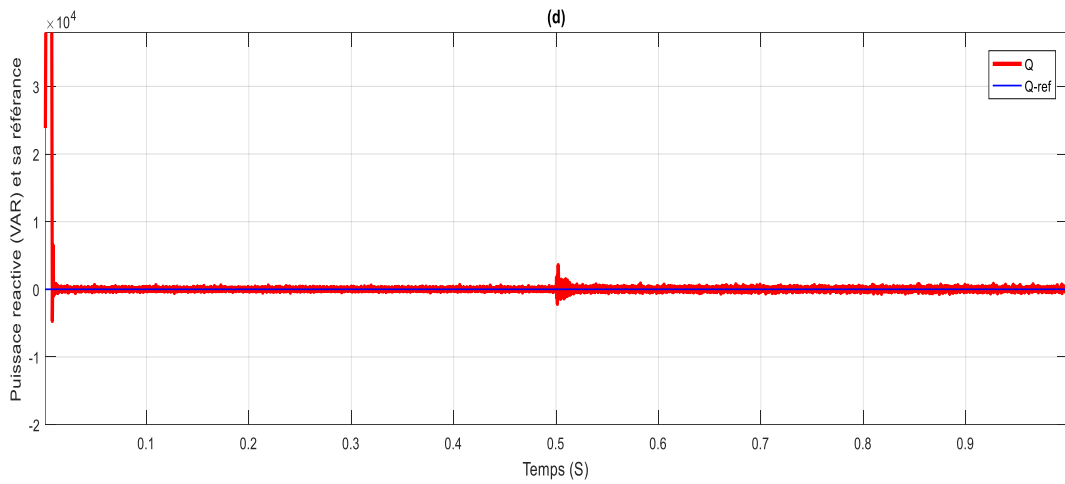
**Figure (II.6.a) :** l'allure de tension  $V_{dc}$  et sa référence



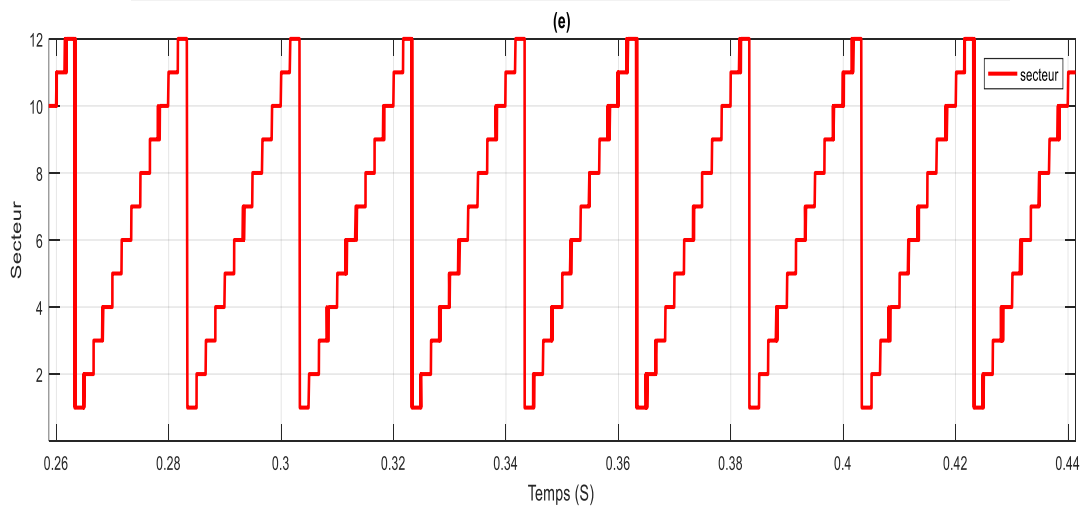
**Figure (II.6.b) :** l'allure de tension et le courant de réseaux



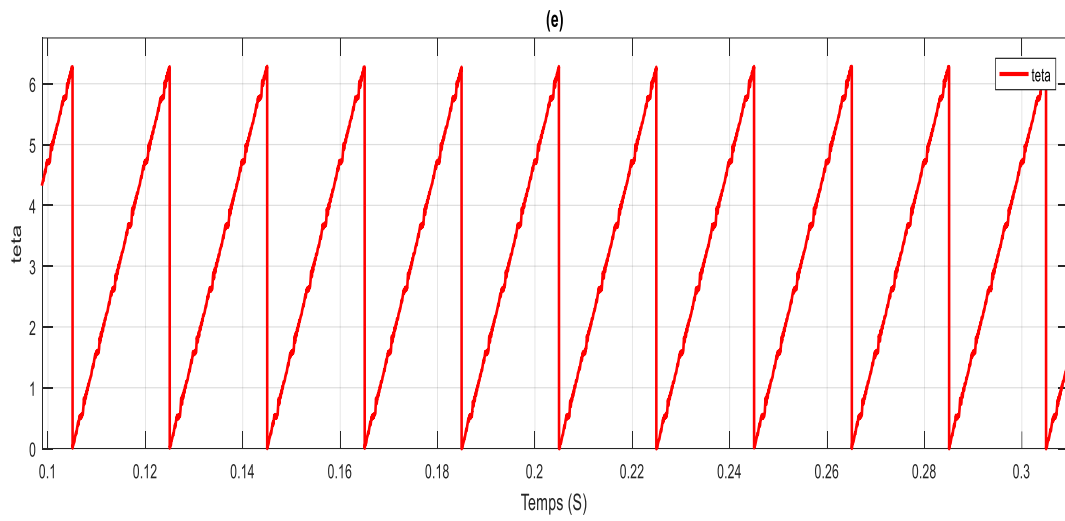
**Figure (II.6.c) :** l'allure de puissance actives estimée et sa référence



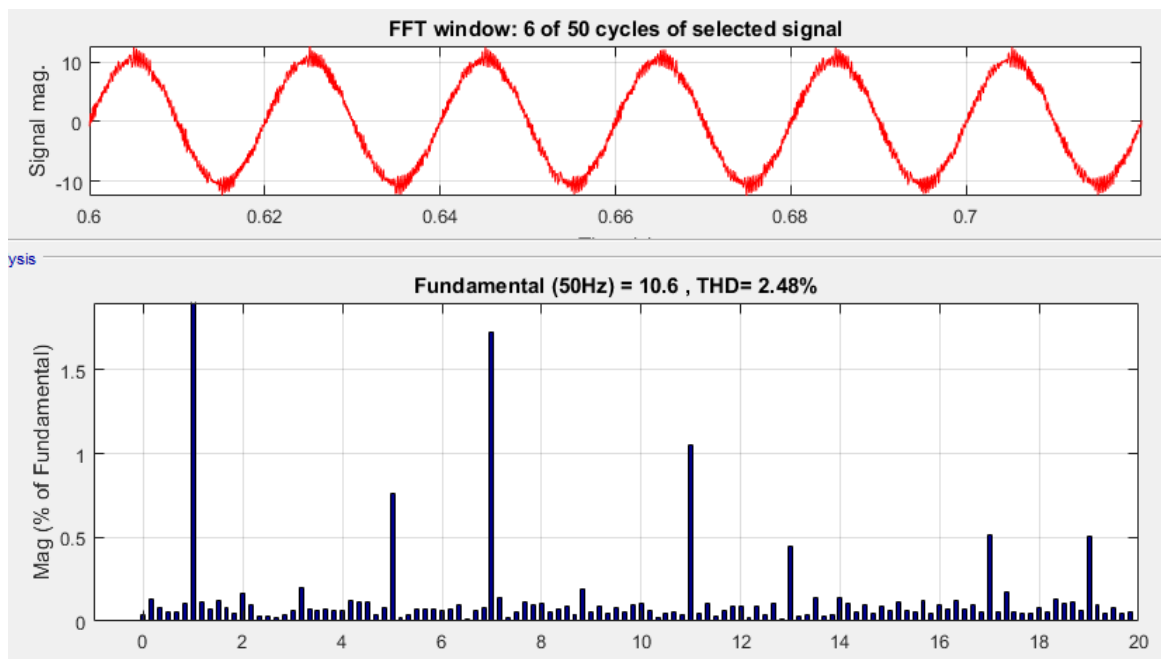
**Figure (II.6.d) :** l'allure de puissance réactives estimée et sa référence



**Figure (II-6.e) :** l'allure de secteur



**Figure (II-6.f) : l'allure de téta**



**Figure (II.7) : Le courant de ligne  $i_a$  et son spectre harmonique.**

#### II.4. Interprétations des résultats :

Les résultats obtenus à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink, lors d'un changement de la tension de référence du sortie pour la commande DPC (six et douze secteur) du redresseur à MLI est représentée sur la figure (I.11), sur laquelle on remarque dans l'intervalle (0 à 0.5s) la tension continue égale à 600V ( $V_{dc} = 600V$ ) et l'amplitude des courants de la ligne égale à 100A ( $I_{res}=100A$ ), lorsque la tension continue atteint la nouvel référence 700V ( $V_{dc} = 700V$ ) sur l'intervalle (0.5s à 1s) , le courant du réseau garder la même valeur et la tension qui correspond sont en phase, alors 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'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 = (5.46 % et 2.48 %) respectivement. Ce résultat est acceptable.

#### II.5.Conclusion :

Ce chapitre a été essentiellement consacré à la commande directe de puissance DPC à base d'une table de commutation bien définie. Nous avons expliqué le principe et les différentes étapes de la modélisation des commandes DPC. Enfin, les résultats de la simulation ont été analysés et les performances de ce contrôle ont été évaluées.

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.

Suite aux résultats obtenus et aux inconvénients de la commande DPC basée sur une table de commutation bien définie, nous avons proposé autre technique de commandes basée sur une stratégie prédictive (PDPC)

## **Chapitre. III**

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

# Chapitre III

## La Commande Directe de Puissance Prédicative (PDPC)

### III.1.Introduction :

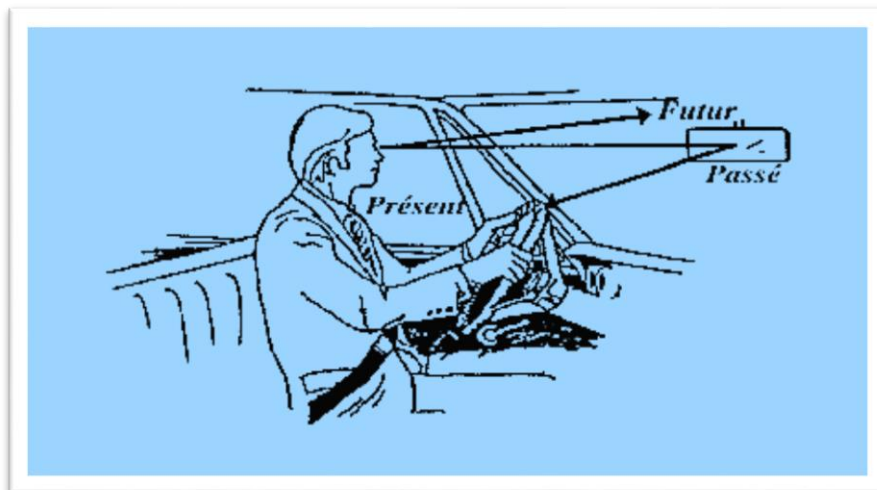
Les techniques avec un contrôle direct de puissance (DPC) utilisant une table de commutation prédéfinie, d'écrites au chapitre II, ne permettent pas d'imposer de façon explicite des critères ou contraintes sur la qualité des puissances instantanées contrôlées. Cette configuration du DPC possède un inconvénient 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 puissances active et réactive. 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 [25].

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Le principe de cette technique est d'utiliser un modèle dynamique du processus à l'intérieur du contrôleur en temps réel afin d'anticiper le futur comportement du procédé [29]. Cette stratégie de commande a montré son efficacité, sa flexibilité et son succès dans des applications industrielles, même pour des systèmes à faible période d'échantillonnage. L'application de la commande prédictive a donné des bons résultats en termes de rapidité et de précision [21].

La commande prédictive est la résolution répétée à chaque instant d'un problème de commande optimale (c'est-à-dire, comment y aller de l'état actuel à un objectif de manière optimale en satisfaisant des contraintes). Pour cela il faut connaître à chaque itération l'état du système et utiliser un outil de résolution numérique. Le but de cette stratégie est de faire coïncider la sortie du processus avec la consigne dans le futur sur un horizon fini. C'est pourquoi cette méthode apparaît tout indiquée dans les problèmes de poursuite et plus spécialement de suivi de trajectoire [26].

### III.2.Principes de la commande prédictive :

Le principe de la commande prédictive consiste à créer pour le système à commander un effet anticipatif par rapport à une trajectoire à suivre connue à l'avance, en se basant sur la prédiction du comportement futur du système et en minimisant l'écart de ces prédictions par rapport à la trajectoire au sens d'une certaine fonction coût, tout en respectant des contraintes de fonctionnement. Cette idée est simple et pratiquée de façon assez systématique dans la vie quotidienne. Par exemple, le conducteur d'un véhicule connaît la trajectoire de référence désirée à l'avance (la route) sur un horizon de commande fini (son champ visuel), et en prenant en compte les caractéristiques de la voiture (modèle mental du comportement du véhicule), il décide quelles actions (accélérer, freiner ou tourner le volant) il faut réaliser afin de suivre la trajectoire désirée. Seule la première action de conduite est exécutée à chaque instant, et la procédure est répétée à nouveau pour les prochaines actions [27].



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

### III.3.Commande directe de puissance prédictive :

Le principe de la commande PDPC est similaire à la commande DPC, du moment qu'elle sélectionne et applique également un vecteur de tension pendant une période de contrôle. Cependant, le vecteur sélectionné n'est pas obtenu à partir d'une table de commutation prédéfinie, mais obtenu en minimisant une fonction coût. En général, la fonction coût est une combinaison linéaire d'erreur de puissance active et d'erreur de

puissance réactive. En utilisant le modèle de système, la valeur future de la puissance active et de la puissance réactive pour chaque état de commutation peut être prédite.

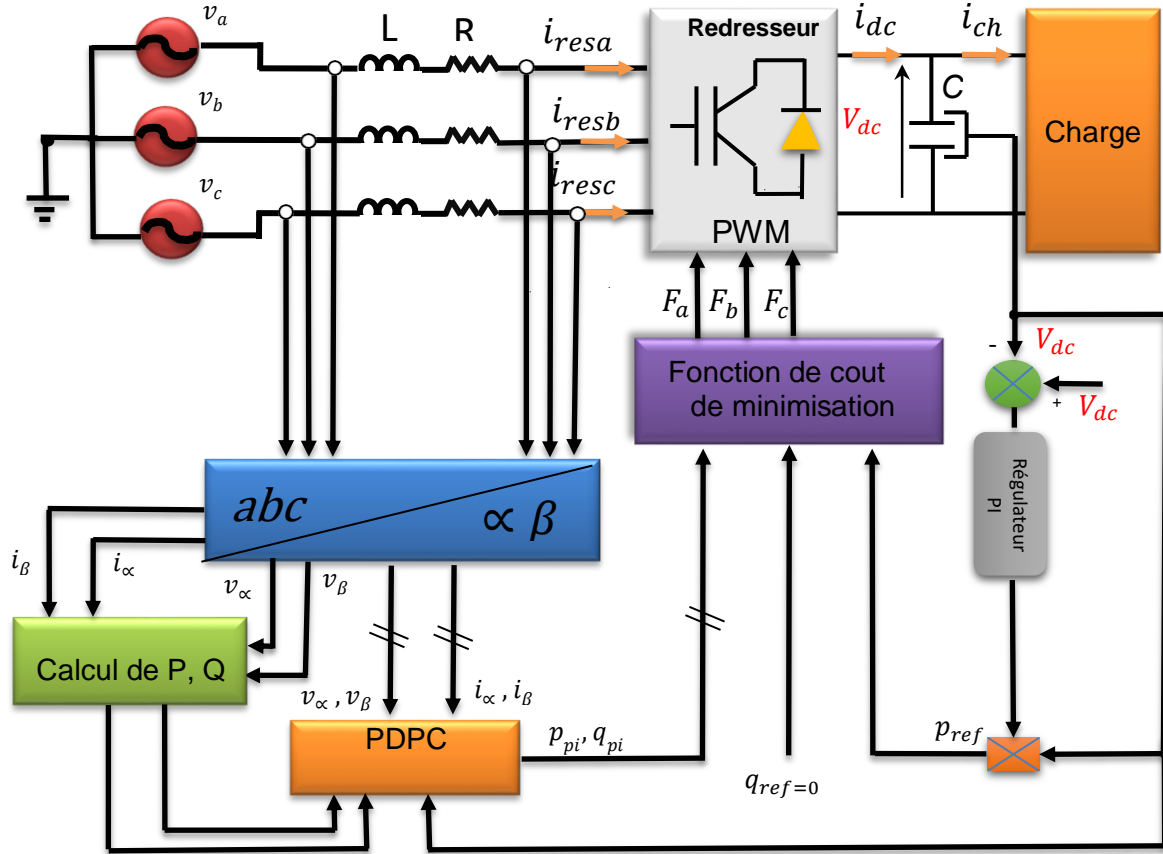


Figure III.2 : Configuration générale de la commande PDPC

Le vecteur de tension produisant une erreur de poursuite minimale de puissance est choisi comme le meilleur vecteur de tension. Il est clair que le vecteur sélectionné à partir de PDPC est plus précis et efficace que celui de la table de commutation dans la DPC en raison de la prédiction de puissances à l'avenir. Afin d'élaborer un algorithme de commande DPC prédictive [21].

### III.3.1. Modèle prédictif de puissance active et réactive du redresseur MLI triphasé :

Le contrôle direct de la puissance prédictive, dont la fréquence de commutation est variable, (PDPC) est basé sur le modèle mathématique du convertisseur. Les équations (II. 10) peuvent être utilisées pour calculer la dérivée de la puissance active et réactive [28] :

$$\frac{dp}{dt} = \left( v_{sa} \frac{di_a}{dt} + \frac{dv_{sa}}{dt} i_a + v_{s\beta} \frac{di_\beta}{dt} + \frac{dv_{s\beta}}{dt} i_\beta \right) \quad (\text{III.1})$$

$$\frac{dq}{dt} = \left( v_{s\beta} \frac{di_a}{dt} + \frac{dv_{s\beta}}{dt} i_a - v_{sa} \frac{di_\beta}{dt} - \frac{dv_{sa}}{dt} i_\beta \right)$$

$$\frac{di_{a\beta}}{dt} = \frac{1}{L} (v_{sa\beta} - v_{ca\beta} - Ri_{a\beta}) \quad (\text{III.2})$$

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

$$\frac{dv_{sa}}{dt} = -\omega \cdot v_{s\beta} \quad (\text{III.3})$$

$$\frac{dv_{s\beta}}{dt} = -\omega \cdot v_{sa}$$

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

$$\frac{dp}{dt} = v_{sa} \left( \frac{1}{L} (v_{sa} - v_{ca} - Ri_a) + \omega \cdot i_\beta \right) + v_{s\beta} \left( \frac{1}{L} (v_{s\beta} - v_{c\beta} - Ri_\beta) - \omega \cdot i_\beta \right) \quad (\text{III.4})$$

$$\frac{dq}{dt} = v_{sa} \left( \omega \cdot i_a - \frac{1}{L} (v_{s\beta} - v_{c\beta} - Ri_\beta) \right) + v_{s\beta} \left( \frac{1}{L} (v_{sa} - v_{ca} - Ri_a) + \omega \cdot i_\beta \right) \quad (\text{III.5})$$

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

$$\begin{aligned} \frac{(p(k)+\Delta p(k))-p(k)}{T_e} &= e_a(k) \left( \frac{1}{L} (e_a(k) - u_{ca}(k) - Ri_a(k)) + \omega \cdot i_\beta(k) \right) \\ &\quad + e_\beta(k) \left( \frac{1}{L} (e_\beta(k) - u_{c\beta}(k) - Ri_\beta(k)) - \omega \cdot i_a(k) \right) \end{aligned} \quad (\text{III.6})$$

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

$$\Delta p = p(k+1) - p(k) \quad \text{et} \quad \Delta q = q(k+1) - q(k)$$

Sont les différentiels de la puissance active et réactive.

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

$$p_p = p + \Delta p \quad (\text{III.8})$$

$$q_p = q + \Delta q$$

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

$$p_p(k) = T_e \left[ v_{sa}(k) \left( \omega i_a(k) - \frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta}(k) - Ri_\beta(k)) \right) + v_{s\beta}(k) \left( \frac{1}{L} (v_{sa}(k) - v_{ca}(k) - Ri_a(k) + \omega i_a(k)) \right) \right] + p(k) \quad (III.9)$$

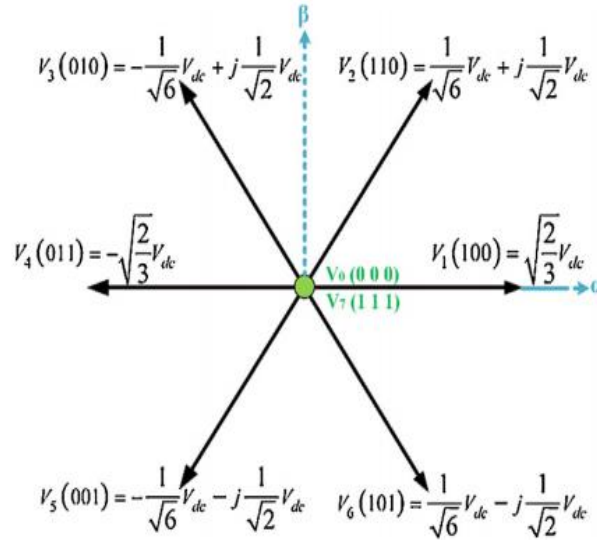
$$q_p(k) = T_e \left[ v_{sa}(k) \left( \omega i_a(k) - \frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta}(k) - Ri_\beta(k)) \right) + v_{s\beta}(k) \left( \frac{1}{L} (v_{sa}(k) - v_{ca}(k) - Ri_a(k) + \omega i_a(k)) \right) \right] + q(k) \quad (III.10)$$

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, sont données dans le tableau (III.1) [29].

v	F <sub>a</sub>	F <sub>b</sub>	F <sub>c</sub>	V (ab) n			Vecteur De tension	V <sub>cα</sub>	V <sub>cβ</sub>
				V <sub>an</sub>	V <sub>ab</sub>	V <sub>ac</sub>			
V <sub>0</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V <sub>1</sub>	1	0	0	V <sub>dc</sub>	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\sqrt{2/3}V_{dc}$	0
V <sub>2</sub>	1	1	0	V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0	$(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
V <sub>3</sub>	0	1	0	0	V <sub>dc</sub>	0	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
V <sub>4</sub>	0	1	1	0	V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\sqrt{2/3}V_{dc}$	0
V <sub>5</sub>	0	0	1	0	0	V <sub>dc</sub>	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
V <sub>6</sub>	1	0	1	V <sub>dc</sub>	0	V <sub>dc</sub>	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{2}}{3})V_{dc}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{6}}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$
V <sub>7</sub>	1	1	1	V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0	0	0

**Tableau III.1** : Table d'état des interrupteurs et les vecteurs de tension

Le vecteur de tension à l'entrée du redresseur,  $v_{\alpha\beta}$ , ne peut avoir que six valeurs en fonction des différents états possibles des interrupteurs constituant le pont triphasé (figure III.3), on aura la valeur des puissances active  $P_i(k+1)$  et réactive  $Q_i(k+1)$  [31].

**Figure III.3** : diagramme vectoriel du redresseur

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

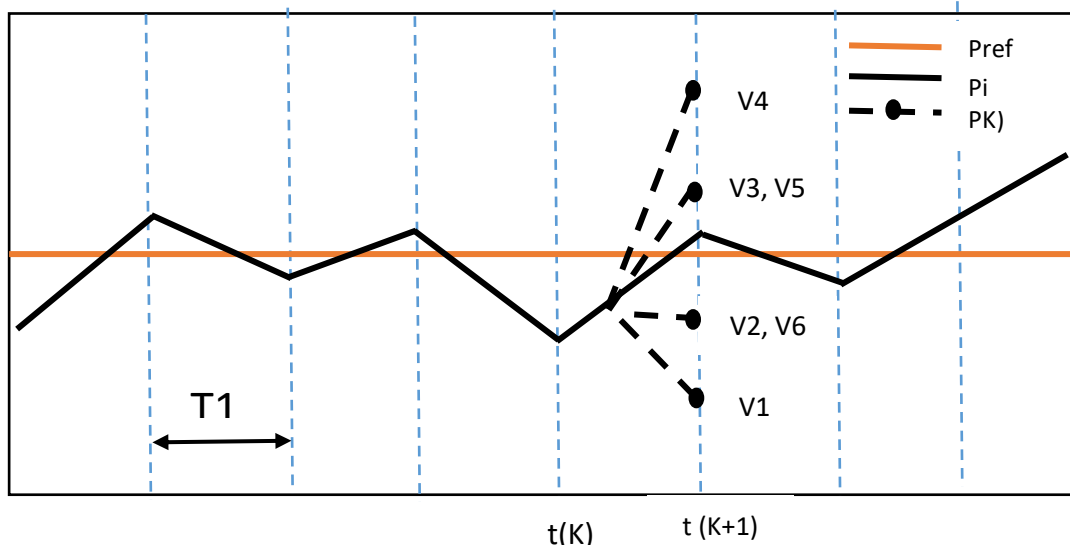
$$p_{pi}(k) = T_e \left[ v_{sa}(k) \left( \frac{1}{L} (v_{sa}(k) - v_{cai}(k) - Ri_a(k) + \omega i_\beta(k)) \right) + v_{s\beta}(k) \left( \frac{1}{L} (v_{s\beta}(k) - v_{c\beta i}(k) - Ri_\beta(k) + \omega i_a(k)) \right) \right] + p(k) \quad (III.11)$$

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

### III.3.2. Principe de sélection du vecteur de commande optimal :

L'approche PDPC est basée sur l'application d'un seul vecteur de commande optimal durant chaque période de commutation. Pour illustrer le choix du vecteur de commande à appliquer, un exemple détaillé est présenté par la figure III.4. Ici, les puissances instantanées et leurs références sont représentées. De plus, les puissances  $P_i(k+1)$  et  $Q_i(k+1)$  prédites à

partir de l'équation (4.33), pour chaque vecteur de commande, sont données pour une période d'échantillonnage. [31].



**Figure III.4** : sélection du vecteur de commande optimal

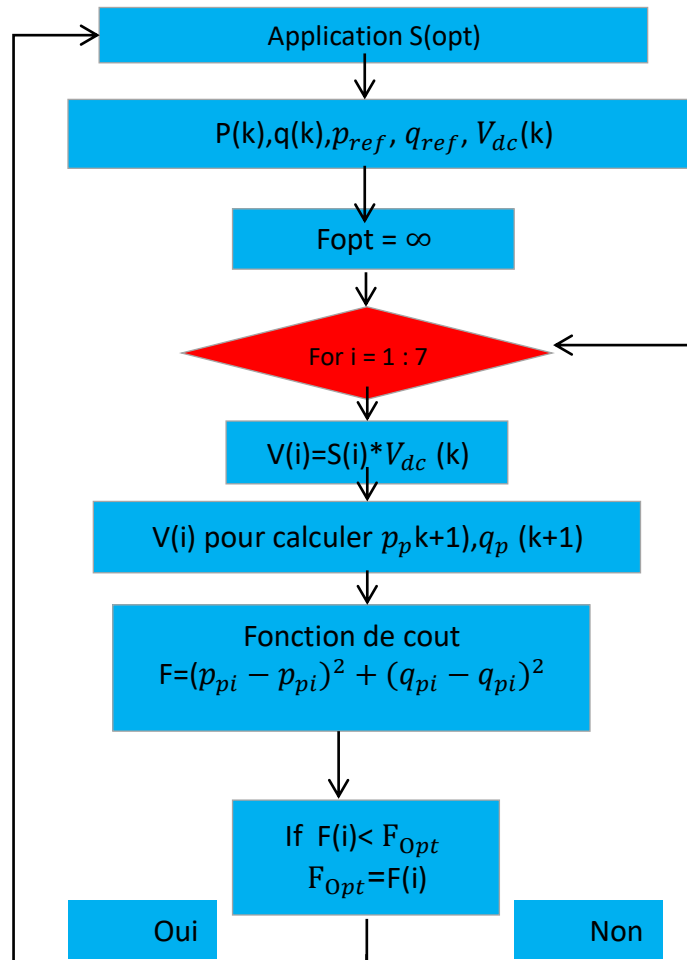
Donc le but de la commande (PDPC) est de calculer la variation des puissances et pour tous les états de commutation possibles, le vecteur de tension optimum qui minimise la fonction du coût est défini comme démontre la figure III.5.

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

$$F = (p_{pi} - p_{ref})^2 + (q_{pi} - q_{ref})^2 \quad (III.13)$$

#### a) Algorithme de la commande PDPC :

Pour le contrôle (PDPC) on prend les mêmes paramètres de simulation trouvés dans le Tableau II 2. Suivant les deux équations (III.11) et (III.12) les valeurs de puissance active et réactive prédictive sont calculées pour chaque vecteur de tension. Tableau (III.1) résume les résultats, comme on peut le voir, la valeur minimale de la fonction de coût (F) est obtenue par le vecteur de tension  $v_{ci,k}$  où  $v_{ci} = [v_0, \dots, v_7]$  et donc, ce vecteur sera sélectionné pour la prochaine période.



**Figure III.5 :** Algorithme de la commande prédictive DPC

#### III.4. Commande directe de puissance prédictive base de flux virtuel :

Le partie présente nouvelle stratégie de commande directe de puissance du redresseur à MLI elle basées sur la commande prédictive avec l'estimation du flux virtuel (DPC-VF), afin de réaliser une commande sans capteurs de tensions du réseau. Il existe plusieurs approches permettant de combiner la commande directe de puissance prédictive avec l'estimateur du flux virtuel. On applique la PDPC-VF, dont la fréquence de commutation est variable.

La Figure III.6 montre la structure globale de la commande directe de puissance base du flux virtuel pour un redresseur à MLI. Cette structure de commande permet de réduire considérablement les fluctuations la puissance active et réactive et le taux de distorsion harmoniques.

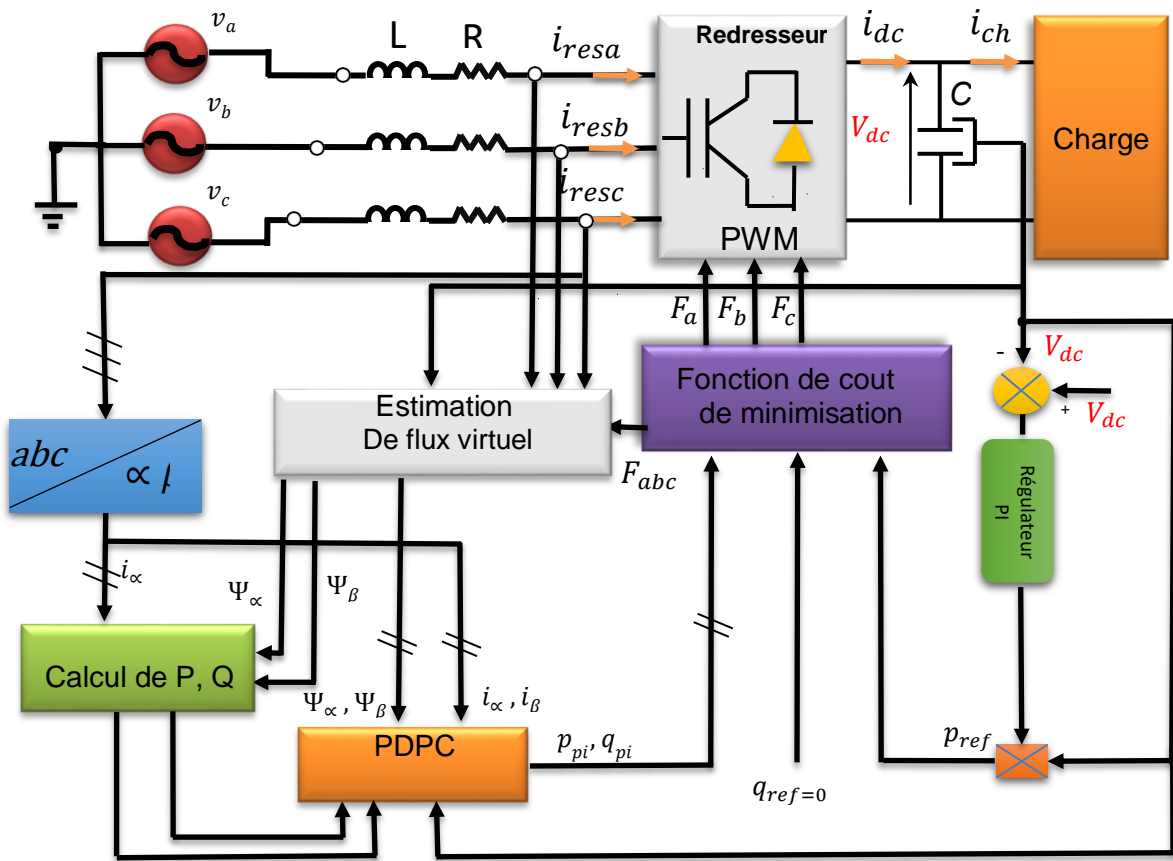


Figure III.6 : Configuration générale de la commande PDPC-VF

III.4.1. Estimation du flux virtuel :

On peut assimiler la tension de ligne imposée en combinaison avec l'inductance de connexion de ligne à un modèle d'un moteur à courant alternatif virtuel comme il est présenté dans la figure III.7, la technique d'estimation du flux virtuel est utilisée pour éliminer la mesure des tensions du réseau.

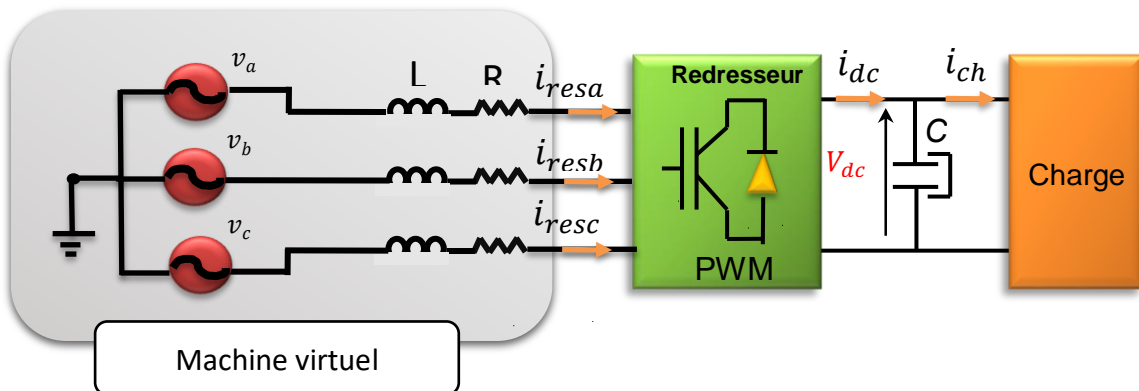


Figure III.7 : Analogie entre le côté alternatif du redresseur à MLI et le stator

Afin d'identifier le flux virtuel, les tensions du réseau et le filtre d'entrée sont considérées comme les grandeurs d'une machine asynchrone virtuelle comme montre la Figure III.7 Ainsi, L et R représentent l'inductance et la résistance du stator de la machine virtuelle et donc les tensions  $e_\alpha$  et  $e_\beta$  seront induites par un flux virtuel [30].

$$\begin{aligned} v_\alpha &= R i_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + v_{c\alpha} \\ v_\beta &= R i_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + v_{c\beta} \end{aligned} \quad (\text{III.15})$$

Le point de départ du concept de flux virtuel est la définition du flux  $\Psi$ , correspondant à l'intégration de la tension  $e$ , donnée par la formule suivante :

$$\Psi = \Psi_0 + \int e$$

L'intégration de ces tensions crée un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées  $\alpha\beta$  [31], donné par :

$$\begin{cases} \widehat{\Psi}_\alpha = L \cdot i_\alpha + \int (v_{c\alpha} + R \cdot i_\alpha) dt \\ \widehat{\Psi}_\beta = L \cdot i_\beta + \int (v_{c\beta} + R \cdot i_\beta) dt \end{cases} \quad (\text{III.16})$$

Où  $\widehat{\Psi}_{\alpha\beta}$  est le flux virtuel,  $v_{\alpha\beta}$  est la tension du réseau et  $v_{\alpha\beta c}$  est la tension d'entrée du redresseur. La chute de tension dans la résistance R est souvent assez faible et peut être négligée. La tension d'entrée du redresseur en coordonnées  $\alpha-\beta$ , en fonction de la tension du bus continu  $v_{dc}$  et des signaux de commande  $F_a$ ,  $F_b$  et  $F_c$ , peut être obtenu par l'expression :

$$\begin{cases} v_{c\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} \left( F_a - \frac{1}{2} (F_b + F_c) \right) \\ v_{c\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} v_{dc} (F_b + F_c) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

#### III.4.2. Estimation de la puissance instantanée basée sur le flux virtuel :

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 [32].

$$\bar{\Psi}_L = \begin{bmatrix} \Psi_{L\alpha} \\ \Psi_{L\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int v_{s\alpha} \\ \int v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

$$\bar{\Psi}_c = \begin{bmatrix} \Psi_{c\alpha} \\ \Psi_{c\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int v_{c\alpha} \\ \int v_{c\beta} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

L'équation de la tension peut s'écrire donc sous la forme suivante :

$$\bar{v}_s = r\bar{i} + \frac{d(L\bar{i} + \bar{\Psi}_e)}{dt} \quad (\text{III. 20})$$

En pratique, la résistance  $r$  peut être négligée, ce qui donne :

$$\bar{v}_s = \frac{d(L\bar{i} + \bar{\Psi}_e)}{dt} \quad (\text{III. 21})$$

En utilisant la notation complexe, les puissances instantanées peuvent être calculées comme suit :

$$\begin{cases} p = \text{Re}(\bar{v}_s \cdot \bar{i}^*) \\ q = \text{Re}(\bar{v}_s \cdot \bar{i}^*) \end{cases} \quad (\text{III. 22})$$

La tension de ligne peut s'exprimer en fonction du flux virtuel comme suit :

$$\bar{e} = \frac{d\bar{\Psi}_L}{dt} = \frac{d}{dt}(\Psi_L e^{j\omega t}) = \frac{d\bar{\Psi}_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \Psi_L e^{j\omega t} = \frac{d\Psi_L}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\Psi}_L \quad (\text{III. 23})$$

Où :  $\bar{\Psi}_L$  indique le vecteur d'espace et  $\Psi_L$  son amplitude.

Dans le repère d-q, on a les composantes du flux virtuel  $\bar{\Psi}_L = \Psi_{Ld}$  et les puissances instantanées sont calculées à partir de l'équation suivante :

$$\begin{cases} \hat{p} = \omega \Psi_{Ld} i_q \\ \hat{q} = \omega \Psi_{Lq} i_d \end{cases} \quad (\text{III. 24})$$

Cependant, pour éviter le recours à la transformation des coordonnées dans le plan  $dq$ , l'estimateur de puissance de la DPC-VF doit utiliser les grandeurs liées au stator, c.à.d. dans le plan  $\alpha\beta$ , on peut écrire :

$$\bar{v}_s = \left\{ \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\Psi_{L\alpha} + j\Psi_{L\beta}) \right\} \quad (\text{III. 25})$$

$$\bar{v}_s \cdot \bar{i}^* = \left\{ \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} + j \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} + j\omega(\Psi_{L\alpha} + j\Psi_{L\beta}) \right\} (i_{\alpha} - j i_{\beta}) \quad (\text{III. 26})$$

Ce qui permet de donner :

$$\begin{cases} \hat{p} = \left\{ \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} i_{\alpha} + j \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} i_{\beta} + \omega(\Psi_{L\alpha} i_{\beta} - \Psi_{L\beta} i_{\alpha}) \right\} \\ \hat{q} = \left\{ -\frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\alpha} i_{\beta} + j \frac{d\Psi_L}{dt} \Big|_{\beta} i_{\alpha} + \omega(\Psi_{L\alpha} i_{\alpha} - \Psi_{L\beta} i_{\beta}) \right\} \end{cases} \quad (\text{III. 27})$$

Pour des tensions de ligne sinusoïdales et équilibrées, les dérivées du flux sont nulles. Les puissances active et réactive instantanées sont calculées par les équations suivantes :



### III.5. Résultats de simulation PDPC :

Les paramètres choisis pour la simulation de la commande PDPC sont les mêmes que ceux utilisés précédemment. La Figure (III.8) montre la réponse du redresseur commandé par la PDPC lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de  $v_{dc\_ref} = 600\text{v}$  à  $v_{dc\_ref} = 700\text{v}$   $T = 0.5\text{s}$  et un échelon de puissance réactive ( $Q_{rref} = 0\text{ VAR}$ ).

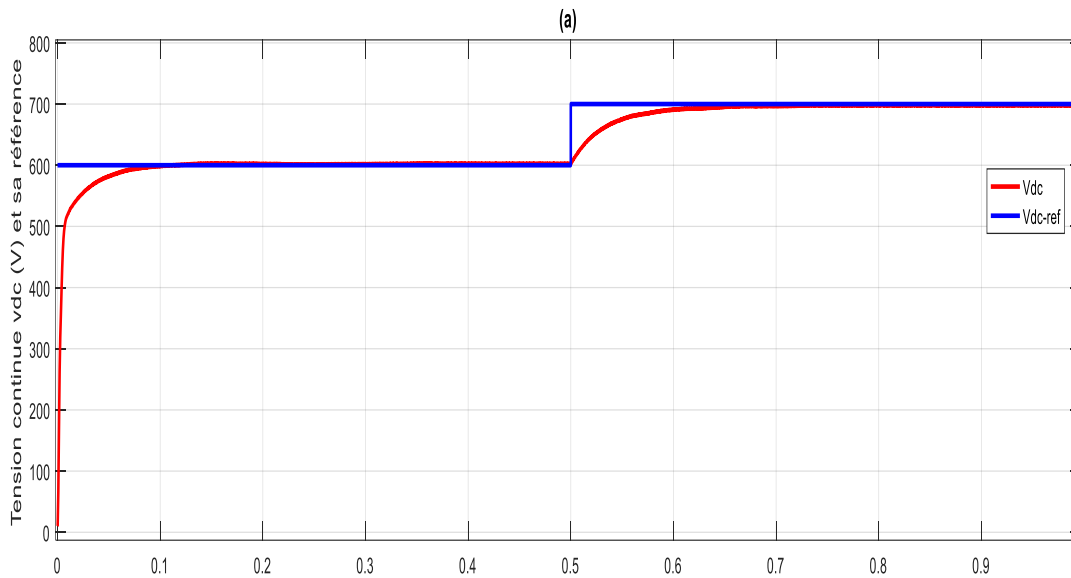


Figure (III-8.a) : l'allure de tension  $V_{dc}$  et sa référence

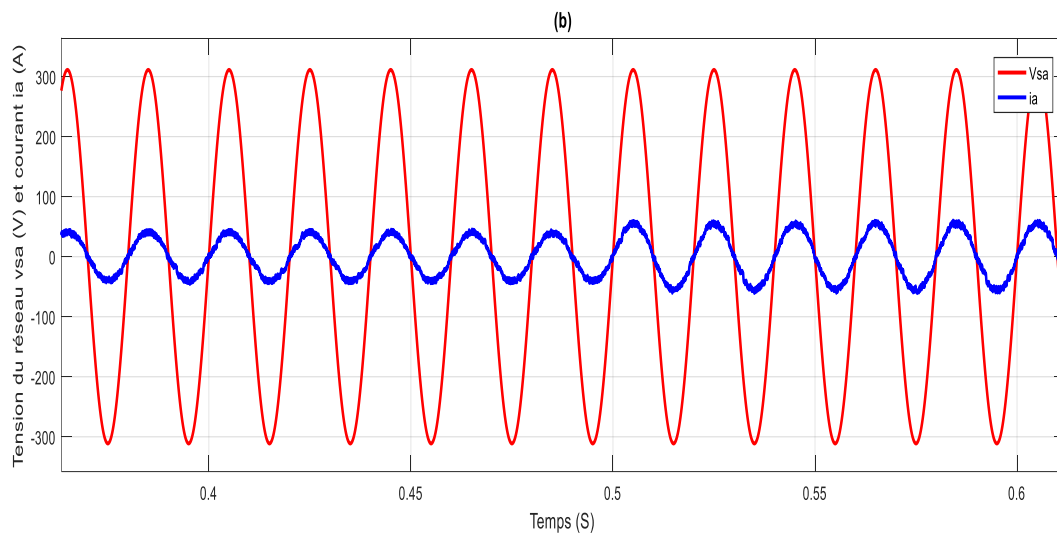


Figure (III.8.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux

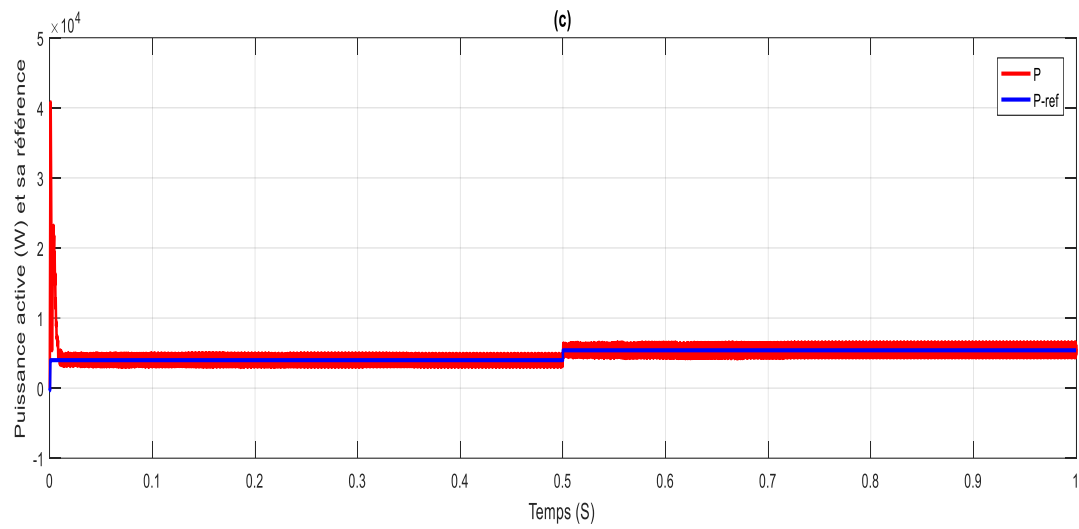


Figure (III.8.c) : l'allure de puissance active estimée et sa referens

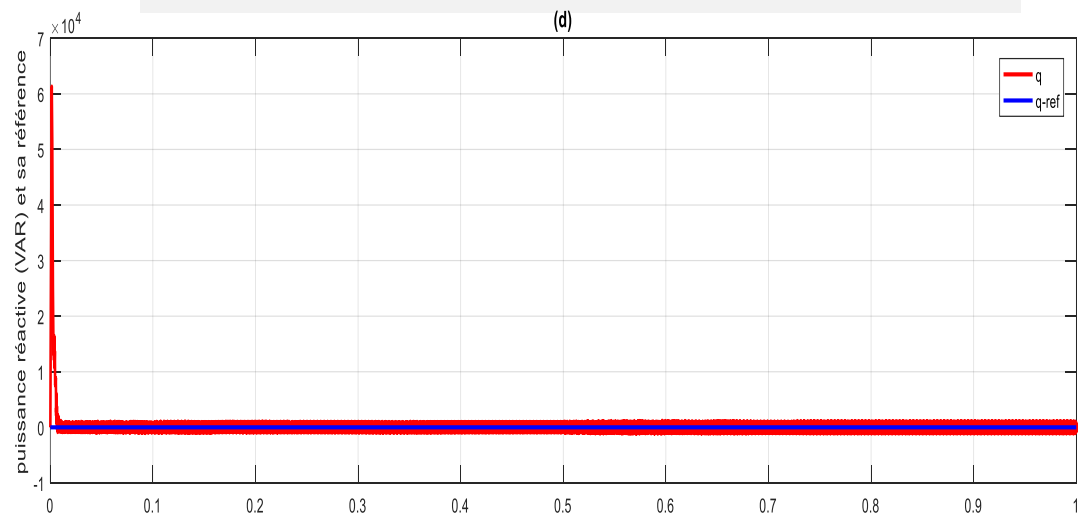
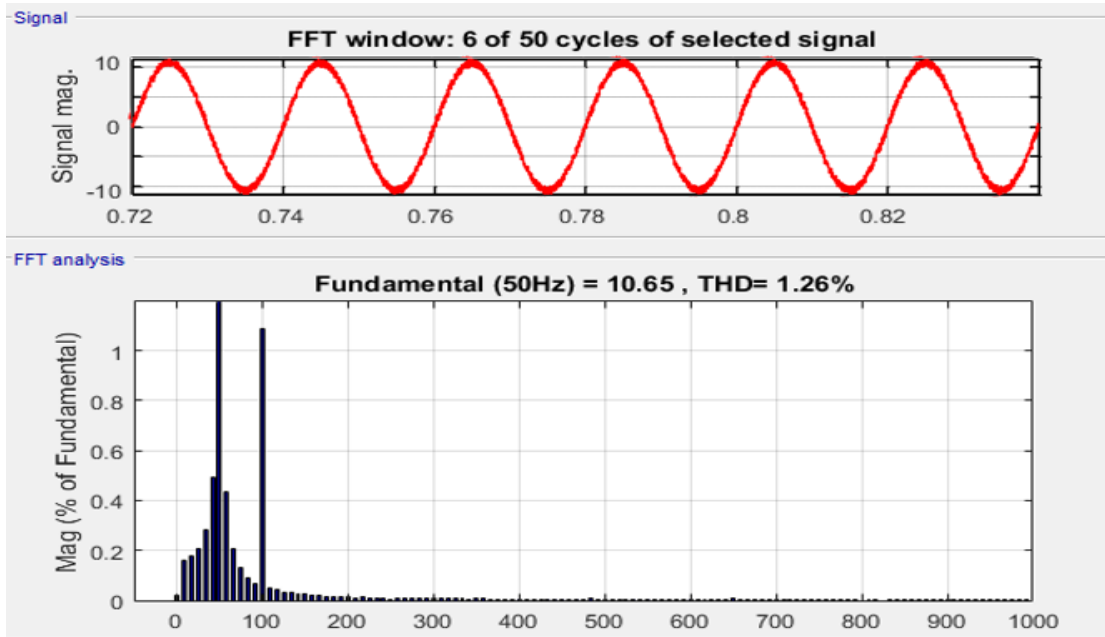


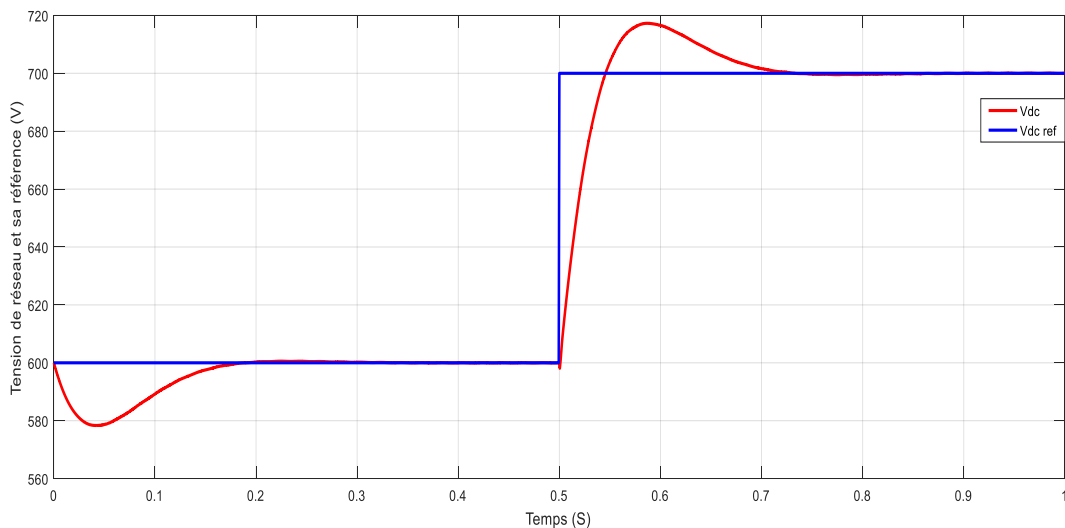
Figure (III.8.d) : l'allure de puissance réactive estimée et sa référence



**Figure (III.9) :** Le courant de ligne  $i_a$  et son spectre harmonique de la commande PDPC

### III.6. Résultats de simulation PDPC-VF :

Les paramètres choisis pour la simulation de la commande PDPC-VF sont les mêmes que ceux utilisés précédemment. La Figure (III.9) montre la réponse du redresseur commandé par la PDPC-Vf lors d'un changement de la référence de la tension de sortie de  $v_{dc\_ref} = 600\text{v}$  à  $v_{dc\_ref} = 700\text{v}$   $T = 0.5\text{s}$  et un échelon de puissance réactive ( $Q_{rref} = 0 \text{ VAR}$ ).



**Figure (III-10.a) :** l'allure de tension  $V_{dc}$  et sa référence

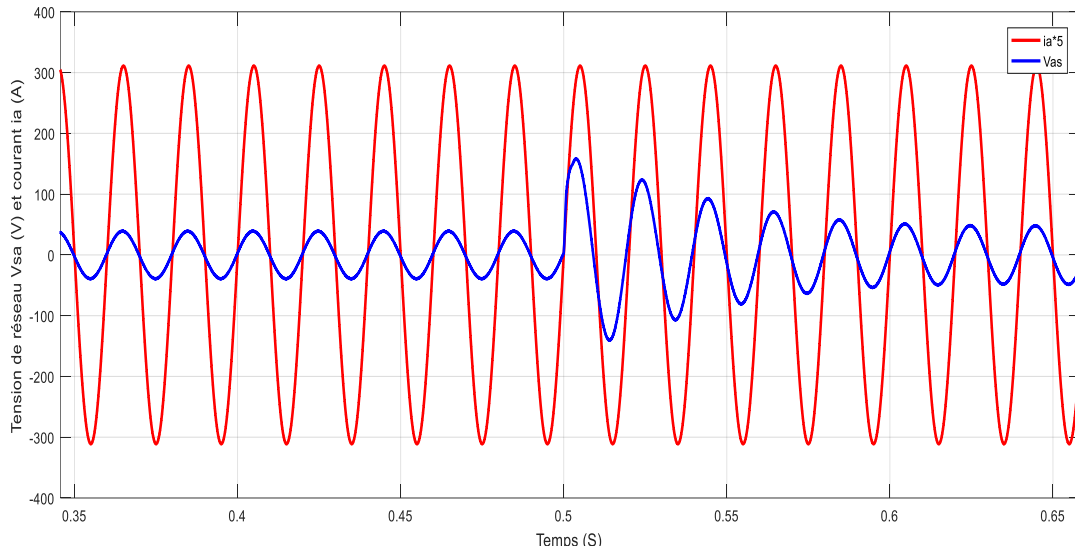


Figure (III.10.b) : l'allure de tension et le courant de réseaux

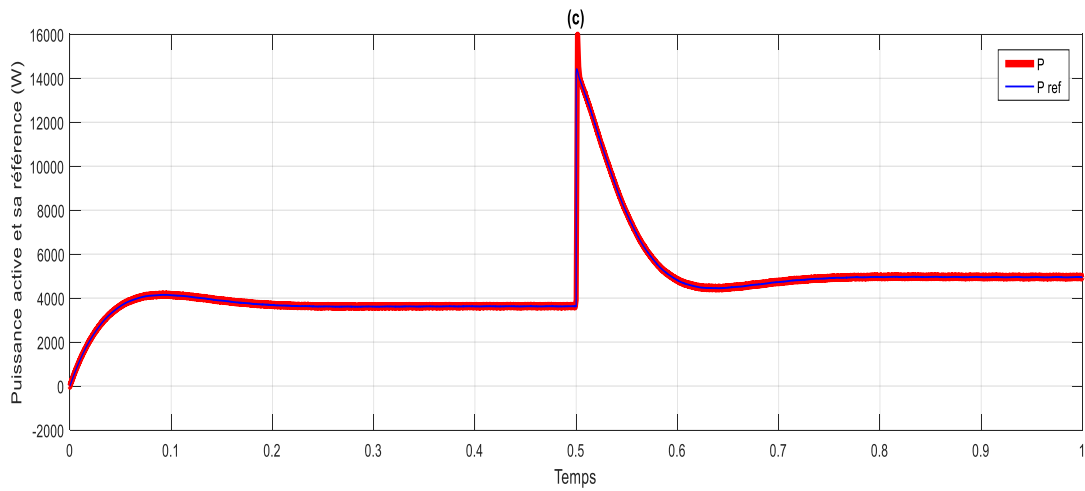
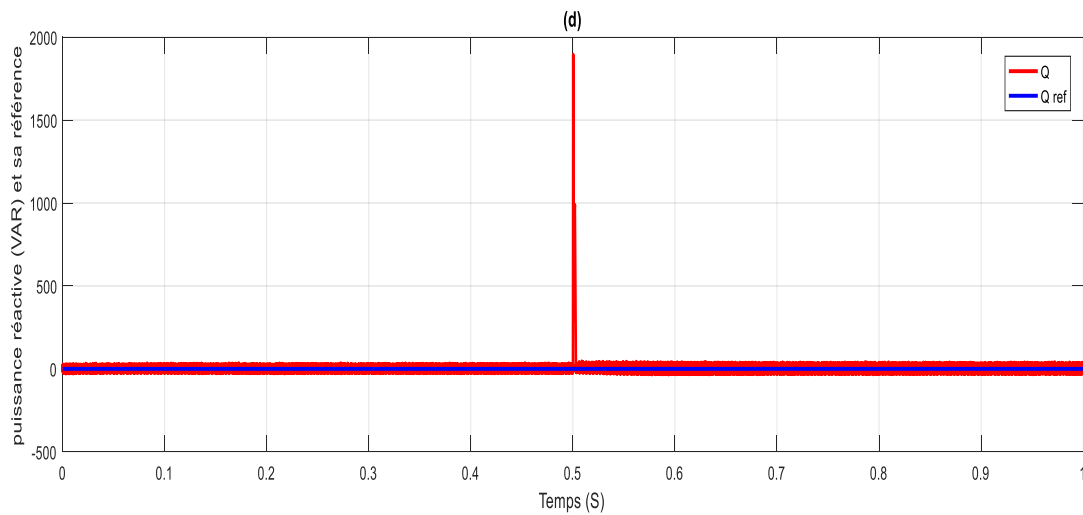
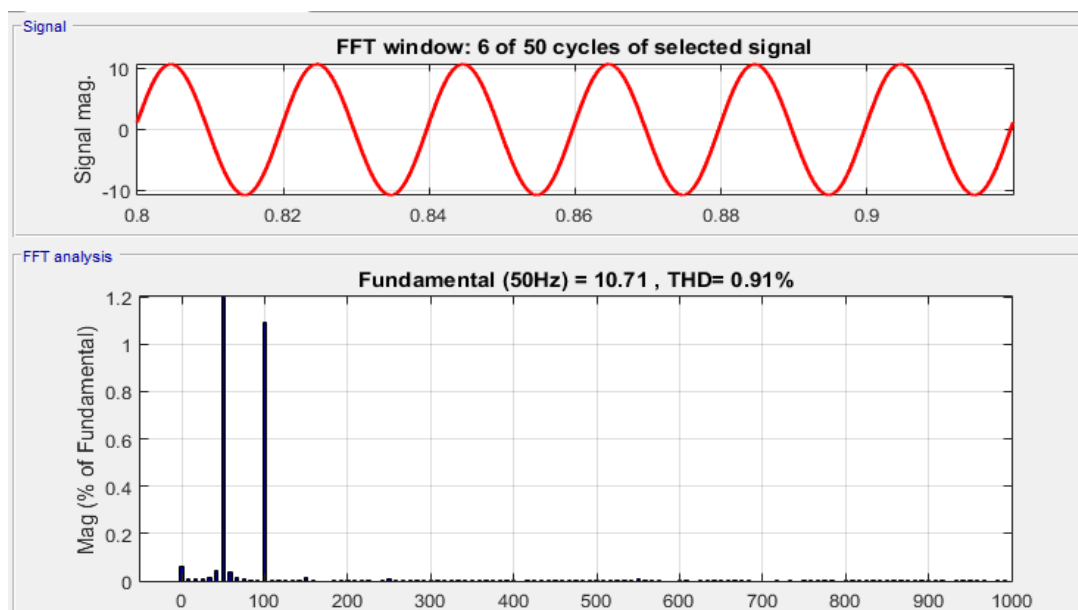


Figure (III.10.c) : l'allure de puissance active estimée et sa referens



**Figure (III.10.c) :** l'allure de puissance réactive estimée et sa referens**Figure (III.11) :** Le courant de ligne  $i_a$  et son spectre harmonique de PDPC-VF

### III.7. Interprétation des résultats de simulation :

Toutes Les figures (III.8) et (III.10) représentent les résultats de simulation d'un redresseur MLI commandé par la PDPC et PDPC-VF avec différents états de simulation.

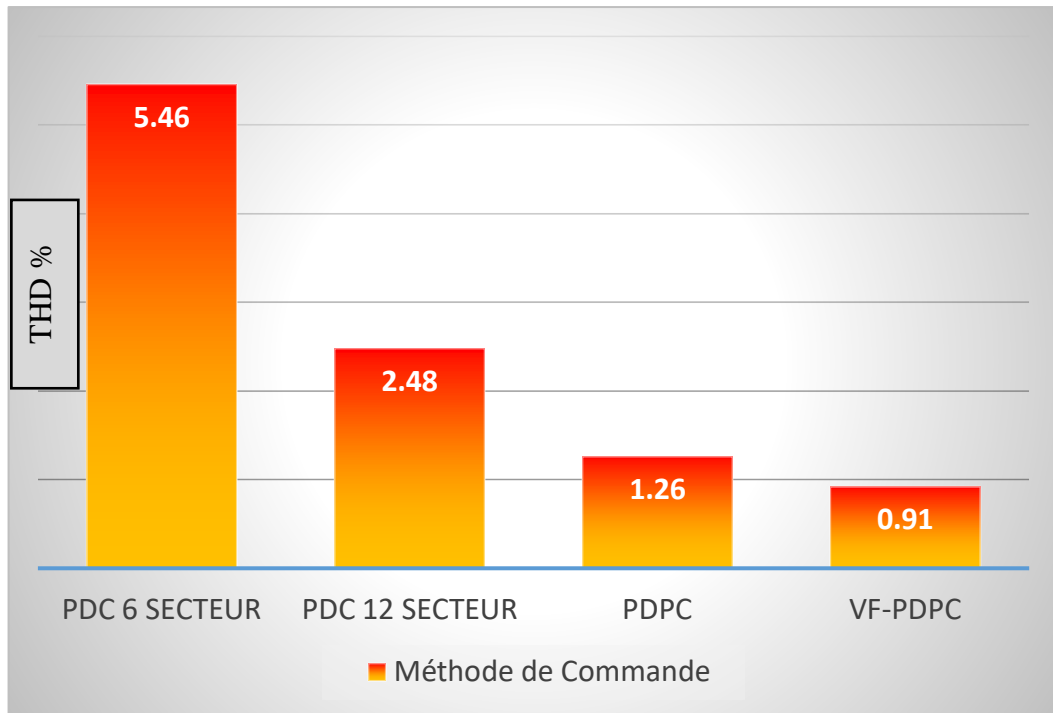
La figure (III.11) et (III.9) montre les différentes réponses de l'utilisation d'un changement de la référence de la tension de sortie de  $v_{dc\_ref} = 600v$  à  $v_{dc\_ref} = 700v$   $T = 0.5s$  et de même que la charge. On remarque que le courant du réseau est sinusoïdal et porte un THD de 1.20% en command PDPC et 0.91% en command PDPC-VF.

La figure (III.8.b) et (III.10.b) représente la réponse du courant de réseau et la tension du bus continue avec une variation de référence de la tension de sortie. On remarque que la tension de sortie suit bien sa référence et le courant de réseau reste sinusoïdale et augmente avec l'augmentation de la tension de référence.

### III.8. Etude comparative :

L'objectif de cette étude est de montre 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.



**Figure (III.12) :** comparaison entre les techniques du contrôle valeur du THD

Les valeurs du THD obtenu en régime permanent pour les quatre commandes donnent des valeurs de THD acceptables inférieurs à 5.5%. Nous remarquons aussi la supériorité de la commande PDPC-VF par rapport au PDPC et DPC, en effet, elle est capable de réduire le THD à une faible valeur de l'ordre de 0.91 %.

### III.9.Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons proposé une combinaison entre la DPC et une stratégie de commande prédictive sont PDPC et PDPC-VF. A cet effet, la commande prédictive 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.

La stratégie de commande directe de puissance prédictive avec estimation du flux virtuel ai été développé. Ces dernières permettent une commande du redresseur à MLI sans capteurs de tensions côté réseau. Les résultats de simulation obtenus montrent des bonnes

performances en régimes permanent et transitoire surtout pour le cas du taux distorsion harmonique de courant.

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre de présentation de nouvelles solutions modernes, à base d'électronique de puissance, de contrôle d'un convertisseur AC/DC de tension associé à un réseau électrique équilibré, alimentant une charge à facteur de puissance unitaire. Dans ce travail, nous nous sommes intéressés, plus particulièrement, aux principes de fonctionnement et de contrôle d'un redresseur triphasé.

La première partie de ce travail, a été consacrée à l'étude de la structure, la modélisation du redresseur PWM. Ensuite nous avons présenté les différentes applications modernes d'un redresseur commandé.

La deuxième partie a été consacrée à l'étude de nouveau contrôle 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 de commande présentant une réponse transitoire rapide et haut comportement statique et montrent 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 acceptable.

Le troisième chapitre est dédié à la commande directe de puissance prédictive du redresseur à MLI où la fonction de coût est minimisée pour tous les états de commutation possibles, seule la vectrice tension qui correspond à l'état de commutation optimal est sélectionnée pour être appliqué pendant la prochaine période d'échantillonnage.

La technique prédictive avec estimation du flux virtuel est l'avantage de ne pas utiliser de capteurs de tension du réseau tout en offrant de très bonnes performances dynamiques. Les résultats de simulation obtenus montrent des bonnes performances surtout le cas du taux distorsion harmonique de courant qui est bien inférieure aux autres techniques.

Afin d'améliorer ce travailler à fréquence variable, on propose des perspectives suivante :

- Contrôle direct de puissance dans le cas d'un réseau déséquilibré.
- DPC avec estimateur neuronal du flux virtuel.
- Propose autre régulateur comme flou ou technique artificielle.

## Références Bibliographiques

- [1] Boukaroura, Abdelkader. *Modélisation et diagnostic d'un onduleur triphasé par l'approche Bond-Graph. Memoir de magister, Université Sétif, 2018.*
- [2] Monroy, Alvaro Ortiz. *Étude de montages redresseurs polyphasés pour le réseau d'alimentation électrique des avions, Thèse de doctorat, Université Laval, 2013.*
- [3] Kadiatou, Togola, and Abbane Mahdi. *Etude d'un convertisseur alternatif-continu à absorption sinusoïdale utilisant un onduleur à résonance, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2009.*
- [4] Denoun, Hakim. *Contribution à l'étude et la réalisation des convertisseurs AC/DC à MLI à facteur de puissance unitaire, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2013.*
- [5] Tedjini, H., Y. Meslem, and M. Rahli. "Contrôle non linéaire avancé du redresseur MLI triphasé en absorption sinusoïdale de courant." *Acta Electrotehnica* 49.3 (2008) : 290-300
- [6] Bensalah Wassila. *Etude de la commande des redresseurs M, Thèse de master, Universitaire Belhadj Bouchaib d'Ain-Temouchent, 2016.*
- [7] Belambri Mohand Idir .*Modélisation et Commande des Convertisseurs AC-DC. Thèse de master. UNIVERSITE LARBI BEN M'HIDI OUM EL BOUAGHI ,2012.*
- [8] BELHAOUCHET, Nouri. *Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées Application : Amélioration de la Qualité de l'Energie, Thèse de doctorat, Université Sétif, 2014.*
- [9] LAOUEDJ, Fethia. *Etude et simulation d'une commande numérique (discrète) d'un pont redresseur à IGBT/MOSFET. Thèse de master, Universitaire abou bekr belkaid, 2015.*
- [10] kot Yahia. *Modélisation et simulation d'un convertisseur Statique AC/DC commandée, Thèse de master, Universitaire d'el-oued, 2014*
- [12] MEGHERBI Hicham. *Etude et modélisation des convertisseurs statiques destinés à améliorer la qualité de l'énergie électrique, Thèse de master, Université Tahar Moulay de Saïd ,2016*
- [11] Hanane, Haddad. *Etude des performances de la machine asynchrone alimentée par un onduleur multiniveaux, Thèse de doctorat. Université Mouloud Mammeri, 2013.*
- [13] Bouafia, Abdelouahab. *Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI, Thèse de doctorat, Université Sétif 2014.*
- [14] Melle. TARGUI feriel. *Commande directe en puissance d'un redresseur MLI triphasé, Thèse de master, Université Abderrahmane Mira De Bejaia,2014.*
- [15] Ayoub, D. A. H. M. A. N. E., and B. O. U. G. U. E. R. R. A. Khalil. *Etude et Commande d'un Convertisseur Statique AC/DC à Prélèvement Sinusoïdal. Thèse de doctorat. UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF-M'SILA, 2019.*

- [16] SADOUNI, Radhwane. *Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC*, Thèse de doctorat, 2017.
- [17] vGHADBANE, ISMAIL. *Etude Et Réalisation D'un Filtre Actif Parallèle En Utilisant Différentes Stratégies De Contrôle*, Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider-Biskra, 2016.
- [18] Bouafia, Abdelouahab. *Techniques de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseurs à MLI*, Thèse de doctorat, Université Sétif, 2014.
- [19] Fekik, Arezki. *Commande directe de puissance d'un redresseur à MLI par DSP*, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2018.
- [20] Bouchakour, S. *Commande directe de puissance d'un convertisseur AC/DC triphasé sans capteur de tension. Memory of Magister, Ecole Militaire Polytechnique Algeria (2005)*.
- [21] Ouchen, Sabir. *CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DE PUISSANCE DEDIEE AU FILTRAGE ACTIF, ASSOCIE A UNE SOURCE PHOTOVOLTAÏQUE*, Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider-Biskra, 2017.
- [22] Chaoui, Abdelmadjid. *Filtrage actif triphasé pour charges non linéaires*, Thèse de doctorat, Université Sétif 2018.
- [23] Chebabhi, A., et al. "Commande d'un filtre actif shunt par la technique de control directe de puissance basée sur le flux virtuel." *7èmes Conférence sur le Génie Electrique CGE. Vol. 7. 2011*.
- [24] AFGHOUL, Hamza. *Approche avancée du filtrage actif et du contrôle de puissances dans les installations photovoltaïques interconnectées au réseau*, Thèse de doctorat, Université de M'sila, 2016.
- [25] Bengna Sara. *Stratégies de contrôle Direct de puissance d'un Redresseur PWM Triphasé*, Thèse de master, Université Ouargla, 2013.
- [26] GHILAS, Massinissa, LEHOUCHE, H., et al. *Commande prédictive robuste appliquée sur une éolienne*, Thèse de doctorat. Université abderrahmane mira béjaia, 2013
- [27] Yacine, F. E. R. D. J. O. U. K. H. *Commande Prédictive Généralisée : Application Au Moteur A Excitation Séparée*. Thèse de master, UNIVERSITE DE MOHAMED BOUDIAF M'SILA FACULTE DE TECHNOLOGIE, 2016.
- [28] Mehdi, Adel, Hocine Benalla, and Abdellatif Reama. *Contribution à l'étude des redresseurs à commande par DPC pour une qualité de l'énergie*. Thèse de doctorat. Université de Constantine 2017.
- [29] derga abdel monaim. *Commande Prédictive d'une machine à induction alimentée par un convertisseur matriciel double étage*, Thèse de master, Université Ouargla, 2019.
- [30] Boulahia, Abdelmalek. "Etude des convertisseurs statistiques destinés à la qualité de l'énergie électrique." *Memoir de magister, Université de Constantine (2009)*.
- [31] Rahoui, Adel. *Techniques avancées pour la commande et l'observation d'un redresseur MLI*, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri, 2017.

- [32] 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).