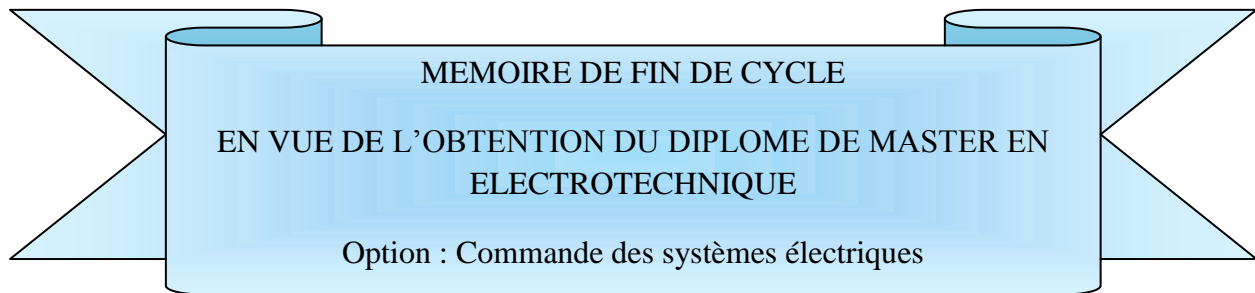


REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE



جامعة بجاية  
Tasdawit n'Bgayet  
Université de Béjaïa

Université Abderrahmane Mira De Bejaia  
Faculté de technologie  
Département génie électrique



# Thème

Commande directe en puissance  
d'un redresseur MLI triphasé

Réaliser Par :

Melle. TARGUI feriel

Melle.BENBARA djamila

Encadrer Par :

**Mr. BOUDRIES Zoubir**

JUIN 2014

# Sommaire

Introduction générale.....	1
<b>Chapitre I : Généralité sur les redresseurs</b>	
I.1 Introduction .....	1
I.2 Qualité d'énergie électrique.....	1
I.3 Problématiques des harmoniques.....	3
I.3.1 Les Perturbations dûes aux harmoniques.....	3
I.3.2 Origine des harmoniques.....	3
I.3.3 Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmonique.....	4
I.3.3.1 Effets instantanés .....	4
I.3.3.2 Effets à long terme.....	5
I.3.4 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	6
I.3.4.1 Taux Global de Distorsion Harmonique.....	6
I.3.4.2 Facteur de Puissance.....	7
I.3.4.3 Facteur de Crête .....	7
I.3.4.4 Taux Harmonique de Rang n.....	7
I.4 Solution de dépollution harmonique des réseaux électrique.....	8
I.4.1 Solutions traditionnelles.....	8
I.4.2 Solutions modernes .....	8
I.5 Typologie de base des convertisseurs AC /DC .....	9
I.5.1 ponts de diodes.....	9

I.5.2 ponts de thyristors.....	9
I.6 Redresseur à MLI.....	10
I.6.1 Redresseur à MLI de courant .....	11
I.6.2 Redresseur à MLI de tension.....	11
I.7 Principe de fonctionnement en redresseur MLI .....	12
I.8 Modes d’opération redressement/régénération.....	12
I.9 Conclusion .....	14

## **Chapitre II : Modélisation du redresseur à MLI**

II.1 Introduction.....	15
II.2 structure du redresseur MLI.....	15
II.3 fonctionnement de redresseur à MLI .....	16
II.4 Modes d’opération du redresseur à MLI .....	17
II.5 Les états de commutation du redresseur à MLI .....	17
II.6 Modélisation du redresseur MLI .....	19
II.6.1 Modèle du redresseur MLI dans le repère (a, b, c).....	20
II.6.2 Modèle du redresseur MLI dans le repère ( $\alpha$ , $\beta$ ) .....	21
II.6.3 Modèle du redresseur MLI dans le repère (d, q).....	22
II.7 Conclusion .....	23

## **Chapitre III : Technique de commande de redresseur à MLI**

III.1 Introduction.....	24
III .2 Les techniques de commandes des redresseurs MLI .....	25
III.2.1 Orientation du vecteur de tension VOC (voltage oriented control).....	25
III.2.2 Le contrôle directe en puissance (direct power contrôle ou DPC).....	26

III.2.3 Orientation du vecteur flux virtuel VFOC (Virtual flux oriented control).....	27
III.2.4 Contrôle direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel (Virtual flux based direct power contrôle ou VF-DPC).....	30
III.2.5 Commande direct de puissance basée sur la modulation vectorielle (DPC-SVM).....	31
III.3 Comparaison et discussion .....	32
III.4 Conclusion .....	33

## **Chapitre IV : Application de la stratégie de commande et simulation**

IV.1 Introduction.....	34
IV.2 Explication du fonctionnement.....	34
IV.3 Expression des puissances instantanées .....	36
IV.4 La table de commutation.....	37
IV.5 Introduction à la commande prédictive .....	39
IV.6 Historique de la commande prédictive.....	39
IV.7 Principe de la commande prédictive .....	40
IV.8 Commande prédictive généralisée.....	41
IV.8.1 Introduction.....	41
IV.8.2 Principe de fonctionnement.....	41
IV.8.3 Différents types d'horizon.....	42
IV.8.4 Définition du modèle du système.....	44
IV.8.5 Structure du prédicteur optimal.....	44
IV.8.6 Critère à minimiser.....	44
IV.8.6.1 Expression du critère sous forme analytique.....	44
IV.8.6.2 Expression du critère sous forme matricielle.....	45

IV.8.7 Loi de commande.....	45
IV.9 Application de la stratégie de commande.....	46
IV.9.1 Introduction.....	46
IV.9.1 Système de régulation sans boucle extérieure de $V_{dc}$ .....	46
IV.9.2 Système de régulation avec boucle extérieure de $V_{dc}$ .....	51
IV.12 Conclusion .....	54
Conclusion générale.....	55

# Nomenclatures

$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$ : Les tensions de la ligne [V].

$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$ : Les courants de la ligne [A].

R : la résistance de la ligne [ $\Omega$ ].

L : l'inductance de la ligne [H].

$K_a, K_b, K_c, K'_a, K'_b, K'_c$ : Les interrupteurs de redresseur.

$V_{dc}$ : La tension aux bornes de condensateur [V].

$V_{dc}^*$ : La tension de référence aux bornes de condensateur [V].

$i_{dc}$ : Le courant redressé [A].

$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$ : Les tensions du réseau dans le système d'axe ( $\alpha, \beta$ ).

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$ : Les courants de ligne dans le système d'axe ( $\alpha, \beta$ ).

$V_{\alpha}, V_{\beta}$ : Les tensions du convertisseur dans le système d'axe ( $\alpha, \beta$ ).

C : condensateur [F].

$S_a, S_b, S_c$ : Des variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axe (a, b, c).

$S_{\alpha}, S_{\beta}$ : Des variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axes ( $\alpha, \beta$ ).

$i_{ch}$ : Courant de charge [A].

$V_{ds}, V_{qs}$ : Les tensions du réseau dans le système d'axe (d, q).

$i_{ds}, i_{qs}$ : Les courants de ligne dans le système d'axe (d, q).

$V_d, V_q$ : Les tensions du convertisseur dans le système d'axe (d, q).

$S_d, S_q$  : Des variables booliennes de commandes du bras du redresseur dans le système d'axe (d, q).

$\omega$  : Pulsation [rad /s].

P : La puissance active du réseau [W].

q : La puissance réactive du réseau [VAR].

$P^*$  : La puissance active de référence [W].

$q^*$  : La puissance réactive de référence [VAR].

P : operateur de Laplace.

$\Psi_{s\alpha}, \Psi_{s\beta}$  : Composante du flux virtuel dans le système d'axe ( $\alpha, \beta$ ).

$\gamma_\psi$  : L'angle du flux virtuel.

VOC : Orientation du vecteur tension.

DPC : Contrôle directe de la puissance.

VFOC : Orientation du vecteur flux virtuel.

VF-DPC : Contrôle directe de la puissance estimée à partir du flux virtuel.

DPC-SVM : Commande directe de puissance basée sur la modulation vectorielle.

DTC : Contrôle directe de couple.

GPC : la commande prédictive généralisée.

$u(t)$  : l'entrée du système.

$y(t)$  : la sortie du système.

$\varepsilon(t)$  : le signal de perturbation du système.

$A(q^{-1}), B(q^{-1})$  et  $C(q^{-1})$  Sont des polynômes dans l'opérateur retard  $q^{-1}$ .

$n_a, n_b, n_c$  : sont respectivement les degrés des polynômes A, B, et C.

$E_j$  et  $F_j$  sont donnés par la résolution de l'équation diophantienne.

$N_1$  et  $N_2$  : définissent les horizons de prédiction sur la sortie.

$N_u$  : l'horizon de prédiction sur la commande.

$\lambda$  : est un coefficient de pondération sur la commande.

$w$  : représente la consigne à suivre.

$\hat{y}$  : La prédiction de la sortie, obtenue à partir d'un prédicteur polynomial optimal.

$u$  : La commande.



# Remerciements

Avant tous nous voudrions remercier Allah qui nous a permis d'arriver là où nous sommes, et de conclure ce modeste travail.

A monsieur BOUDRIES.Z : notre promoteur, pour avoir accepté de nous guider sur le bon chemin de travail.

Que monsieur MELLAHI.A trouve ici l'expression de nos plus vifs remerciements pour nous avoir aidés dans l'élaboration de ce travail.

Egalement, nous tenons à remercier très chaleureusement l'ensemble des membres de jury qui nous a fait l'honneur d'accepter de juger ce modeste travail.

A tous nos amis sans exception et ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce mémoire.

Djamila et Ferial

## Dédicaces

**Je dédie ce modeste travail à :**

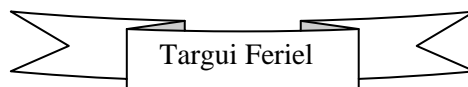
- ❖ *Mes très chers parents qui ont consacré leur vie pour bâtir la mienne, je leur serais éternellement reconnaissant que DIEU les garde pour moi ;*
- ❖ *Ma seule et unique sœur : MAA dont je suis et serai toujours fier ;*
- ❖ *Mon frère ABDELMOUMENE et sa femme DALILA et leurs fils ABBAS qui me sont très chères ;*
- ❖ *Mon chère frère ZOUBIR ;*
- ❖ *Mes amis : KAHINA, HASSIBA, SYLIA etKANZA ;*
- ❖ *Tous ceux et celles que j'aime et que je n'ai pas cité ;*
- ❖ *Toute la promotion 2014 électrotechnique.*

*M<sup>elle</sup>: Benbara Djamila*

## ***Dédicaces***

**Je dédié ce modeste travaille à :**

- ❖ *Mes parents très chers à mon cœur qui m'ont encouragé vivement.*
- ❖ *Mes frères Adel, Bilal et leur fiancées, mes sœurs Katia, Lidia et leur fiancés à mes sœurs Marianne et khalida et leur maris et leur enfants ILYAS, INES, ANAS, SAFA, et ABDERRAHMANE.*
- ❖ *A ma très chère petite sœur kanza.*
- ❖ *Mes tantes maternelles et paternelles avec leurs enfants.*
- ❖ *A tout mes amis.*
- ❖ *A tout ceux qui m'ont tendu la main et m'ont soutenu à réaliser ce mémoire.*



## Introduction générale

Les distributeurs d'énergie électrique s'efforcent de fournir un produit de qualité caractérisé par un système triphasé équilibré de tensions sinusoïdales. Cependant, vu la prolifération d'équipements à caractéristiques courant / tension non linéaires, la distorsion harmonique de l'onde tension prend de plus en plus d'ampleur. C'est le cas notamment d'équipements à convertisseurs statiques (redresseurs, gradateurs et cycloconvertisseurs) qui ont la propriété d'injecter des courants non sinusoïdaux dans le réseau d'alimentation, les redresseurs à diode étant l'une des premières sources des perturbations harmoniques. Grâce à leurs capacités à réduire le contenu harmonique des courant prélever sur le réseau et à assurer un transfert bidirectionnel de puissance, leur rapidité de réponse, leur limitation d'encombrement, de poids et de cout, les redresseur à MLI sont devenus de plus en plus un moyen intéressant d'interfaçage avec le réseau électrique pour différentes applications industrielles, surtout les entrainements électriques hautement performants [1].

Différentes techniques ont été proposées ces dernières années pour le contrôle de ce type de redresseurs. La technique connue sous le nom VOC (voltage oriented control) garantit des performances dynamiques et statiques élevées par l'intermédiaire de boucles internes de contrôle des courants. Cependant, ces performances dépendent de la qualité et de la stratégie de contrôle de courant choisie. Une autre technique basée sur le contrôle direct de puissance active et réactive est connue sous le nom de contrôle direct de puissance (direct power control ou DPC), elle fait appel à une table de commutation approprié. Les deux stratégies mentionnées précédemment ne donnent pas un courant sinusoïdal lorsque la tension du réseau est perturbée. Pour y remédier, on a assez souvent recours à une stratégie basée sur le flux virtuel (VFOC et VF-DPC). Ces dernières nous permettent d'assurer un courant sinusoïdal avec un faible taux de distorsion harmonique (THD) de l'onde de courant.

Dans ce travail on présentera une technique particulière la P-DPC qui est une combinaison du principe de contrôle direct en puissance avec une approche prédictive. cette technique sera appliqué pour la commande du redresseur à MLI dans le but de realiser les objectifs de la commande à savoir maintenir à un niveau constant la tension du bus continu tout en réalisant un facteur de puissance unitaire.

# Introduction générale

On présentera dans le premier chapitre les notions sur la qualité de l'énergie électrique et quelques généralités sur les redresseurs.

Le deuxième chapitre sera consacré à la modélisation de redresseur à MLI.

Un état de l'art des techniques de commande des redresseurs à MLI est présenté dans le troisième chapitre.

Le chapitre quatre portera sur l'application de la stratégie de commande pour le contrôle du redresseur. Les résultats de simulation seront analyser et commenter.

En fin, on terminera par une conclusion générale et des perspectives pour l'amélioration et l'achèvement de ce travail.

### I.1 Introduction

Un redresseur est un dispositif destiné à convertir un courant alternatif en un courant ne circulant que dans un seul sens. Il est essentiellement réalisé à partir de diodes et de thyristors, Ces derniers ne sont utilisés que s'il est nécessaire de faire varier les grandeurs électriques en sortie du redresseur qui peut être à une ou deux alternances.

Dans ce qui suit on va entamer l'une des propriétés particulières de l'électricité qui s'agit de la qualité de l'énergie électrique dont l'objet est de décrire les phénomènes principaux qui la dégradent, leur origines, leur conséquences sur les équipements, leur caractéristiques et leur solutions principales.

### I.2 Qualité d'énergie électrique

Depuis de nombreuses années, le distributeur d'énergie électrique s'efforce de garantir la qualité de la fourniture d'électricité. Les premiers efforts se sont portés sur la continuité de service afin de rendre toujours disponible l'accès à l'énergie chez l'utilisateur. Aujourd'hui, les critères de qualité ont évolué avec le développement des équipements où l'électronique prend une place prépondérante dans les systèmes de commande et de contrôle.

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdale triphasé dont les paramètres caractéristiques sont les suivants :

- La fréquence.
- L'amplitude des trois tensions.
- La forme d'onde. Qui doit être la plus proche possible d'une sinusoïde.
- Le déséquilibre. La symétrie du système triphasé caractérisée par l'égalité des modules des trois tensions et de leur déphasage relatif [2].

La mesure de la qualité de l'énergie électrique consiste habituellement à caractériser les perturbations électromagnétiques conduites basses fréquence, On distingue plusieurs possibilités de perturbations :

- Creux de tension et coupure

Les creux de tension et les coupures perturbent de nombreux appareils raccordés au réseau.ils sont la cause la plus fréquente des problèmes de qualité d'énergie.

➤ Variation et Fluctuation de tension

- les variations de tension sont des variations de la valeur efficace ou de la valeur crête d'amplitude inférieure à 10% de la tension nominale.
- les fluctuations de tension sont une suite de variations de tension ou des variations cycliques ou aléatoires de l'enveloppe d'une tension dont les caractéristiques sont la fréquence de la variation et l'amplitude.

➤ Déséquilibre de tension

Un système triphasé est déséquilibré lorsque les trois tensions ne sont pas égale en amplitude et /ou ne sont pas déphasés les unes par rapport aux autres de 120°.

➤ Les surtensions temporaires

Par définition elles sont à la même fréquence que celle du réseau (50Hz ou 60Hz).elles ont plusieurs origines :

- un défaut d'isolement

Lors d'un défaut d'isolement entre une phase et la terre dans un réseau à neutre isolé, la tension de la phase saine par rapport à la terre peut atteindre la tension composée.

- la ferrorésonance

Il s'agit d'un phénomène oscillatoire non linéaire rare, souvent dangereux pour le matériel, se produisant dans un circuit comportant un condensateur et une inductance saturable.

➤ Harmonique

La forme de l'onde, de courant ou de tension, relevée dans les réseaux industriels s'éloigne de plus en plus souvent de la forme sinusoïdale pour prendre des allures très diverses.

La non linéarité des récepteurs va générer un courant dit " déformé ".

## I.3 Problématiques des harmoniques

La problématique des harmoniques dans le réseau électrique, également appelée pollution harmonique, n'est pas un phénomène nouveau. Néanmoins, du fait que de plus en plus de charges non linéaires se connectent au réseau, la problématique des harmoniques est devenue très répandue. Les charges non linéaires provoquent une distorsion des courants et donc des tensions, ce qui peut entraîner un mauvais fonctionnement des dispositifs raccordés au réseau. D'où, l'intérêt d'éliminer ou de minimiser ces harmoniques [3].

### I.3.1 Les Perturbations dûes aux harmoniques

Les harmoniques circulant dans les réseaux détériorent la qualité de l'énergie et sont ainsi à l'origine de nombreuses nuisances :

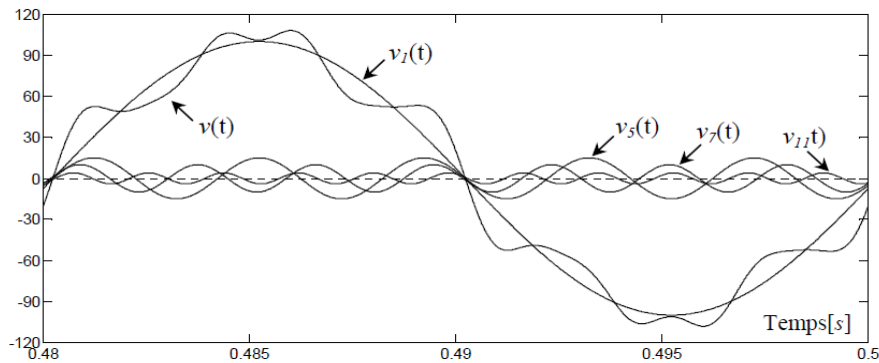
- Surcharge de réseaux de distribution par l'augmentation du courant actif/efficace.
- Surcharge des conducteurs de neutre on réseau de la sommation des harmoniques.
- Surcharge et vieillissement des condensateurs de compensation d'énergie réactive.
- Déformation de la tension d'alimentation pouvant perturber des récepteurs sensibles.

### I.3.2 Origine des harmoniques

Les harmoniques sont des perturbations permanentes affectant la forme d'onde de la tension du réseau. Ces perturbations résultent de la superposition, sur l'onde fondamentale, d'ondes également sinusoïdales mais de fréquences multiples de celle du fondamental [4].

En général, les harmoniques pairs sont négligeables et seuls les harmoniques impairs existent [4]. Nous pouvons également observer des sous-harmoniques ou des inter-harmoniques à des fréquences non multiples de la fréquence fondamentale. La figure I.1 illustre un exemple de forme d'onde d'une tension distordue contenant, en plus du terme fondamental de fréquence 50Hz, trois harmoniques de rang impair 5, 7 et 11.





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

### I.3.3 Principales perturbations provoquées par les courants et tensions harmoniques

Les tensions et courants harmoniques superposées à l'onde fondamentale conjuguent leurs effets sur les appareils et équipements utilisés.

Ces grandeurs harmoniques ont des effets différents selon les récepteurs rencontrés :

- soit des effets instantanés.
- soit des effets à terme dûs aux échauffements.

#### I.3.3.1 Effets instantanés [2]

Les effets des harmoniques les plus connus sont la destruction des condensateurs et des disjoncteurs.

- Perte d'exploitation par ouverture intempestive des disjoncteurs. (échauffements, perturbation de la commande électrique de ces appareils).
- Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques

En présence d'harmoniques, la tension et le courant peuvent changer plusieurs fois de signe dans une demi-période. Les appareils dont le fonctionnement est basé sur le passage à zéro des grandeurs électriques peuvent être affectés.

- Vibrations, bruits

Les courants harmoniques génèrent également des vibrations et des bruits acoustiques, principalement dans les appareils électromagnétiques (transformateurs, inductances et machines tournantes).

- Erreurs dans les appareils de mesure

Certains appareils de mesure et les compteurs d'énergie à induction présentent des dégradations de mesure et des erreurs de lecture supplémentaires en présence d'harmoniques.

- Perturbations électromagnétiques diverses.

### **I.3.3.2 Effets à long terme [2]**

- Echauffement supplémentaire des câbles et transformateurs

Ces effets peuvent être à moyen terme (de quelques secondes à quelques heures) ou à long terme (de quelques heures à quelques années) et concernent les câbles qui peuvent être le siège du sur échauffement du neutre et les matériels bobinés comme les transformateurs ou les moteurs.

- Echauffement des condensateurs

L'échauffement est causé par les pertes dûes au cycle d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont aussi sensibles aux surcharges, qu'elles soient dûes à une tension fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

- Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines

Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, Circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor.

Les générateurs de grandeurs électriques harmoniques ou pollueurs dans le domaine industriel sont :

- Les convertisseurs statiques.
- Les fours à arc.
- L'éclairage.

Le tableau ci-dessous résume l'ensemble des matériels électriques perturbés par la pollution harmonique [5].

Nature de matériel électrique	Effet de la pollution harmonique
Machines tournantes ; Moteurs triphasés, alternateurs	Echauffements supplémentaires (effet Joule) dans les enroulements statoriques. Couples oscillatoires. Augmentation du bruit.
Transformateurs	Pertes supplémentaires dans le fer (par courants de Foucault) et dans les enroulements (par effet Joule). Risque de saturation en présence d'harmoniques pairs.
Câbles	Augmentation des pertes surtout dans le câble de neutre où s'ajoutent-les harmoniques de rang 3 et multiples de 3. Pertes diélectriques supplémentaires.
Condensateurs de puissance	Pertes diélectriques supplémentaires aboutissant à un vieillissement prématuré des condensateurs.

**Tableau I.1:** l'ensemble des matériels électriques perturbés par la pollution harmonique.

### I.3.4 Caractérisation des perturbations harmoniques

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime de forme. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive [2]. On a aussi le facteur crête et le taux harmonique de rang n.

#### I.3.4.1 Taux Global de Distorsion Harmonique

Le taux global de distorsion harmonique (Total Harmonic Distorsion *THD*) représente le rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental. Lorsque le *THD* est égal à zéro, on peut conclure qu'il n'y a pas d'harmoniques sur le réseau. Il est défini par la relation :

$$\text{THD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} \left( \frac{X_n}{X_1} \right)^2} \quad (\text{I.1})$$

Avec  $X$  : soit un courant ou une tension [6].

### I.3.4.2 Facteur de Puissance

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance est donné par le rapport entre la puissance active  $P$  et la puissance apparente  $S$  [6].

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{\sum_{n=1}^{\infty} V_n I_n \cos \phi_n}{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} V_n^2} \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}} \quad (\text{I.2})$$

### I.3.4.3 Facteur de Crête

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

$$F_c = \frac{X_{\max}}{X_{\text{eff}}} \quad (\text{I.3})$$

- Pour un signal sinusoïdal, ce facteur est donc égal à  $\sqrt{2}$ .
- Pour un signal non sinusoïdal, il peut être soit inférieur, soit supérieur à  $\sqrt{2}$  [6].

### I.3.4.4 Taux Harmonique de Rang n

Le taux harmonique (tension ou courant) est défini par le rapport entre l'amplitude de la composante harmonique d'ordre  $n$  et l'amplitude de la composante du terme fondamental.

$$S_n = \frac{C_n}{C_1} \quad (\text{I.4})$$

Où  $C_n$  : représente la composante harmonique de rang  $n$ .

$C_1$  : représente la composante fondamentale [6].

## I.4 Solution de dépollution harmonique des réseaux électrique

On peut regrouper les solutions visant à réduire les perturbations harmoniques en deux groupes : les solutions traditionnelles et les solutions modernes.

### I.4.1 Solutions traditionnelles

Ce sont des techniques qui doivent être connues par tous les électriciens. Elles apportent une solution facile et rapide pour certains cas de perturbations bien localisées et utilisent des composants passifs (inductances, condensateurs, transformateurs) et/ou des branchements qui modifient le schéma de l'installation. Plusieurs solutions existent pour limiter la propagation et l'effet des harmoniques dans les réseaux électriques :

- L'augmentation de la puissance de court-circuit du réseau et l'utilisation des convertisseurs peu polluants qui ont pour effet de diminuer la distorsion harmonique.
- L'utilisation des dispositifs de filtrage pour réduire la propagation des harmoniques produites par des charges non linéaires [1].

### I.4.2 Solutions modernes

Les solutions de dépollution traditionnelles ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger, comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposées.

- La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques.
- les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution harmonique. En effet, ces derniers peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur [1].

Avant l'apparition des convertisseurs statiques de l'électronique de puissance, les courants de magnétisation des transformateurs, des machines électriques constituaient l'essentiel des charges non-linéaires présentes sur le réseau électrique. Mais aujourd'hui, avec le développement de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques deviennent les sources d'harmoniques les plus répandues sur le réseau [7]. Les redresseurs non contrôlés à

diodes et contrôlés à thyristors, fonctionnant en commutation naturelle, représentent la charge non-linéaire la plus usitée.

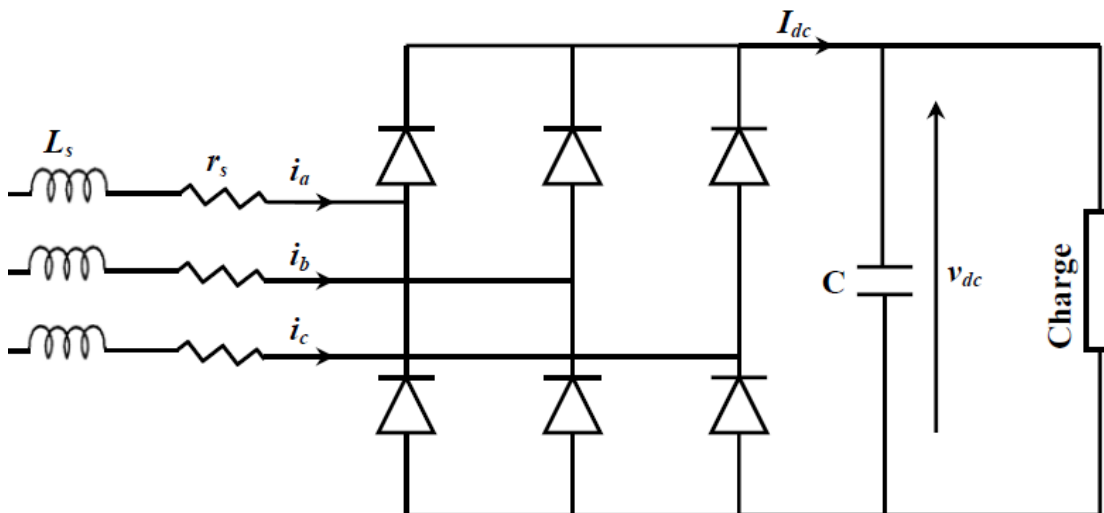
## I.5 Typologie de base des convertisseurs AC /DC [8]

Nous distinguons deux structures de redresseurs :

### I.5.1 ponts de diodes

Constitue l'étage de conversion d'énergie *AC/DC* (alimentation du bus continu des onduleurs pour les variateurs de vitesse des machines à courant alternatif par exemple).

La figure I.2 représente le montage du pont redresseur triphasé à diodes :

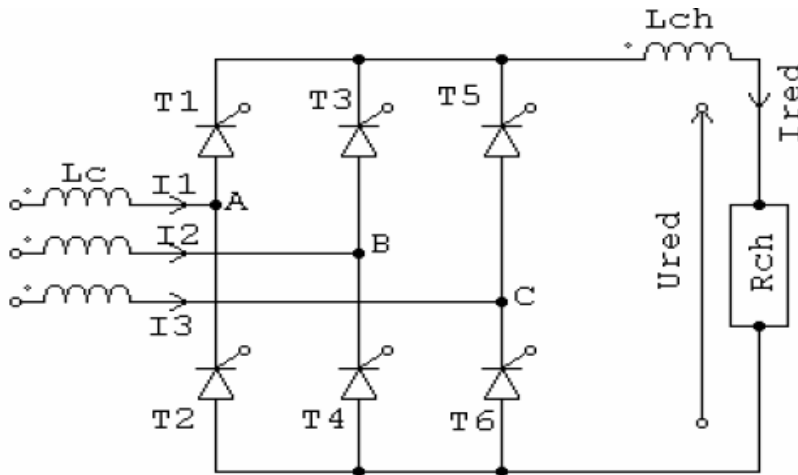


**Figure I.2** : Pont redresseur triphasé à diode.

### I.5.2 ponts de thyristors

Même rôle que le pont à diodes avec la possibilité de contrôler le niveau de tension continue en sortie et l'ajout de la réversibilité du flux d'énergie.

La figure I.3 représente le montage du pont redresseur triphasé à thyristors :



**Figure I.3 :** Redresseur en pont de Graëtz à thyristor.

Dans le souci de fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les redresseurs à modulation de largeur d'impulsion (MLI ou PWM) sont proposés comme solution avancée de dépollution harmonique [9].

## I.6 Redresseur à MLI

Lorsqu'un redresseur à MLI est placé entre le réseau alternatif et un récepteur à courant continu, c'est le réseau qui impose la fréquence des tensions et, par voie de conséquence, des courants qu'on lui soutire. La fréquence des ondes de référence qui servent à la découpe MLI est donc imposée [10].

Mais, en agissant sur l'amplitude et le calage des ondes de référence par rapport aux tensions du réseau, on peut régler la valeur de la tension redressée et mettre le fondamental du courant absorbé par chaque phase en phase avec la tension de celle-ci, c'est-à-dire fonctionner à  $\cos\varphi$  égal à l'unité.

D'autre part, en utilisant une fréquence de modulation suffisamment élevée, on peut repousser vers les hautes fréquences les harmoniques des courants absorbés et faciliter leur filtrage.

Il y a deux manières de mettre en application des redresseurs MLI : comme redresseur à source de courant, et redresseur à source de tension [1].

### I.6.1 Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à *MLI* de courant est illustrée sur la figure I.4.

Un redresseur MLI de courant est alimenté par une source de courant sinusoïdal, débite sur un récepteur de tension continu. Il a donc la structure d'un onduleur de tension [10].

Le redresseur MLI de courant ne peut donc fonctionner qu'en élévateur de tension continue. Dé lors ce montage convient dans toutes les applications où l'on doit disposer d'une tension continue fixe en vue d'alimenter avec cette tension un autre convertisseur (onduleur de tension, hacheur.....) qui alimente à son tour le récepteur proprement dit [11].

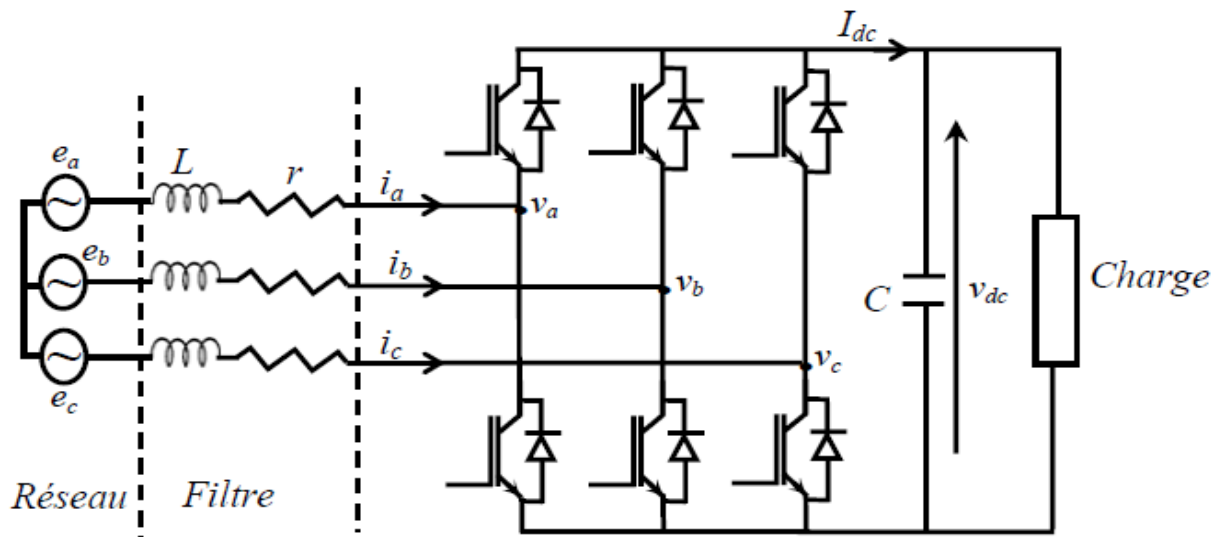


Figure I.4 : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.

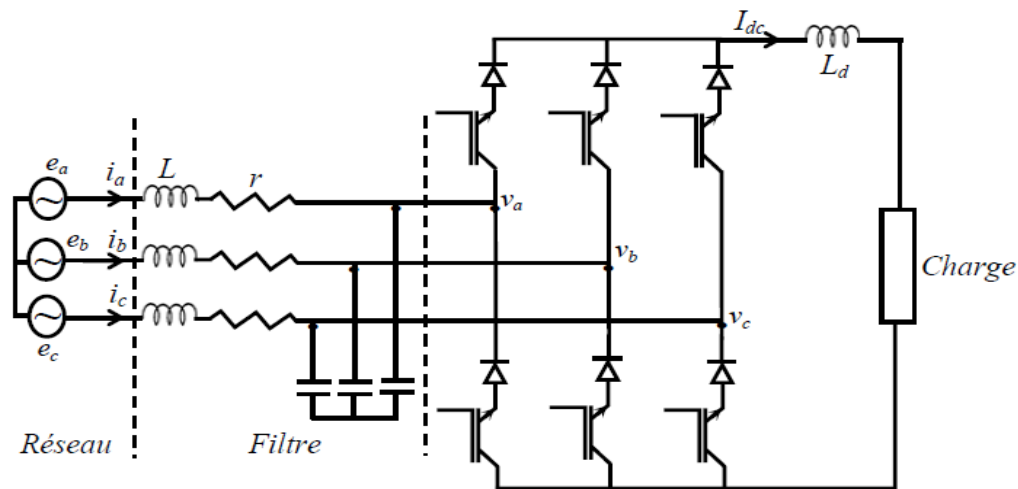
### I.6.2 Redresseur à MLI de tension

La topologie du redresseur à *MLI* de tension est illustrée sur la figure I.5.

Un redresseur MLI de tension est alimenté par une source de tension sinusoïdale, débite sur un récepteur de courant continu. Il a donc la structure d'un onduleur de courant [10].

Le redresseur MLI de tension fonctionne en abaisseur de tension. Il peut donc être directement utilisé pour alimenter à tension variable une charge à courant continu [11].





**Figure I.5 :** Topologie d'un redresseur à *MLI* triphasé de tension.

## I.7 Principe de fonctionnement en redresseur MLI

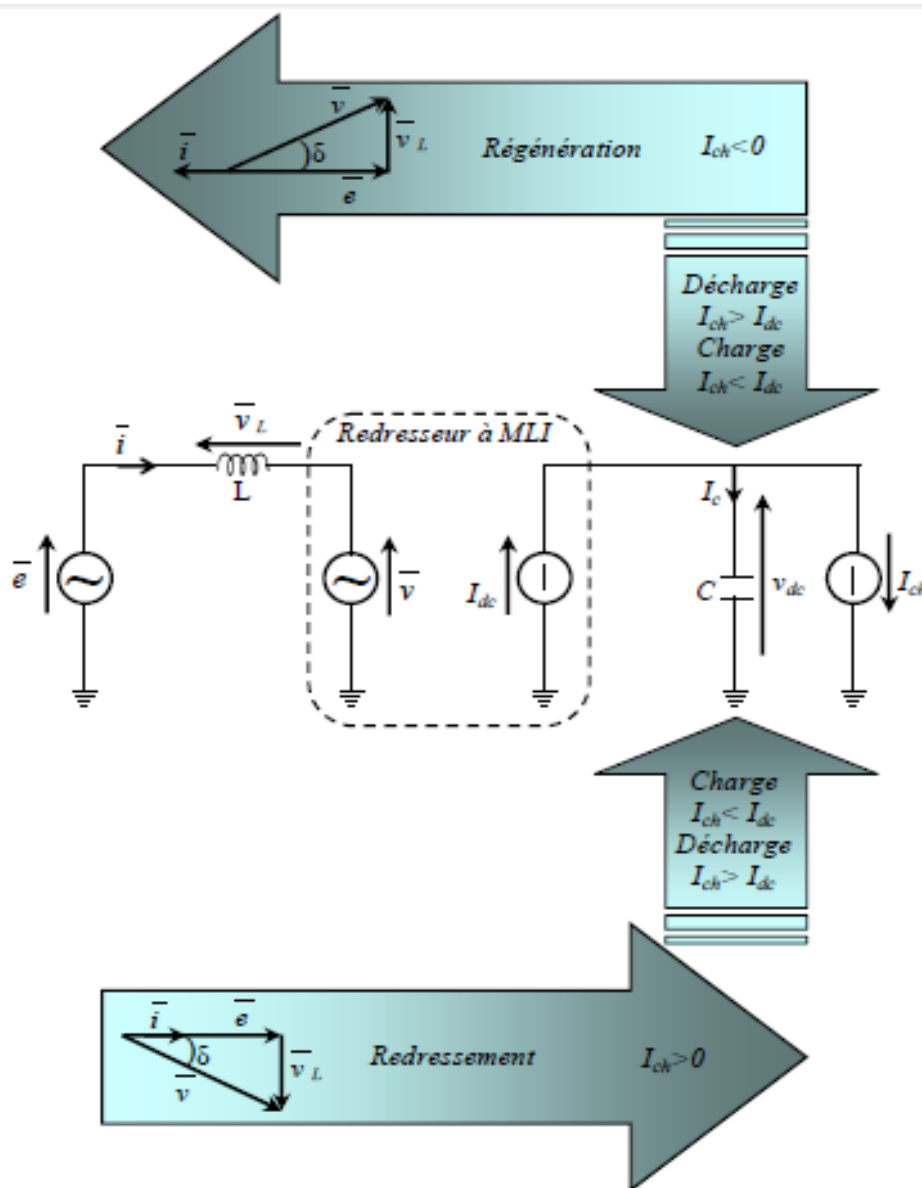
La réversibilité en courant de l'onduleur MLI de tension autorise son fonctionnement en redresseur MLI de courant. Il s'agit alors d'alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant prélevé sur ce réseau étant sinusoïdale et éventuellement en phase avec la tension. On peut donc, avec un redresseur MLI obtenir un facteur de puissance très proche de l'unité [2].

## I.8 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 [8].

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 I.6. 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 dûes 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 [11].



**Figure I.6 :** Circuit équivalent du redresseur à MLI à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.

## I.9 Conclusion

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

## II.1 Introduction

La modélisation est une étape fondamentale dans l'analyse d'un dispositif à automatiser. Elle consiste à décrire mathématiquement un processus technique d'un système à régler. Dans ce chapitre nous présentons une modélisation du redresseur dans les repères (abc), (dq) et ( $\alpha \beta$ ), cette modélisation s'appuie sur le formalisme de Park, Concordia et Clark.

## II.2 structure du redresseur MLI

Le circuit principal du redresseur MLI est illustré par la figure II.1. Il se compose de trois bras comportant chacun deux interrupteurs électroniques. Chaque interrupteur est constitué d'un transistor IGBT (ou thyristor GTO pour les puissances élevées) et d'une diode en antiparallèle assurant la conduction du courant en sens inverse. Le convertisseur est associé généralement à deux étages passifs ; l'un du côté continu et l'autre du côté alternatif.

L'étage passif du côté alternatif a comme fonction principale le filtrage, il est constitué d'inductances et/ou de capacités. Celui du côté continu a une double fonction, le stockage d'énergie et le filtrage de la tension continue, ce sont les condensateurs qui assurent ces fonctionnalités [11].

Les deux éléments de chaque bras ( $K_a$  et  $K'_a$ ,  $K_b$  et  $K'_b$ ,  $K_c$  et  $K'_c$ ) doivent être contrôlés de manière complémentaire afin d'assurer la continuité des courants alternatifs  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$  [12].

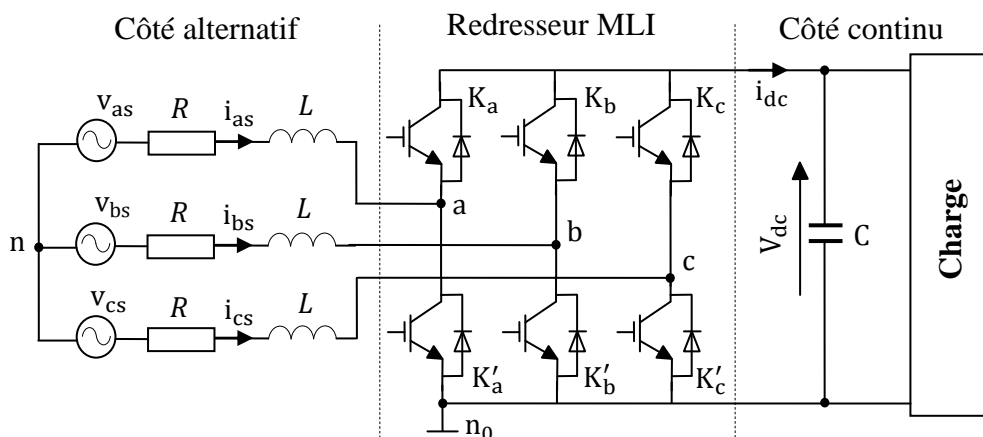


Figure II.1 : Représentation du circuit principal du redresseur MLI.

### II.3 fonctionnement de redresseur à MLI [1]

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

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

$S_j = 0$ ; Si l'interrupteur du haut est ouvert et celui du bas fermé.

Dans ces conditions, les tensions des points a, b et c par rapport au point  $n_0$  se résument dans l'écriture suivante :

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

$V_{dc}$  Étant la tension du bus continu.

On en déduit les relations suivantes exprimant les tensions composées  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$  et  $u_{ca}$  ;

$$\begin{cases} u_{ab} = v_{an_0} - v_{bn_0} = (S_a - S_b)V_{dc} \\ u_{bc} = v_{bn_0} - v_{cn_0} = (S_b - S_c)V_{dc} \\ u_{ca} = v_{cn_0} - v_{an_0} = (S_c - S_a)V_{dc} \end{cases} \quad \text{(II.2)}$$

Soient ;  $v_a = v_{an}$ ,  $v_b = v_{bn}$ ,  $v_c = v_{cn}$  les tensions du redresseur, celles-ci sont reliées aux tensions  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$  et  $u_{ca}$  par les équations ;

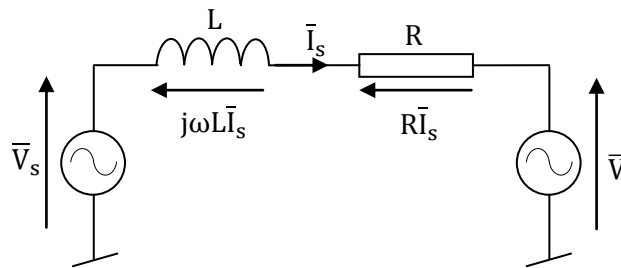
$$\begin{cases} u_{ab} = v_a - v_b \\ u_{bc} = v_b - v_c \\ u_{ca} = v_c - v_a \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

A partir de (II. 2) et (II. 3), on aboutit aux relations :

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

### II.4 Principe de contrôle du redresseur à MLI [1]

Soit le schéma monophasé équivalent du redresseur représenté sur la figure II.2.  $\bar{V}_s$  représente le vecteur tension de ligne et  $\bar{V}$  le vecteur tension du convertisseur contrôlable à partir du côté continu. Son amplitude dépend de l'indice de modulation et du niveau de tension du bus continu ( $V_{dc}$ ).



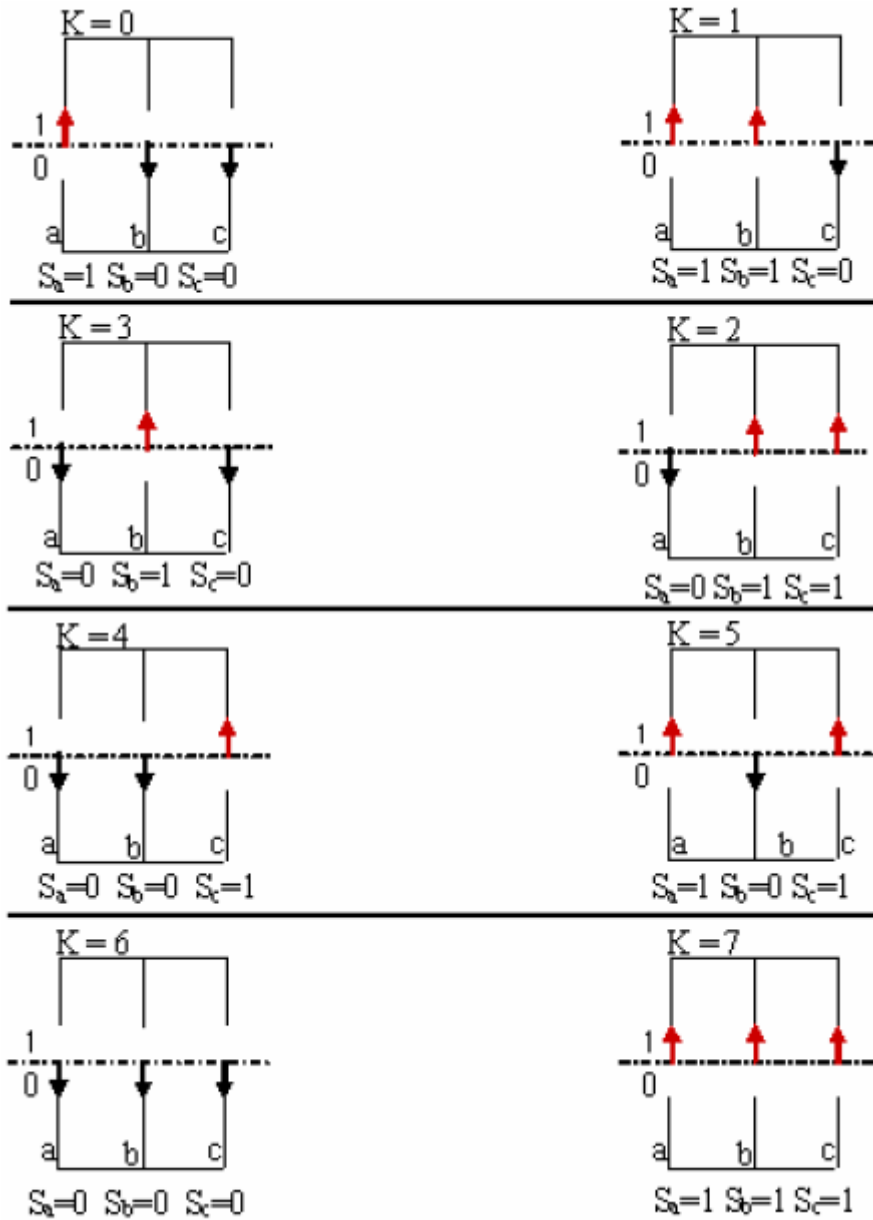
**Figure II .2 :** schéma monophasé équivalent d'un pont de redresseur à MLI connecté au réseau.

Les bobines d'inductance (L, R) placées entre l'entrée du redresseur et la source d'alimentation font partie intégrante du circuit. Elles confèrent le caractère courant à la source d'entrée et acquièrent au convertisseur la fonction d'amplification. De plus leur présence est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur et assurer ainsi le contrôle de la puissance échangée entre les deux côtés alternatif et continu du circuit.

En effet pour commander le transfert de puissance entre les deux cotés du redresseur, il faut contrôler le courant de ligne  $\bar{I}_s$ . Pour ce faire, il faut régler la chute de tension aux bornes de l'inductance L en agissant sur le vecteur tension  $\bar{V}$  du convertisseur. Ainsi donc en contrôlant l'amplitude et la phase de ce dernier, on contrôle indirectement la phase et l'amplitude du vecteur courant de ligne, ce qui nous permettra de réaliser tous les échanges d'énergie possible entre les deux côtés du convertisseur.

### II.5 Les états de commutation du redresseur à MLI [2]

Le circuit principal du convertisseur se compose de trois bras avec IGBT ou, avec GTO en cas de puissance élevée. La tension de convertisseur peut être représentée pour huit états possibles de commutation comme montre la figure suivante :



**Figure II.3 :** Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI.

D'après la figure on peut conclure que la tension de convertisseur décrit par l'équation suivant :

$$U_{k+1} = \begin{cases} \left(\frac{2}{3}\right) V_{dc} e^{\frac{jk\pi}{3}} & \text{for } k=0 \dots \dots \dots 5 \\ 0 & \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

K	S <sub>a</sub>	S <sub>b</sub>	S <sub>c</sub>	V <sub>ab</sub>	V <sub>bc</sub>	V <sub>ca</sub>
0	1	0	0	V <sub>dc</sub>	0	-V <sub>dc</sub>
1	1	1	0	0	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>
2	0	1	1	-V <sub>dc</sub>	0	V <sub>dc</sub>
3	0	1	0	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>	0
4	0	0	1	0	-V <sub>dc</sub>	V <sub>dc</sub>
5	1	0	1	V <sub>dc</sub>	-V <sub>dc</sub>	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

**Tableau (II .1)** les huit états possibles des interrupteurs.

## II.6 Modélisation du redresseur MLI

### Les équations électriques [13]

Pour les tensions :

$$V_{as} = E_m \cos(\omega t) \quad \text{(II.6a)}$$

$$V_{bs} = E_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{(II.6b)}$$

$$V_{cs} = E_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{(II.6c)}$$

Pour les courants :

$$i_{as} = I_m \cos(\omega t + \varphi) \quad \text{(II.7a)}$$

$$i_{bs} = I_m \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad \text{(II.7b)}$$

$$i_{cs} = I_m \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} + \varphi\right) \quad \text{(II.7c)}$$

Avec  $E_m$ ,  $I_m$  et  $\omega$  sont : l'amplitude de tension, courant et la pulsation respectivement.

$$i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0 \quad \text{(II.8)}$$



### II.6.1 Modèle du redresseur MLI dans le repère (a, b, c)

Les équations en tension pour le système triphasé équilibré sans neutre se basant sur le schéma équivalent de redresseur, on peut écrire les équations :

$$\underline{V}_s = \underline{V}_l + \underline{V} \quad \text{(II.9a)}$$

Avec :

$$\underline{V}_l = R\underline{I}_s + L \frac{d\underline{I}_s}{dt} \quad : \text{La Chute de tension aux bornes de l'inductance.}$$

On aura donc :

$$\underline{V}_s = R\underline{I}_s + L \frac{d\underline{I}_s}{dt} + \underline{V} \quad \text{(II.9b)}$$

En écriture matricielle, on aura :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{(II.9c)}$$

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

$$i_{as} = (V_{as} - V_a) \frac{1}{(R+L.p)} \quad \text{(II.10a)}$$

$$i_{bs} = (V_{bs} - V_b) \frac{1}{(R+L.p)} \quad \text{(II.10b)}$$

$$i_{cs} = (V_{cs} - V_c) \frac{1}{(R+L.p)} \quad \text{(II.10c)}$$

L'équation des courants peut être écrite comme suite :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = S_a \cdot i_{as} + S_b \cdot i_{bs} + S_c \cdot i_{cs} - i_{ch} \quad \text{(II.11)}$$

Après l'application de la transformé de Laplace :

$$V_{dc} = \frac{1}{C.p} [(S_a \cdot i_{as} + S_b \cdot i_{bs} + S_c \cdot i_{cs}) - i_{ch}] \quad \text{(II.12)}$$

La combinaison des équations (II.9, II. 10, II.11, II.12) nous permet de tracer le schéma bloc du modèle du redresseur dans le système d'axe (a, b, c) (figure II.4) [1], [14], [15].

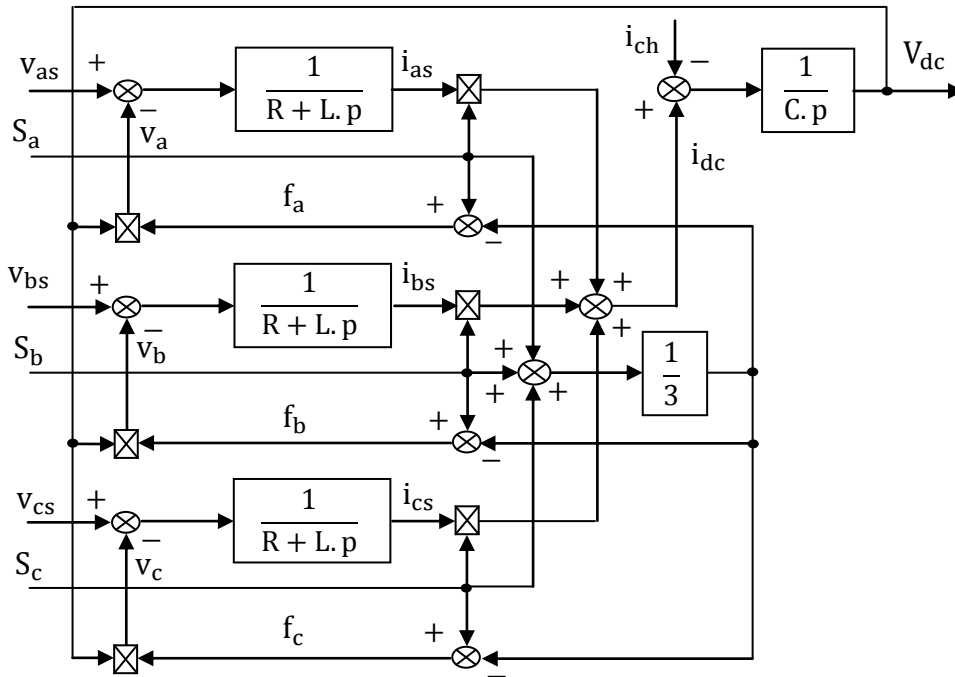


Figure II.4 : le modèle de redresseur a MLI dans le repère (a, b, c).

### II.6.2 Modèle du redresseur MLI dans le repère (α, β)

Les équations en tension du redresseur dans le système d'axes (α, β) sont obtenues par l'application de la transformation Concordia aux équations (II.7) et (II.8).

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{\alpha} \\ V_{\beta} \end{bmatrix} \tag{II.13}$$

Avec :

$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$  les composantes d'axes (α, β) des tensions du réseau ;

$V_{\alpha}, V_{\beta}$  les composantes correspondantes des tensions du convertisseur ;

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$  les composantes des courants de ligne.

Pour les courants, on aura :

$$C \frac{dV_{dc}}{dt} = (i_{\alpha s} \cdot S_{\alpha} + i_{\beta s} \cdot S_{\beta}) - i_{ch} \tag{II.14}$$

Avec :

$$S_{\alpha} = \frac{1}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) ; S_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (S_a - S_c)$$

Le schéma bloc de redresseur dans le système d'axes  $(\alpha, \beta)$  et représenté sur (la figure II.5) [1], [14], [15].

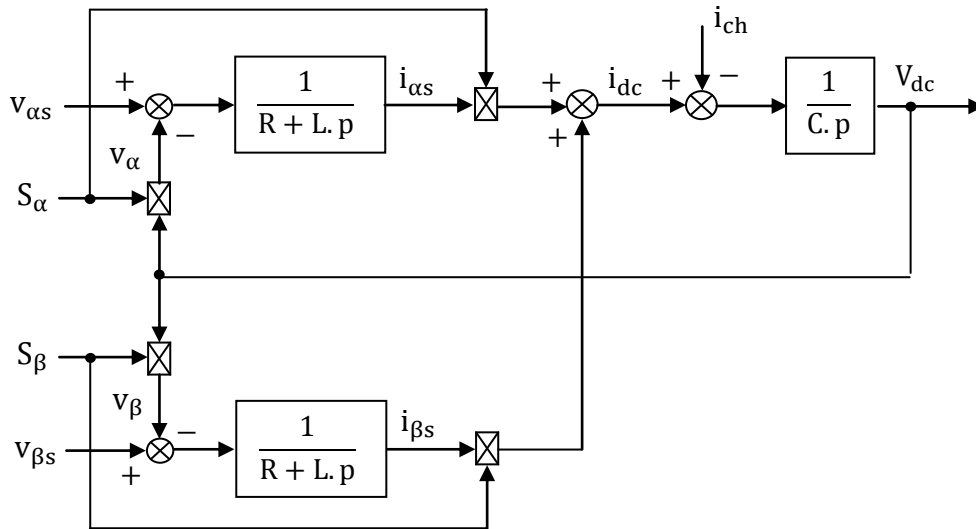


Figure II.5 : Modèle du redresseur dans le système d'axes  $(\alpha-\beta)$ .

### II.6.3 Modèle du redresseur MLI dans le repère $(d, q)$

Les équations du redresseur dans le système d'axes  $(d, q)$  sont obtenue à l'aide de la transformation  $(abc/dq)$  applique aux équations (II.2) et (II.4) ; on obtient :

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

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

Avec :

$$S_d = S_\alpha \cos \omega t + S_\beta \sin \omega t ; S_q = S_\beta \cos \omega t - S_\alpha \sin \omega t$$

Le schéma bloc du modèle du redresseur dans le système d'axe  $(d, q)$  (figure II.6) [1], [14], [15].

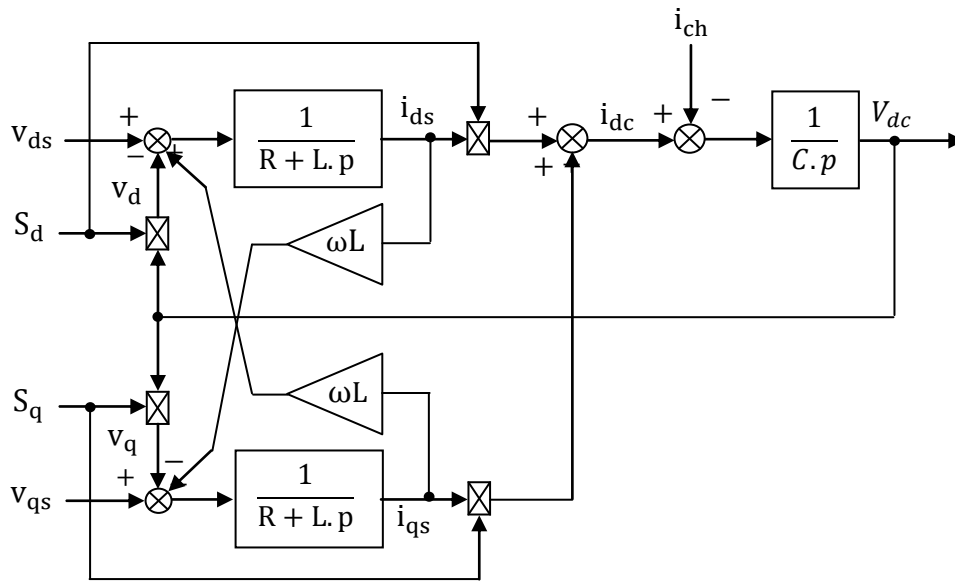


Figure II.6 : Modèle du redresseur dans le système d'axes d, q.

## II.7 Conclusion

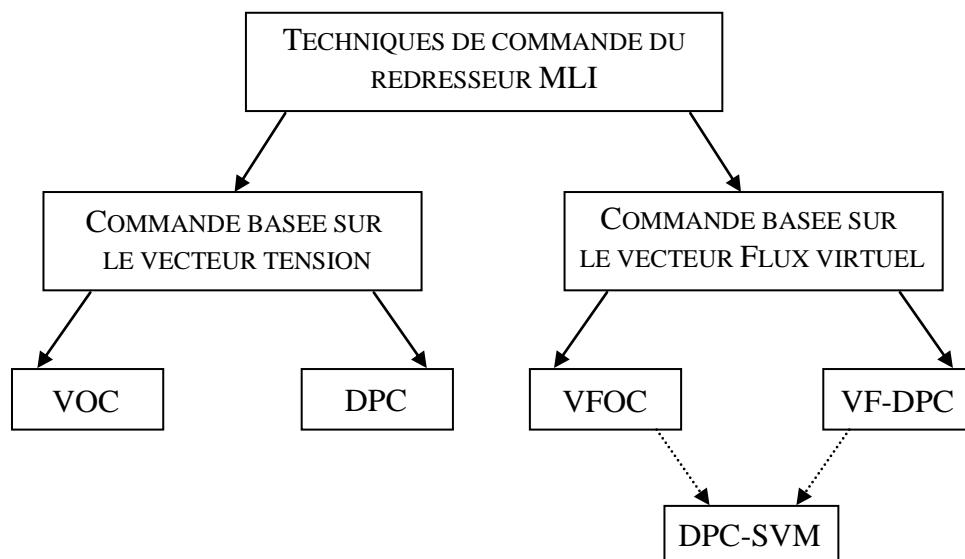
Dans ce chapitre nous avons présenté une étude fonctionnelle du redresseur, on a commencé par une présentation simplifiée, les états de la commutation du redresseur, les modèles du redresseur MLI dans les différents repères.

### III.1 Introduction

Ces dernières années, le domaine de l'électronique de puissance s'est développé considérablement et offre un potentiel énorme pour la conversion d'énergie électrique. La recherche dans ce domaine considère plusieurs aspects, notamment les topologies des convertisseurs, les structures et les performances des interrupteurs de puissance et ainsi que les techniques de commande [3]. Les méthodes de commande de ces convertisseurs peuvent être classées en deux familles :

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

Une autre technique très intéressante appelée la DPC-SVM résulte d'une combinaison des concepts de la commande directe en puissance (DPC) et du flux virtuel (VF). Elle est basée sur le control direct des puissances actives et réactive moyennant une modulation vectorielle.



**Figure III.1 :** Techniques de commande des redresseurs MLI.

### III.2 Les techniques de commandes des redresseurs MLI

#### III.2.1 Orientation du vecteur de tension VOC (voltage oriented control) [16], [17], [18].

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  $\underline{I}_s = i_{ds} + j i_{qs}$  est aligné sur le vecteur tension  $\underline{V}_s = V_{ds} + j V_{qs}$  de la source alimentant le redresseur (voir le diagramme vectoriel de la figure III.3). La structure de contrôle par VOC est montrée sur la figure III.2 :

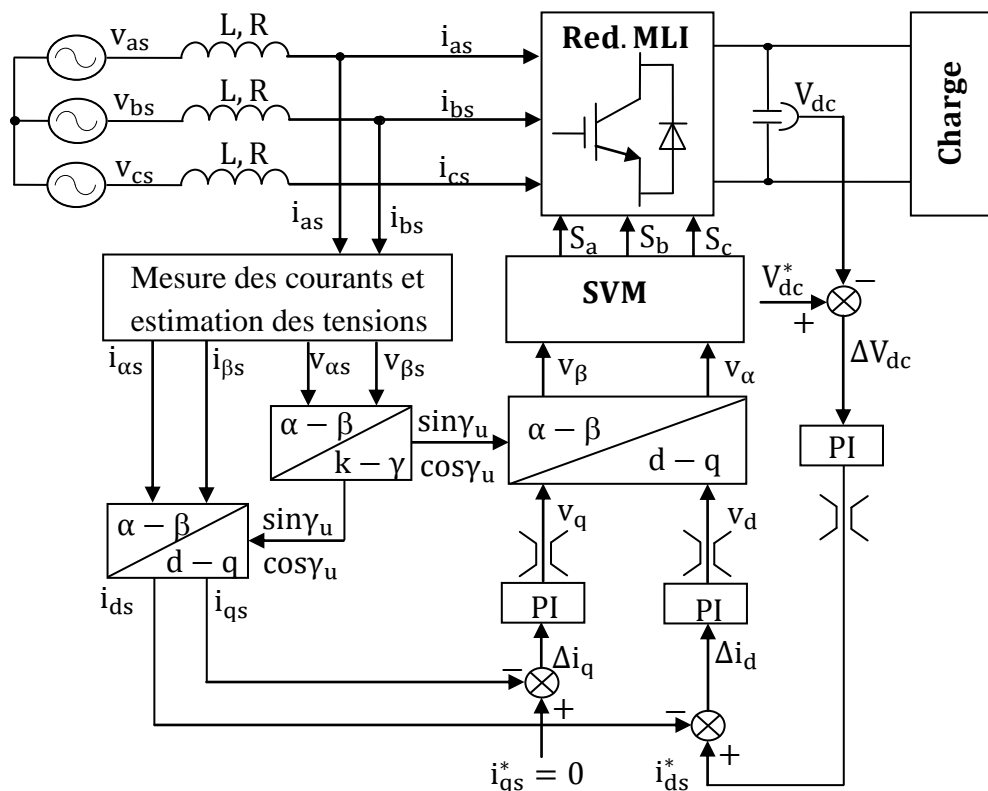


Figure III.2: Schéma bloc de la VOC.

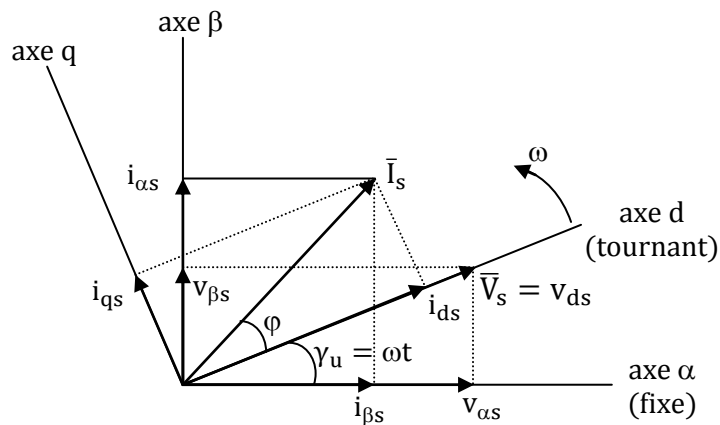


Figure III.3 : Diagramme vectoriel de la VOC

Dans les conditions d'orientation du référentiel d-q explicitées précédemment, les équations du redresseur s'écrivent :

$$\begin{cases} v_{ds} = Ri_{ds} + L \frac{di_{ds}}{dt} - \omega Li_{qs} + v_d \\ 0 = Ri_{qs} + L \frac{di_{qs}}{dt} + \omega Li_{ds} + v_q \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

### III.2.2 Le contrôle directe en puissance (direct power contrôle ou DPC)

Une autre solution pour la commande du convertisseur est basée sur le contrôle en boucle fermée des valeurs instantanées des puissances active ( $p$ ) et réactive ( $q$ ) [19]. Il n'y a plus de boucle interne de contrôle de courant ni de modulateur pour la génération des signaux de commande  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  du convertisseur. Ces derniers sont obtenus à partir d'une table de commutation [13] basée sur les écarts instantanés entre les valeurs de consigne et estimées des puissances actives et réactives. Donc, la clé de la solution pour une implémentation de la DPC est une correcte et rapide estimation des puissances  $p$  et  $q$ . Le schéma de principe de cette technique est montré sur la figure III.4.

Les puissances active  $p$  et réactive  $q$ , sont calculées en utilisant la valeur de la tension du bus continu  $V_{dc}$ , les états de commutation du redresseur ( $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$ ) et les courants de ligne  $i_{as}$ ,  $i_{bs}$  et  $i_{cs}$ .

$$p = L \left( \frac{di_{as}}{dt} i_{as} + \frac{di_{bs}}{dt} i_{bs} + \frac{di_{cs}}{dt} i_{cs} \right) + V_{dc} (S_a i_{as} + S_b i_{bs} + S_c i_{cs}) \quad (\text{III.2})$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ 3L \left( \frac{di_{as}}{dt} i_{cs} - \frac{di_{cs}}{dt} i_{as} \right) - V_{dc} [S_a (i_{bs} - i_{cs}) + S_b (i_{cs} - i_{as}) + S_c (i_{as} - i_{bs})] \right\} \quad (\text{III.3})$$

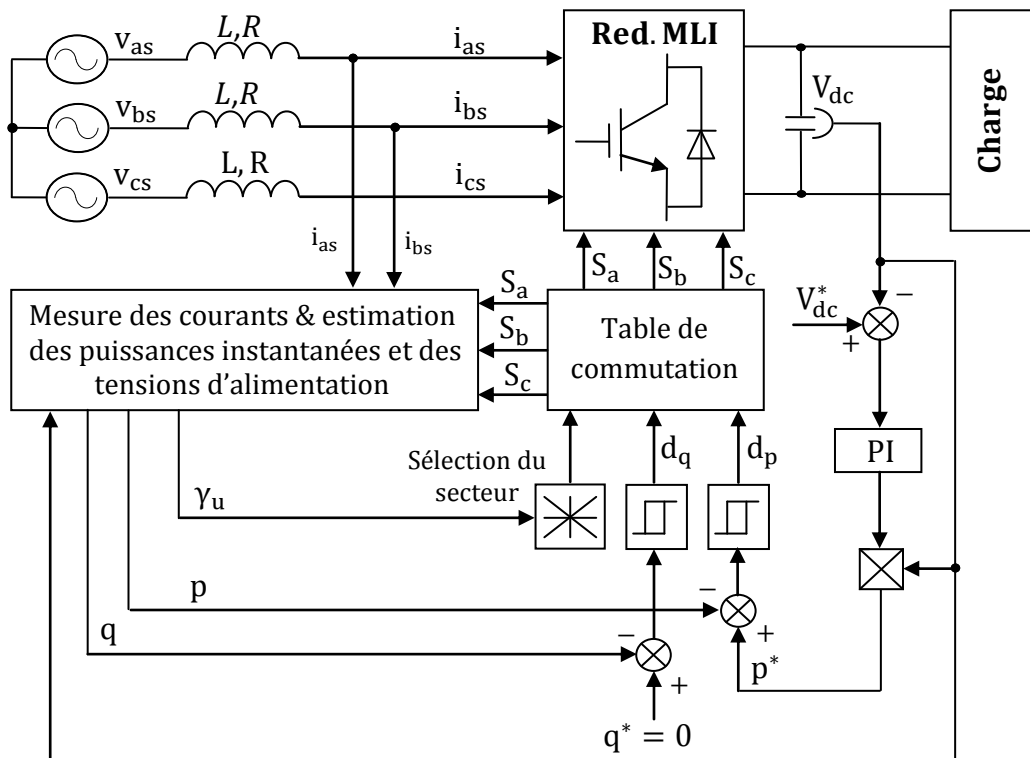
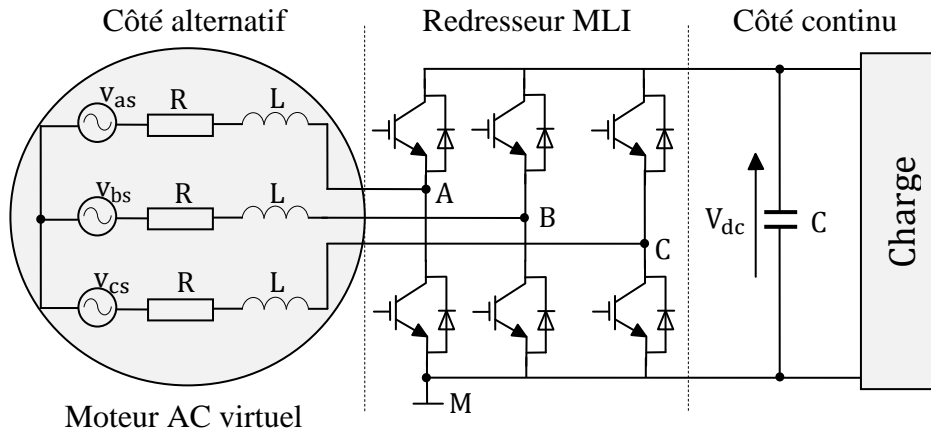


Figure III.4: Schéma block de la DPC

### III.2.3 Orientation du vecteur flux virtuel VFOC (Virtual flux oriented control)

Il est possible de remplacer les capteurs des tensions alternatives de l'alimentation par un estimateur du flux virtuel [20]. Les tensions imposées par l'alimentation en combinaison avec les inductances du filtre d'entrée sont supposées comme des quantités relatives à un moteur alternatif virtuel (figure III.5). R et L désignent respectivement les résistances et les inductances de fuites des trois enroulements statoriques du moteur.





**Figure III.5 :** Redresseur MLI avec représentation du côté AC comme moteur AC virtuel.

On peut définir des grandeurs flux virtuels par l'intégration des tensions d'alimentation  $v_{as}$ ,  $v_{bs}$  et  $v_{cs}$ . Dans le référentiel  $\alpha$ - $\beta$ , ces quantités s'expriment comme suit :

$$\bar{\Psi}_s = \begin{bmatrix} \Psi_{\alpha s} \\ \Psi_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int v_{\alpha s} dt \\ \int v_{\beta s} dt \end{bmatrix} \quad (\text{III.4})$$

Où :  $\bar{\Psi}_s = \bar{\Psi}_l + \bar{\Psi}$ , ce qui donne :

$$\Psi_{\alpha s} = \int \left( \sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \right) dt + Li_{\alpha s} \quad (\text{III.5})$$

$$\Psi_{\beta s} = \int \left( \frac{1}{\sqrt{2}} V_{dc} (S_b - S_c) \right) dt + Li_{\beta s} \quad (\text{III.6})$$

Le diagramme vectoriel ainsi que le schéma bloc de la VFOC sont montrés respectivement par les figures III.6 et III.7. A la différence de la VOC, dans le cas de la VFOC l'axe direct (d) du référentiel tournant (d-q) est calé sur le vecteur flux virtuel. Si bien que pour un facteur de puissance unitaire, il faut fixer la composante directe  $i_{ds}^*$  du courant  $\bar{I}_s$  à zéro.

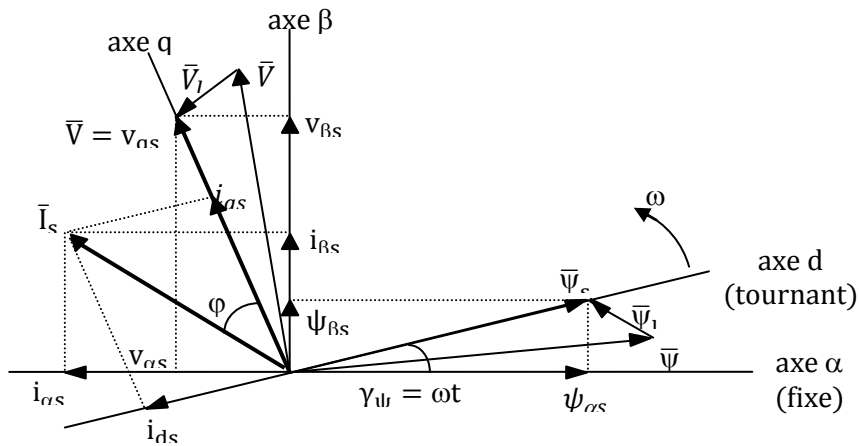


Figure III.6 : Diagramme vectoriel de VFOC.

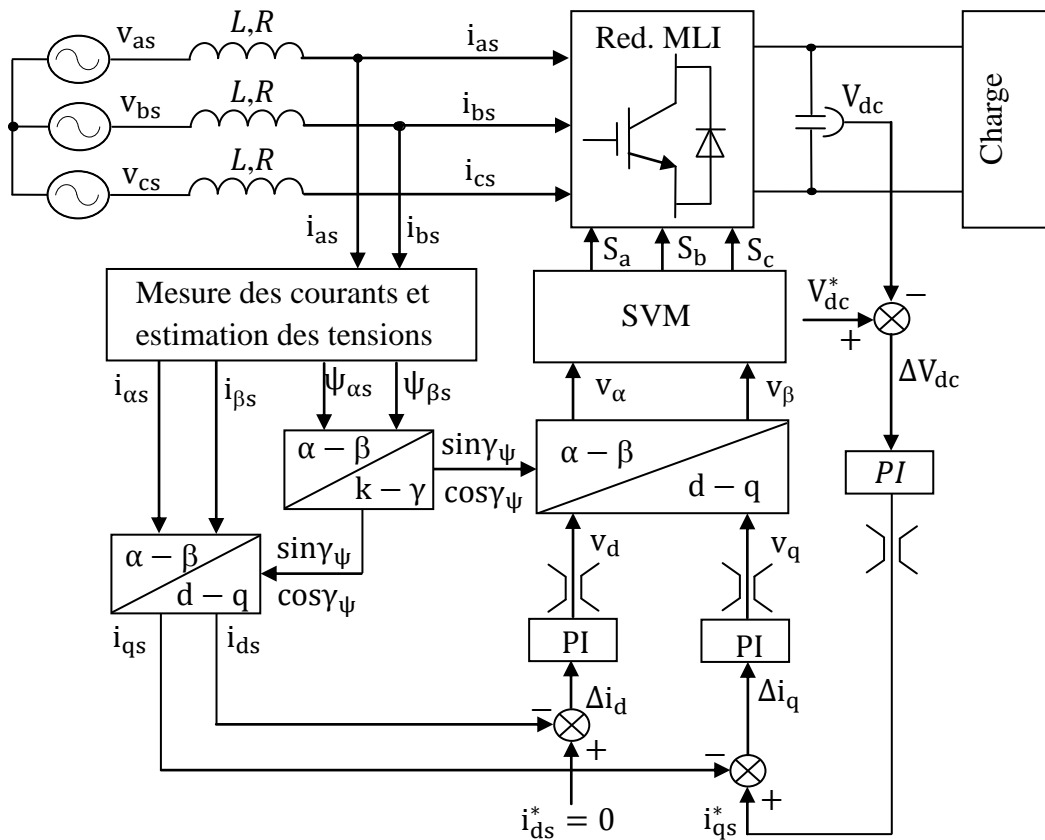


Figure III.7 : Schéma bloc de la VFOC.

Dans les conditions d'orientation du référentiel précisées ci-avant ; les équations du redresseur s'écrivent :

$$v_{qs} = R i_{qs} + L \frac{di_{qs}}{dt} + v_q + \omega \cdot L \cdot i_{ds} \quad (\text{III.7})$$

$$0 = R i_{ds} + L \frac{di_{ds}}{dt} + v_d - \omega \cdot L \cdot i_{qs} \quad (\text{III.8})$$

### III.2.4 Contrôle direct de la puissance estimée à partir du flux virtuel (Virtual flux based direct power contrôle ou VF-DPC) [20]

Dans cette méthode, Le calcul des puissances actives et réactives est basé sur la grandeur flux virtuel. Leurs expressions instantanées peuvent être calculées partant des relations suivantes :

$$p = R_e(\underline{v}_s \cdot \underline{I}_s^*) \quad (\text{III.9})$$

$$q = \text{Im}(\underline{v}_s \cdot \underline{I}_s^*) \quad (\text{III.10})$$

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale triphasée équilibrée, on aboutit aux expressions simplifiées suivantes :

$$\begin{cases} p = \omega(\Psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \Psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \\ q = \omega(\Psi_{\alpha s} i_{\alpha s} + \Psi_{\beta s} i_{\beta s}) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Le schéma de principe de cette méthode est représenté sur la figure(III.8)

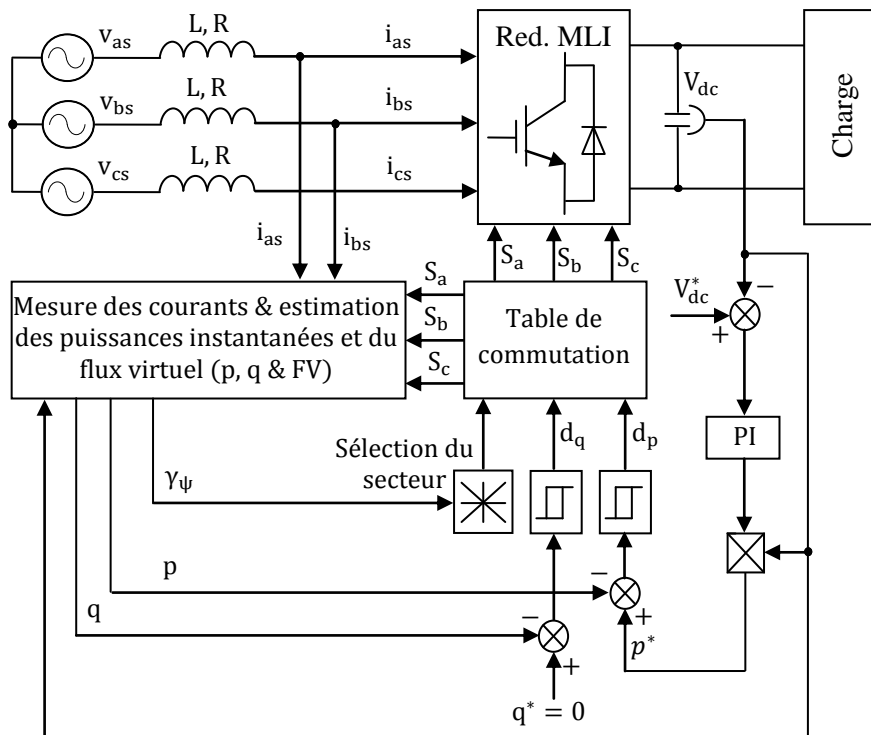


Figure III.8 : Schéma bloc de la VF-DPC.

### III.2.5 Commande direct de puissance basée sur la modulation vectorielle (DPC-SVM) [20]

Les concepts de la commande directe en puissance (DPC) et du flux virtuel (VF) peuvent être appliqués sur de nouveaux schémas de commande. Les grandeurs  $p$  et  $q$  peuvent être utilisées comme des variables pour le contrôle direct en modulation de largeurs d'impulsions du redresseur à la place des courants utilisés jusqu'ici dans les schémas classiques. Les valeurs de référence de la puissance réactive  $q^*$  et active  $p^*$  (fournie par la boucle externe de régulation de  $V_{dc}$ ) sont comparées aux valeurs estimées  $q$  et  $p$  fournies par un estimateur, les écarts résultant de cette comparaison sont délivrés sur des régulateurs PI pour former les variables de commande  $V_d$  et  $V_q$ . comme montre sur le schéma de principe de la figure (III.9).

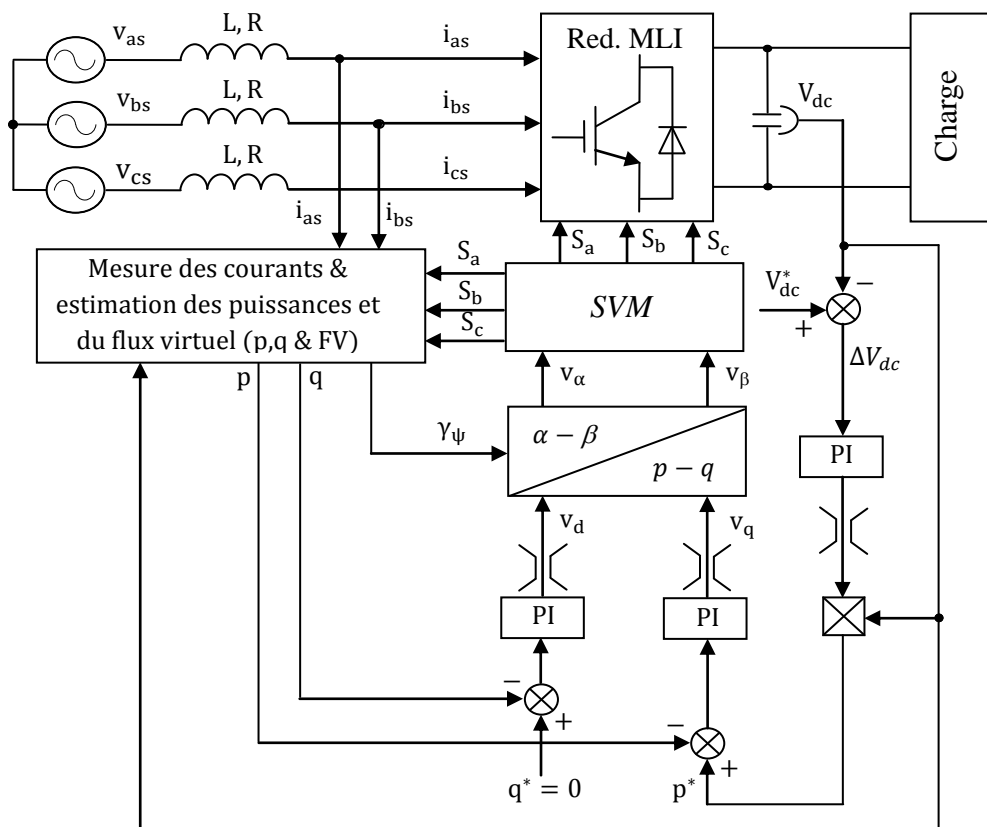


Figure III.9 : Schéma block de la DPC-SVM.

Les signaux de commande  $S_a$ ,  $S_b$  et  $S_c$  sont générés par une modulation vectorielle utilisant les grandeurs  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  obtenues après la transformation suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha s} \\ V_{\beta s} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\sin \gamma_\Psi & -\cos \gamma_\Psi \\ \cos \gamma_\Psi & -\sin \gamma_\Psi \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} \quad (\text{III.12})$$

Ou :

$$\begin{cases} \sin \gamma_\Psi = \frac{\Psi_\beta}{\sqrt{(\Psi_{\alpha s})^2 + (\Psi_{\beta s})^2}} \\ \cos \gamma_\Psi = \frac{\Psi_\alpha}{\sqrt{(\Psi_{\alpha s})^2 + (\Psi_{\beta s})^2}} \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

### III.3 Comparaison et discussion [21]

Le tableau suivant récapitule les caractéristiques principales des différentes stratégies de commande.

techniques	avantages	inconvénients
VOC	<ul style="list-style-type: none"> <li>-la fréquence de commutation fixe</li> <li>-Des stratégies avancées de PWM peuvent être employées.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Transformation du même rang et découplage entre des composants actifs et réactifs est exigés.</li> <li>-Facteur de puissance d'entrée inférieur que pour DPC.</li> </ul>
DPC	<ul style="list-style-type: none"> <li>-Aucun bloc séparé de PWM.</li> <li>-Aucune boucle de réglage courant.</li> <li>-Aucune transformation du même rang.</li> <li>-Commande de puissance active et réactive découplée.</li> <li>-Variables instantanées avec tous les composants d'harmoniques sont estimés.</li> <li>-Bonne dynamique.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>-L'évaluation de puissance et de tension devrait être évité au moment de la commutation.</li> <li>- la fréquence de commutation variable.</li> <li>- Microprocesseur rapide et convertisseur analogique-numérique requis.</li> <li>-Fréquence élevée d'inductance et d'échantillon requise.</li> </ul>
VFOC	<ul style="list-style-type: none"> <li>- la fréquence de commutation fixe.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Transformation du même rang et découplage entre les composants actifs et</li> </ul>

	- Des stratégies avancées de PWM peuvent être employées.	réactifs est exigés. -Facteur de puissance d'entrée inférieur que pour VF-DPC.
VF-DPC	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Évaluation résistante simple et de bruit de puissance algorithme, facile à mettre en application dans un DSP.</li> <li>- Abaissez la fréquence de prélèvement que pour DPC .</li> <li>- Bas THD des courants de ligne avec tordu ou approvisionnement non équilibré.</li> <li>- Aucun bloc séparé de PWM.</li> <li>- Aucune boucle de règlement courant.</li> <li>-Aucune transformation du même rang.</li> <li>-Commande de puissance active et réactive découplée.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- la fréquence de commutation variable.</li> <li>-Microprocesseur rapide et convertisseurs analogique-numérique requis.</li> <li>-la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable.</li> </ul>

**Tableau III.1 :** Commandez la comparaison de stratégies.

### III.4 Conclusion

L'objet de ce chapitre était de présenter l'état de l'art des techniques de commande du redresseur à MLI.

Le contrôle direct des puissances active et réactive nous évite l'emploi des boucles internes des courants. Les signaux de commande sont générés à partir d'une table de commutation au lieu d'un modulateur, dont un seul régulateur sera dimensionné (boucle extérieur  $V_{dc}^*$ ), ce qui facilite le calcul de la régulation et son implantation. Cependant la fréquence de commutation n'est pas constante ce qui constitue l'inconvénient majeur de la méthode DPC utilisant une table de commutation.

## IV.1 Introduction

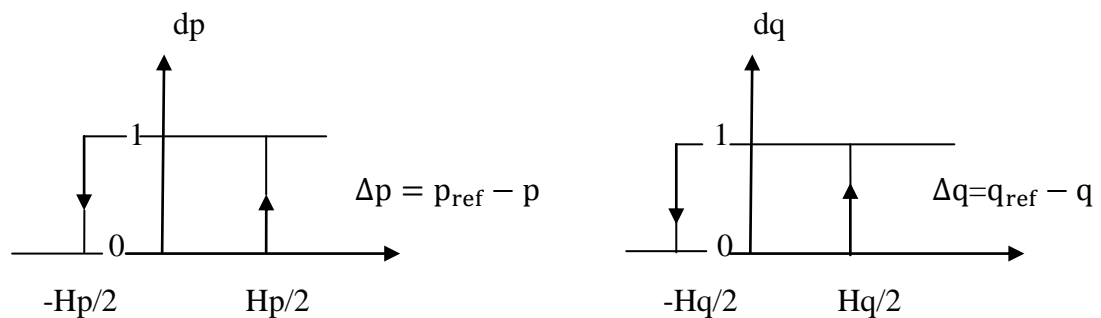
Nous nous intéressons dans ce chapitre à une seule technique de commande du redresseur à MLI, il s'agit de la DPC (Direct power control) avec table de commutation, Cette dernière, synthétisée à partir de l'étude des variations des puissances instantanées active et réactive, assure un contrôle simultané et précis de ces dernières, de plus un régulateur prédictif de la tension du bus continu est également proposé. Ensuite nous développerons les relations de base en vue d'une simulation du système. Le schéma bloc du redresseur à MLI commandé par la technique DPC est montré sur la figure III.4.

## IV.2 Explication du fonctionnement

Les valeur de référence des puissance réactive  $q_{ref}$  (fixée à zéro pour un facteur de puissance égale a l'unité) et la puissance active  $p_{ref}$  (fournie par la boucle externe de régulation de  $v_{dc}$ ) sont comparées aux valeurs estimées  $q$  et  $p$ . Les sorties des comparateurs  $\mathcal{E}_p$  et  $\mathcal{E}_q$  sont utilisées par des contrôleur à hystérésis de la puissance active et réactive, lesquelles fournissent les grandeurs  $dp$  et  $dq$  pour la génération des signaux de commande  $S_a, S_b$  et  $S_c$  du redresseur à partir d'une table de commutation [22].

### ➤ Les contrôleurs des puissances actives et réactives

Le schéma de principe de la figure IV.1 donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux. Pour réaliser le réglage des puissances active et réactive. L'un est influencé par l'erreur  $\Delta p = p_{ref} - p$  pour la puissance active. L'autre est influencé par l'erreur  $\Delta q = q_{ref} - q$  pour la puissance réactive [2].



**Figure IV.1** Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

Les larges 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 régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance instantanée réactive peut être décrit comme suit :

$$(\Delta_q > H_q) \rightarrow d_q=1$$

$$(-H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} > 0) \rightarrow d_q=0$$

$$(-H_q \leq \Delta_q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta_q}{dt} < 0) \rightarrow d_q=1$$

$$(\Delta_q < -H_q) \rightarrow d_q=0$$

Et le même pour le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance active:

$$(\Delta_p > H_p) \rightarrow d_p=1 \tag{IV.1}$$

$$(-H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} > 0) \rightarrow d_p=0 \tag{IV.2}$$

$$(-H_p \leq \Delta_p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta_p}{dt} < 0) \rightarrow d_p=1 \tag{IV.3}$$

$$(\Delta_p < -H_p) \rightarrow d_p=0 \tag{IV.4}$$

Les variable logiques  $d_p$  et  $d_q$  , ainsi que la position du vecteur flux  $\gamma_{\Psi_L} = \arctg \left( \frac{\Psi_{L\alpha}}{\Psi_{L\beta}} \right)$

Définie par le secteur  $\gamma_n$  ( $n=1, \dots, 12$ ) sont utilisés pour accéder à l'adresse exacte de la table de commutation pour sélectionner le vecteur approprié [22].

$$\frac{(n-2)\pi}{6} \leq \gamma_n < \frac{(n-1)\pi}{6} \quad n=1,2,\dots,12 \tag{IV.5}$$

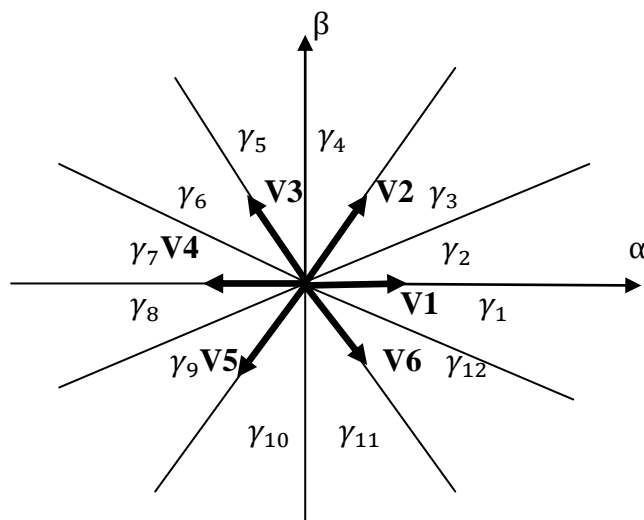


Figure IV.2 Secteurs des tensions du redresseur.



### IV.3 Expression des puissances instantanées [8]

Dans le repère stationnaire  $\alpha, \beta$  et avec un système triphasé équilibré, la dynamique des courants absorbés par un redresseur à MLI, est régie par les deux équations différentielles suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_\alpha}{dt} = \frac{1}{L}(u_\alpha - V_\alpha - R * i_\alpha) \\ \frac{di_\beta}{dt} = \frac{1}{L}(u_\beta - V_\beta - R * i_\beta) \end{cases} \quad (\text{IV.6})$$

De l'équation précédente, (IV.6), nous remarquons que l'évolution du vecteur des courants  $[i_\alpha \ i_\beta]^T$  peut être contrôlée à l'aide d'un choix judicieux du vecteur des tensions à l'entrée du redresseur  $[V_\alpha \ V_\beta]^T$ .

En effet, la variation de chacune des composantes du vecteur des courants dépend principalement du vecteur des tensions du réseau  $u_{\alpha\beta}$ , du vecteur de commande appliqué  $V_{\alpha\beta}$ , et du courant actuel avec un degré moindre. L'effet de la résistance "R" de la bobine de couplage peut être considéré négligeable et une discrétisation du premier ordre, sur une période de commutation  $T_s$ , de l'équation (IV.6) peut être adoptée. Alors, les variations des composantes du vecteur des courants à la fin de la période de commutation sont données par l'équation ci-après:

$$\begin{cases} \Delta i_\alpha = i_\alpha(k+1) - i_\alpha(k) = \frac{T_s}{L}(u_\alpha(k) - V_\alpha(k)) \\ \Delta i_\beta = i_\beta(k+1) - i_\beta(k) = \frac{T_s}{L}(u_\beta(k) - V_\beta(k)) \end{cases} \quad (\text{IV.7})$$

D'autre part, dans le repère stationnaire  $\alpha, \beta$  les puissances instantanées active et réactive sont données par l'expression ci-dessous:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta \\ u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{IV.8})$$

Comme première approximation, et si la période de commutation est très petite devant la période de la tension du réseau, la variation du vecteur des tensions durant une période de commutation peut être considérée négligeable, il est alors possible d'écrire

$u_{\alpha\beta}(k+1) = u_{\alpha\beta}(k)$  Tenant compte de cette, approximation, les variations des puissances active et réactive à la fin de la période de commutation sont données par la relation suivante:

$$\begin{cases} \Delta p = u_\alpha(k) * \Delta i_\alpha + u_\beta(k) * \Delta i_\beta \\ \Delta q = u_\beta(k) * \Delta i_\alpha + u_\alpha(k) * \Delta i_\beta \end{cases} \quad (\text{IV.9})$$

En substituant l'équation (IV.7) dans (IV.9) on obtient:

$$\begin{cases} \Delta p = \frac{T_s}{L} [u_\alpha(k)^2 + u_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [u_\alpha(k) * V_\alpha(k) + u_\beta(k) * V_\beta(k)] \\ \Delta q = \frac{T_s}{L} [u_\alpha(k) * V_\beta(k) - u_\beta(k) * V_\alpha(k)] \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Cette dernière équation montre que la variation des puissances active et réactive dépend du vecteur des tensions du redresseur (vecteur de commande) appliqué durant la période de commutation et du vecteur des tensions du réseau. En effet, pour chacun des huit vecteurs de commande possibles, et à une position donnée du vecteur  $u_{\alpha\beta}$ , une variation des puissances active et réactive est atteinte. Comme résultat, il existe plusieurs façons de sélectionner le vecteur de commande contrôlant l'évolution des puissances active et réactive. Pour  $i = (0, 1, 2, \dots, 6)$  les variations de ces puissances instantanées sont données par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Delta p_i = \frac{T_s}{L} [u_\alpha(k)^2 + u_\beta(k)^2] - \frac{T_s}{L} [u_\alpha(k) * V_{\alpha i} + u_\beta(k) * V_{\beta i}] \\ \Delta q_i = \frac{T_s}{L} [u_\alpha(k) * V_{\beta i} - u_\beta(k) * V_{\alpha i}] \end{cases} \quad i = 0, 1, \dots, 6 \quad (\text{IV.11})$$

#### IV.4 La table de commutation

La table de commutation, a été élaborée par l'initiateur du DTC et présentée premièrement dans [23] puis ultérieurement par [24]. Le vecteur de tension à l'entrée du redresseur à MLI V, dépend des états de commutation Sa, Sb et Sc des semi-conducteurs. Selon les différentes combinaisons possibles de ces trois états, huit vecteurs de tension peuvent être appliqués à l'entrée du redresseur : deux vecteurs nuls nommés ( $V_0, V_7$ ) et six vecteurs non nuls ( $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5, V_6$ ). Ces vecteurs sont représentés dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$  comme le montre la figure IV.2. Les six vecteurs non nuls divisent le plan  $\alpha$ - $\beta$  en six secteurs dont chacun est divisé en deux secteurs égaux, afin d'obtenir un contrôle précis. Les erreurs de suivi de référence des puissances instantanées active et réactive, introduites dans deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, permettent d'établir deux sorties logiques dp et dq qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée (P ou q) et l'état "0" pour une diminution.

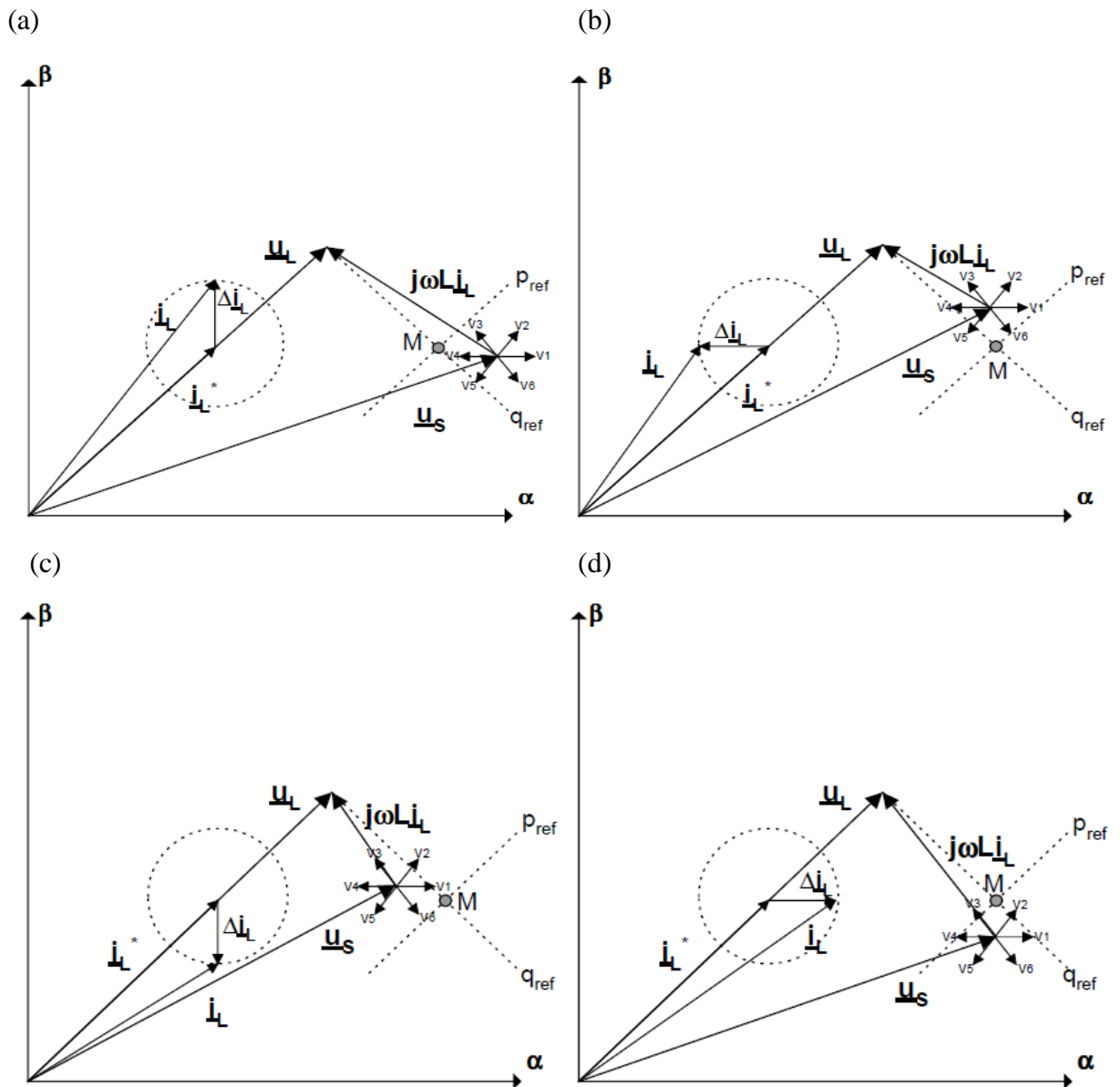


Figure IV.3 la variation de la puissance instantanée.

a)  $p_{ref} < p, q_{ref} > q(0,1)$ ;

c)  $p_{ref} > p, q_{ref} < q(1,0)$ ;

b)  $p_{ref} > p, q_{ref} > q(1,1)$ ;

d)  $p_{ref} < p, q_{ref} < q(0,0)$ ;

dp	dq	$\gamma_1$	$\gamma_2$	$\gamma_3$	$\gamma_4$	$\gamma_5$	$\gamma_6$	$\gamma_7$	$\gamma_8$	$\gamma_9$	$\gamma_{10}$	$\gamma_{11}$	$\gamma_{12}$
0	1	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101	101	100
0	0	101	100	100	110	110	010	010	011	011	001	001	101
1	1	111	111	000	000	111	111	000	000	111	111	001	000
1	0	101	111	100	000	110	111	010	000	011	111	001	000

**Tableau (VI .1)** la table de la commutation pour les 12 secteurs.

L'utilisation de la commande prédictive pour le contrôle direct de la tension de bus continu de redresseur à MLI constitue l'objet du présent chapitre, nous abordons dans un premier temps, le développement d'une approche prédictive pour commander la tension du bus continu  $V_{dc}$ , la stratégie de commande proposée est fondée sur le principe de la commande prédictive généralisée.

#### IV.5 Introduction à la commande prédictive

La commande prédictive est une technique de commande avancée de l'automatique. Elle est largement utilisée dans le domaine industriel et a été appliquée avec succès pour différentes applications, le terme commande prédictive ne désigne pas une stratégie de commande spécifique mais un ensemble d'algorithmes qui utilise explicitement le modèle de système dans un problème d'optimisation, à résoudre pour déterminer la commande à appliquer [25].

Elle a pour objectif de commander des systèmes industriels complexes. Elle est utilisée dans diverses applications, notamment dans les systèmes robotique, des machines électriques, la surveillance et la conduite des procédés biotechnologiques.

La commande prédictive est un terme général qui englobe un ensemble de méthodes différentes (PFC, DMC, MPC, GPC). Néanmoins toutes ces techniques utilisent la même philosophie de contrôle et le même principe de fonctionnement.

#### IV.6 Historique de la commande prédictive

La commande prédictive est une technique de commande basée sur la notion de prédiction du comportement de la dynamique des systèmes (linéaires ou non). Elle a fait ses débuts en 1962 suite aux travaux de Zadeh et Whalen, [26] dans [27]. Elle sera connue plus tard dans le monde industriel, particulièrement dans le secteur de la pétrochimie, suite aux travaux de Richalet et al. [28] à cause de la dynamique lente des systèmes pétrochimiques.

Grâce à sa capacité à prendre en compte les contraintes, à contrôler les systèmes multi variables et la possibilité qu'elle offre d'utiliser différentes structures de modèle, la commande prédictive (non linéaire (NMPC)) est à présent largement reconnue comme l'une des techniques de contrôle les plus puissantes si ce n'est la seule approche possible dans beaucoup de problèmes de contrôle à résoudre, [29]. Au fil du temps, beaucoup d'améliorations ont été faites sur cette technique, notamment les travaux de Mayne et Michalska [30] et Michalska et Mayne [31]. Aujourd'hui, elle est également adaptée à la commande des systèmes rapides, [32] et [33].

#### IV.7 Principe de la commande prédictive

On générale, la loi de commande prédictive est obtenue à partir de la méthodologie suivante :

- Utilisation d'un modèle numérique du système permettant de prédire le comportement futur, on dénote  $y(t+k/t)$ ,  $k=0.....N$ , les sorties prédites et par  $N$  l'horizon de prédiction. ces sortie sont dépendante des valeurs de sorties d'entrée du processus à commander connues jusqu'au temps  $t$ .
- Elaboration d'une séquence de commandes futures en boucle ouverte, dénotée par  $u(t+k /t)$ ,  $k=0.....N-1$ , en minimisant un critère de performance afin de mener la sortie du processus ver une sortie de référence. On dénote par  $w(t+k/t)$   $k=0.....Np$ . le signal de référence. D'habitude le critère de performance à minimiser est un compromis entre une fonction quadratique des erreurs (différence entre  $y(t+k/t)$  et  $w(t+k/t)$ ) et un cout de l'effort de commande. par ailleurs, la minimisation d'une telle fonction peut être soumise a des contraintes sur l'état et plus généralement a des contraintes sur la commande.
- Application de la première valeur de cette séquence sur le système. au temps  $t+1$  on acquiert la sortie réelle  $y(t+1)$  et on recommence le calcul.
- Réitération de toute cette procédure à la période d'échantillonnage suivante selon la stratégie dite de l'horizon fuyant [34].

En regardant de plus près les points communs de la commande prédictive, la Figure IV.4 présente un diagramme temporel illustrant le critère minimisé dans ce type de commande. La suite des commandes futures est calculée par minimisation d'un critère portant

classiquement sur l'erreur entre la trajectoire de référence et la sortie prédite, et l'énergie utilisée pour y parvenir. On voit donc l'intérêt de ce type de commande quand la trajectoire à suivre par le système est connue à l'avance, comme par exemple, dans le cas des robots, des machines outils ou des processus chimiques [35].

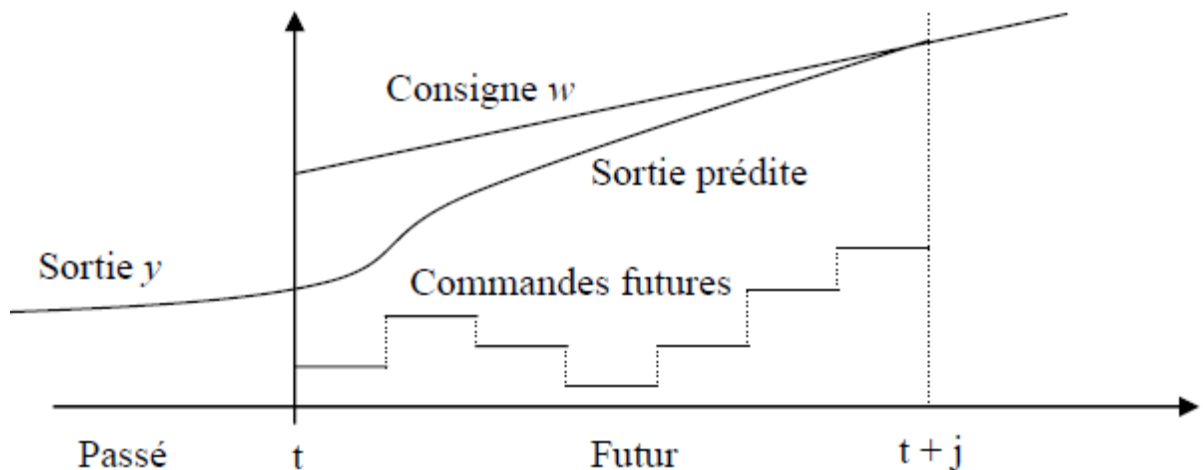


Figure VI.4: Diagramme temporel du critère à minimiser.

## IV.8 Commande prédictive généralisée

### IV.8.1 Introduction

La commande prédictive généralisée (GPC) a été développée par David Clarke et al dans les années 80. C'est en 1985 que D.Clarke et al présente la première version de la Commande Prédictive Généralisée [35]. Elle est considérée comme étant la plus populaire des méthodes de prédiction, particulièrement pour des processus industriels. La GPC est basée sur la minimisation d'un critère quadratique au sens d'un horizon fuyant et dépend de quatre paramètres qui sont les deux horizons de prédiction minimum et maximum, l'horizon de commande et le facteur de pondération de la commande, dont l'ajustement optimal ne peut être garanti [36].

### VI.8.2 Principe de fonctionnement [37]

La commande prédictive généralisée est basée sur la résolution répétée à chaque pas de temps d'un problème de commande optimale : "comment 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 schéma de principe de la commande prédictive généralisée est donné par la figure suivante :

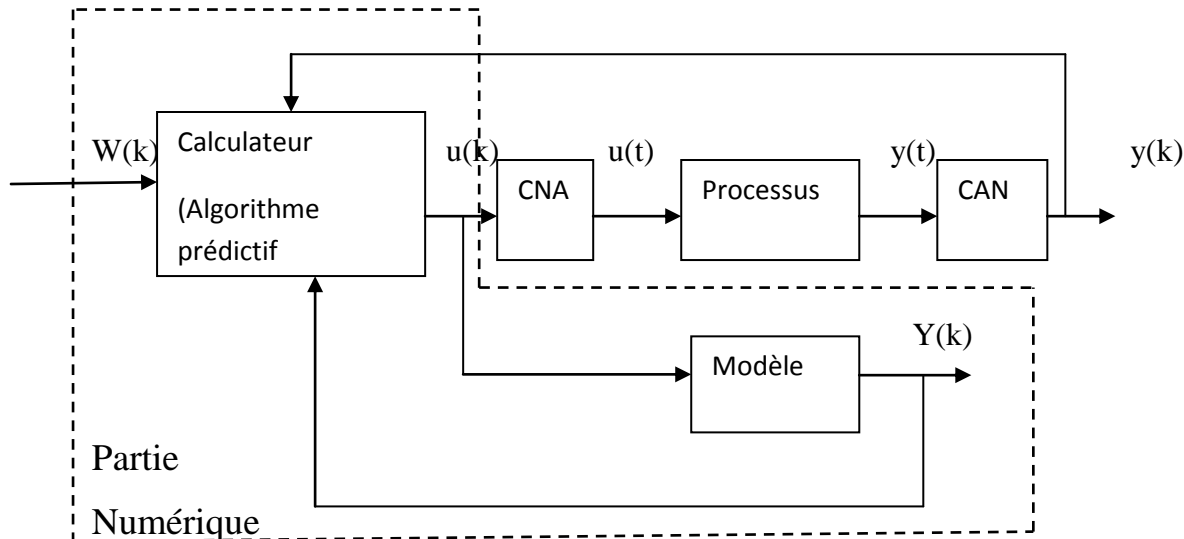


Figure VI.5 schéma de fonctionnement de la GPC.

### IV.8.3 Différents types d'horizon

La commande prédictive est caractérisée par les paramètres de réglage suivant :

**l'instant de début de prédiction  $N_r$  :** ce paramètre est pris égale au retard du système  $\tau$ .

Si le système ne présente pas de retard, on prend  $N_r=1$ .

**Horizon de commande  $N_u$  :** il représente le nombre d'actions futures calculées par optimisation du critère pour réduire les erreurs de prédictions. La valeur de ce paramètre influe sur le temps de calcul de la solution optimale. L'augmentation de ce paramètre permet d'accélérer le système, mais en contre partie on va avoir des actions plus énergétiques. Comme le principe de commande prédictive consiste à appliquer seulement la première commande alors il est inutile de prendre une valeur supérieure à 5.

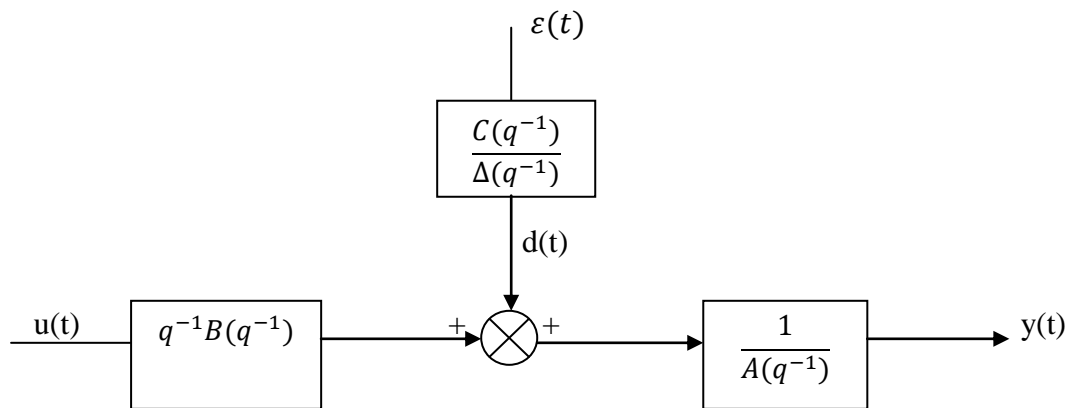
**Horizon de prédiction  $N_p$  :** il représente le nombre de prédictions utilisées dans le critère à optimiser. La valeur minimale doit être égale à  $\tau + 1$  ou  $\tau$  désigne le temps de retard du système à commander. L'augmentation de  $N_p$  revient à considérer plus de prédictions, par conséquent la sortie sera bien amortie et les commandes seront de faibles amplitudes, mais leur traitement nécessite un temps de calcul important [25].

**IV.8.4 Définition du modèle du système**

Toute commande prédictive nécessite la connaissance d'un modèle afin de prédire le comportement futur du système. Dans la commande GPC, le modèle classiquement utilisé est le modèle CARIMA (Controlled AutoRegressive Integrated Moving Average), de la forme: [38]

$$A(q^{-1})y(t) = B(q^{-1})u(t - 1) + \frac{C(q^{-1})}{\Delta(q^{-1})} \varepsilon(t) \tag{IV.12}$$

$u(t)$ ,  $y(t)$  et  $\varepsilon(t)$  sont respectivement l'entrée, la sortie et le signal de perturbation du système.  $\varepsilon(t)$  est considéré aléatoire et de moyenne nulle. Le polynôme C modélise l'influence du bruit sur le système. L'introduction de  $\Delta(q^{-1}) = 1 - q^{-1}$  dans le modèle de bruit assure une action intégrale dans le correcteur et permet donc, d'annuler toute erreur statique vis-à-vis d'une entrée ou d'une perturbation en échelon. L'utilisation de ce modèle de perturbation est en fait une conséquence de la présence de perturbations de charge en échelon dans de nombreux processus industriels, celui-ci garantissant donc un comportement avec une erreur statique nulle face aux perturbations considérées. Ceci est une conséquence directe du principe du modèle interne. Ce principe dit que pour contrôler un système avec des perturbations instables, la dynamique de la perturbation doit apparaître dans la dynamique du régulateur. Ce modèle CARIMA est représenté par la Figure IV.6 :



**Figure IV.6 :** modèle CARIMA.

$A(q^{-1}), B(q^{-1})$  et  $C(q^{-1})$  Sont des polynômes dans l'opérateur retard  $q^{-1}$ , définis par :

$$A(q^{-1}) = 1 + a_1q^{-1} + \dots + a_naq^{-na} \tag{IV.13}$$

$$B(q^{-1}) = b_0 + b_1q^{-1} + \dots + b_nbq^{-nb} \tag{IV.14}$$

$$C(q^{-1}) = 1 + c_1q^{-1} + \dots + c_nccq^{-nc} \tag{IV.15}$$



Où les degrés des polynômes A, B, et C sont respectivement  $n_a, n_b, n_c$ .

### IV.8.5 Structure du prédicteur optimal

On s'intéresse ici à prédire la sortie du modèle à l'instant  $j$ , en fonction des données connues, c'est à dire, la sortie jusqu'à l'instant  $t$  et la commande jusqu'à l'instant  $t - 1$  [39].

La valeur de la sortie à l'instant  $t + j$  est compte tenu de (IV.12).

$$y(t + j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t + j - 1) + \frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \varepsilon(t + j) \quad (\text{IV.16})$$

Le terme  $\frac{C(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \varepsilon(t + j)$  peut être décomposé en une partie dépendante des valeurs futures de  $\varepsilon$  et en une deuxième partie dépendante des valeurs passées de  $\varepsilon$ , d'où la relation :

$$y(t + j) = \frac{B(q^{-1})}{A(q^{-1})} u(t + j - 1) + E_j(q^{-1})\varepsilon(t + j) + \frac{F_j(q^{-1})}{A(q^{-1})\Delta(q^{-1})} \varepsilon(t) \quad (\text{IV.17})$$

$E_j$  et  $F_j$  sont donnés par la résolution de l'équation diophantienne suivante :

$$C(q^{-1}) = E_j(q^{-1})A(q^{-1})\Delta(q^{-1}) + q^{-j}F_j(q^{-1}) \quad (\text{IV.18})$$

### IV.8.6 Critère à minimiser [35]

#### IV.8.6.1 Expression du critère sous forme analytique

La loi de commande GPC est obtenue par minimisation d'un critère quadratique portant sur les erreurs futures avec un terme de pondération sur les incréments de commande :

$$J = \sum_{j=N_1}^{N_2} [\hat{y}(t + j) - w(t + j)]^2 + \lambda \sum_{j=1}^{N_u} \Delta u^2(t + j - 1) \quad (\text{IV.19})$$

Avec  $\Delta u(t + j) = 0$  pour  $j \geq N_u$ .

$N_1$  et  $N_2$  : définissent les horizons de prédiction sur la sortie.

$N_u$  : l'horizon de prédiction sur la commande.

$\lambda$  : est un coefficient de pondération sur la commande.

$w$  : représente la consigne à suivre.

$\hat{y}$  : La prédiction de la sortie, obtenue à partir d'un prédicteur polynomial optimal.

$u$  : La commande.

L'expression du critère appelle plusieurs remarques :

- Si l'on dispose effectivement des valeurs de la consigne dans le future, on utilise toutes ces informations entre les horizons  $N_1$  et  $N_2$  de façon à faire converger la sortie prédite vers cette consigne.
- On retrouve l'aspect incrémental du système en considérant  $\Delta u$  dans le critère.
- Le coefficient  $\lambda$  permet de donner plus ou moins de poids à la commande par rapport à la sortie, de façon à assurer la convergence lorsque le système de départ présente un risque d'instabilité [36].

#### IV.8.6.2 Expression du critère sous forme matricielle

La minimisation du critère nécessite la mise sous forme matricielle de l'équation de prédiction et la fonction de coût soit respectivement : [40].

$$\hat{y} = G\hat{u} + \frac{1}{c(q^{-1})} Fy(t) + \frac{1}{c(q^{-1})} H\Delta u(t-1) \quad (\text{IV.20})$$

$$J = \left[ G\hat{u} + \frac{1}{c(q^{-1})} Fy(t) + \frac{1}{c(q^{-1})} H\Delta u(t-1) - w \right]^T \left[ G\hat{u} + \frac{1}{c(q^{-1})} Fy(t) + \frac{1}{c(q^{-1})} H\Delta u(t-1) - w \right] + \lambda \hat{u}^T \hat{u} \quad (\text{IV.21})$$

Avec :

$$F = [F_{N_1}(q^{-1}) \dots \dots F_{N_2}(q^{-1})]^T$$

$$H = [H_{N_1}(q^{-1}) \dots \dots H_{N_2}(q^{-1})]^T$$

$$\hat{u} = [\Delta u(t) \dots \dots \Delta u(t + N_u - 1)]^T$$

$$w = [w(t + N_1) \dots \dots w(t + N_2)]^T$$

$$\hat{y} = [\hat{y}(t + N_1) \dots \dots \hat{y}(t + N_2)]^T$$

$$G = \begin{bmatrix} g_{N_1} & g_{N_1-1} & \dots & \dots \\ g_{N_1+1} & g_{N_1} & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ g_{N_2} & g_{N_2-1} & \dots & g_{N_2-N_u+1} \end{bmatrix}$$

Les valeurs  $\{g_i\}$  correspondent aux coefficients de la réponse indicielle du modèle.

#### IV.8.7 Loi de commande

La minimisation analytique du critère conduit à la séquence optimale de commandes futures [40], elle est obtenue par minimisation classique du critère précédent  $\frac{\partial J}{\partial \hat{u}} = 0$ .

$$\hat{u}_{opt} = -N \left[ \frac{1}{C(q^{-1})} Fy(t) + \frac{1}{C(q^{-1})} H\Delta u(t-1) - w \right] \quad (\text{IV.22})$$

Avec

$$N = [G^T G + I_{N_u}]^{-1} G^T = \begin{bmatrix} n_1^T \\ \vdots \\ n_{N_u}^T \end{bmatrix}$$

$$\hat{u}_{opt} = [\Delta u(t)_{opt} \dots \dots \Delta u(t + N_u - 1)_{opt}]^T$$

## IV.9 Application de la stratégie de commande et simulation

### IV.9.1 Introduction

Dans cette partie, nous allons présenter les résultats obtenus par simulation sur le système global constitué du redresseur muni de la commande prédictive en puissance. Le système de commande est constitué de deux boucles en cascade ; la boucle externe des puissances réglée moyennant une table de commutation et la boucle extérieure de tension où est implanté le régulateur prédictif fournissant à sa sortie la référence de la puissance active  $p^*$  (figure IV.7). La référence de puissance réactive est, quand à elle, fixée à zéro pour obtenir un facteur de puissance unitaire ( $\cos\varphi=1$ ). Nous allons présenter les résultats de manière à montrer l'action de la régulation conçue pour réaliser les différents objectifs prédéfinis.

### IV.9.1 Système de régulation sans boucle extérieure de $V_{dc}$

Nous allons dans un premier temps considérer le système sans boucle extérieure de tension  $V_{dc}$ .

A) Réponse du système à une variation des consignes en puissance  $p^*$  et  $q^*$ ,  $R_{ch}$  étant fixée.

*Conditions d'essai :*

- $q^*=0$ ,
- $p^*$  variation en échelon de (2500W à 3600W) à  $t=0.5s$ .
- $R_{ch}=100\Omega$ .

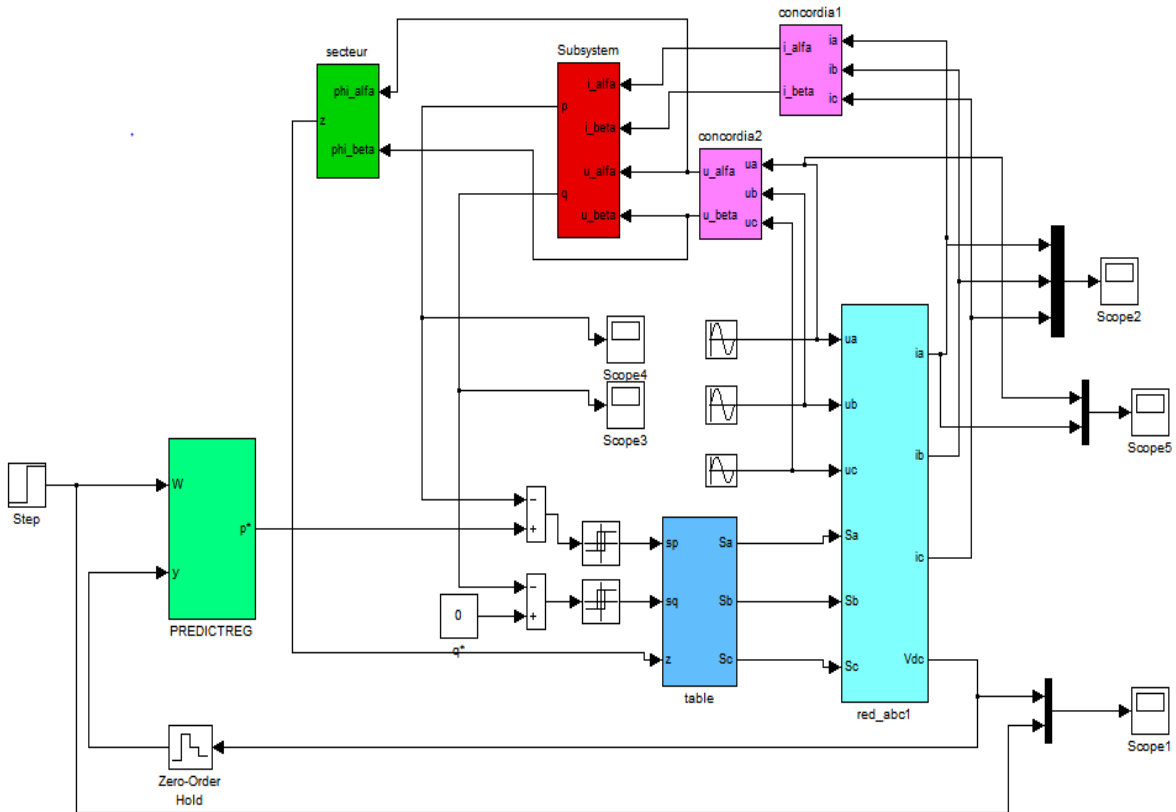


Figure IV.7 Schéma général de la commande P-DPC associée au redresseur MLI.

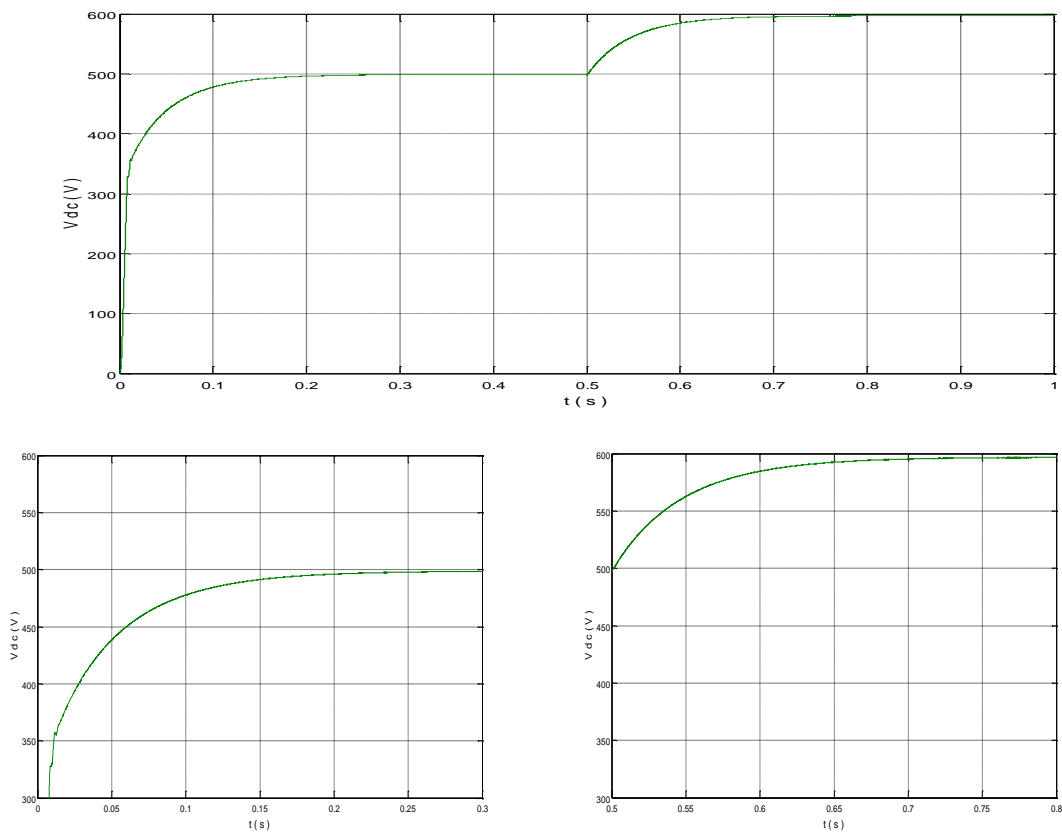


Figure IV.8 Allure et Zoom de la tension du bus continu.

La figure IV.8 montre que la tension de bus continu  $V_{dc}$  passe de 500V à 600V pour une puissance active de référence qui varie de 2500W à 3600W respectivement à  $t=0.5s$ . Ce résultat est conforme à la demande en puissance de la charge régie par la relation :

$$p_{ch} = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} \Rightarrow V_{ch} = \sqrt{R_{ch} \cdot p_{ch}} \quad (\text{IV.23})$$

La figure IV.9 montre que les courants du réseau ont une amplitude qui passe de 9.28A pour  $p^*=2500W$  à 13.36 A pour  $p^*=3600W$ . Ce résultat peut être expliqué en écrivant le bilan des puissances du convertisseur coté réseau et coté charge. En effet nous avons :

$$P_{réseau} = \frac{3}{2} V_m I_m = \frac{V_{dc}^2}{R_{ch}} = P_{ch} \Rightarrow I_m = \frac{2 \cdot V_{dc}^2}{3 \cdot V_m R_{ch}} \quad (\text{IV.24})$$

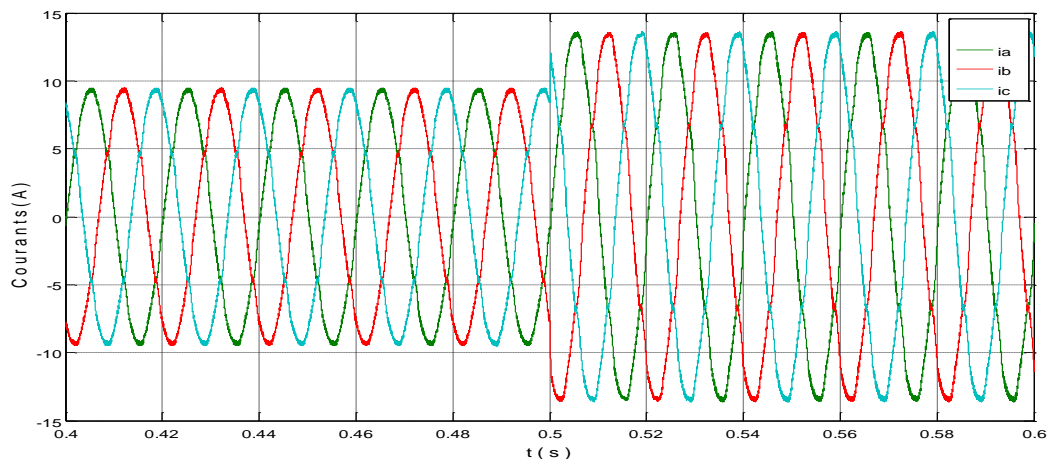


Figure IV.9 Allure des courants du réseau.

D'après la figure IV.10 on voit que la puissance active se met à la valeur de la consigne prévue.

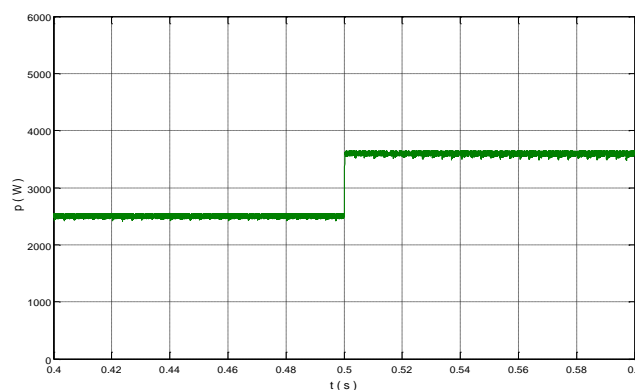
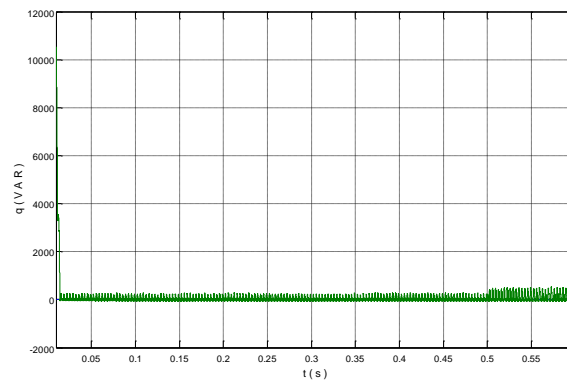


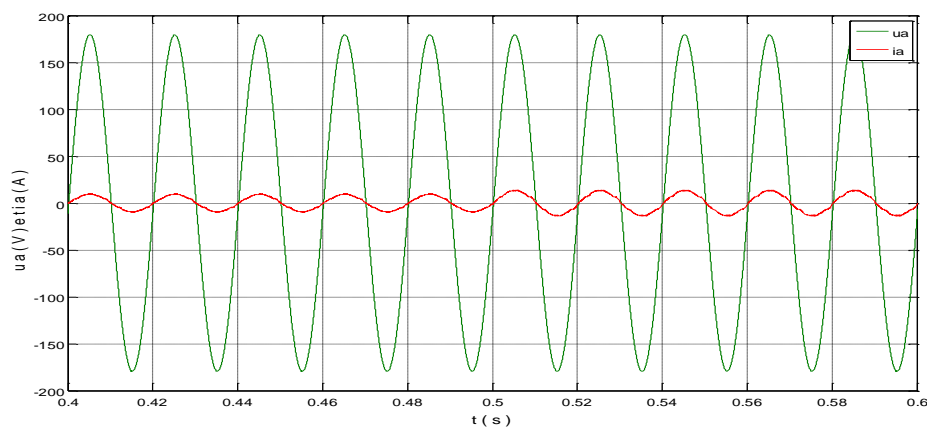
Figure IV.10 Allure de la puissance active.

Le graphe de la figure IV.11 montre que la puissance réactive est maintenue égale à zéro pour satisfaire la condition du facteur de puissance unitaire fixée.



**Figure IV.11** Allure de la puissance réactive

La figure IV.12 montre bien que le facteur de puissance est maintenue égal à l'unité (le déphasage entre  $i_a$  et  $u_a$  égale à zéro).



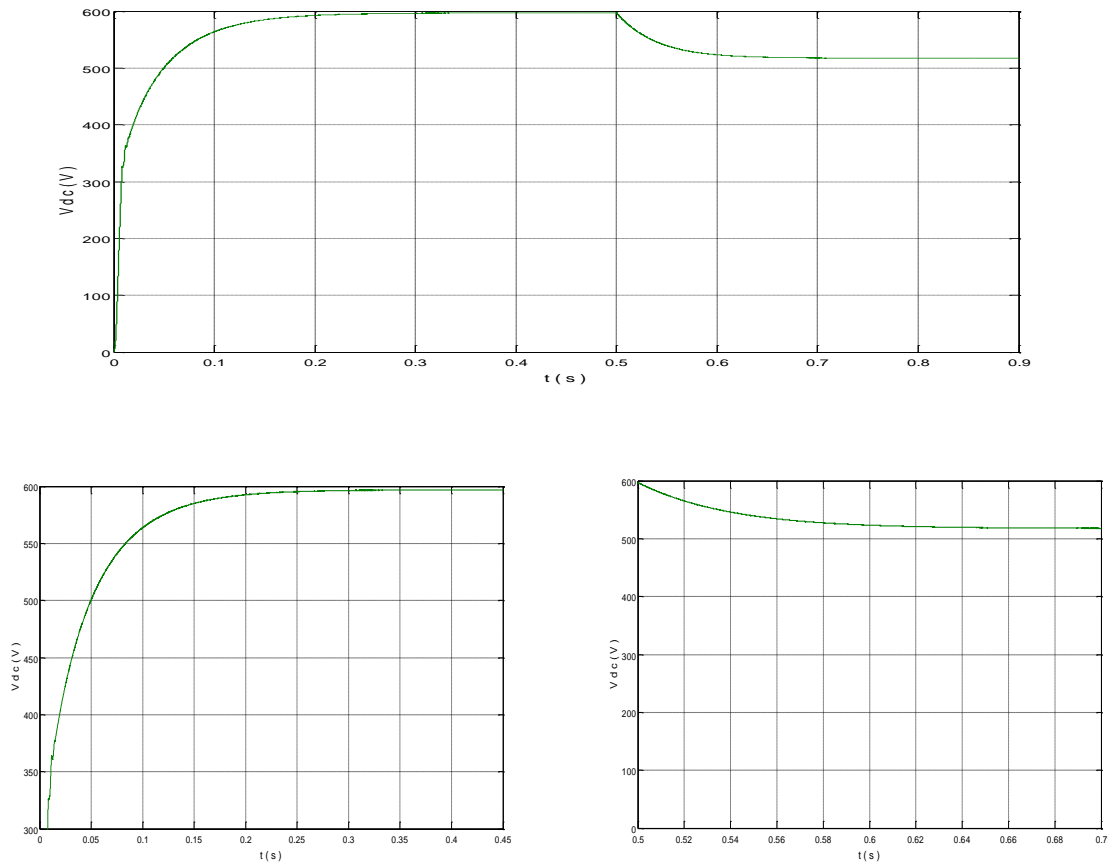
**Figure IV.12** Allure de la tension et du courant du réseau.

B) Influence d'une variation de la charge,  $p^*$  étant fixée.

*Conditions d'essai :*

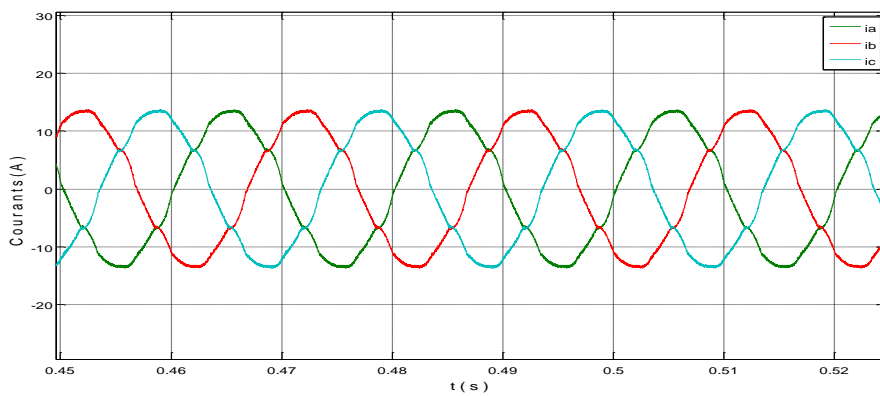
- $q^*=0$ ,
- $P^*=3600\text{W}$ ,
- $R_{ch}$  variation en échelon de ( $100\Omega$  à  $75\Omega$ ) à  $t=0.5\text{s}$ .

Les résultats obtenus sont illustrés par la figure IV.13. On y voit que la tension du bus continu  $V_{dc}$  subit une diminution sensible (de  $600\text{V}$  à  $520\text{V}$ ).



**Figure IV.13** Allure et Zoom de la tension du bus continu.

La figure IV.14 montre que les courants restent inchangés, ce qui est normal vu que la puissance de référence est maintenu constante.



**Figure IV.14** Allure des courants du réseau.

Cette structure du circuit de réglage (boucle des puissances seules) ne permet pas de maintenir la tension  $V_{dc}$  constante en présence des variations de la charge. Cela nous permet de conclure sur la nécessité de rajouter une boucle extérieure de la tension continue  $V_{dc}$ .

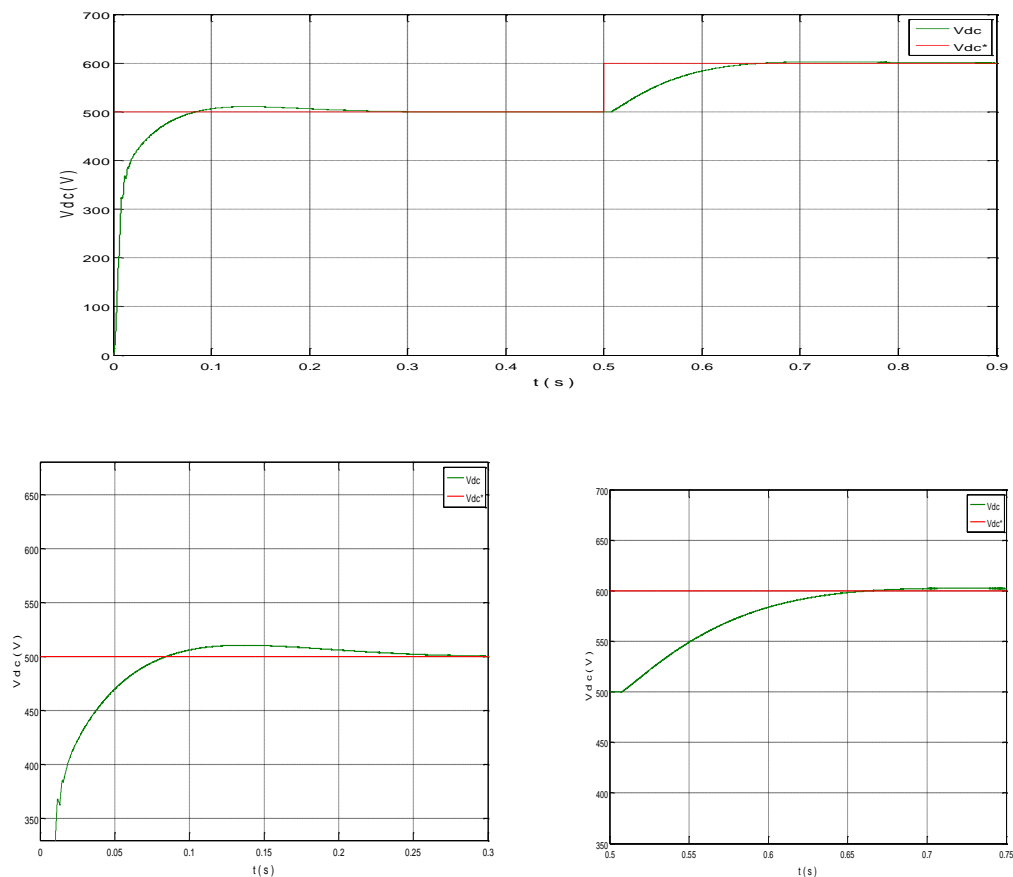
### IV.9.2 Système de régulation avec boucle extérieure de $V_{dc}$

A) Réponse du système à une variation de la consigne  $V_{dc}^*$ ,  $R_{ch}$  étant fixée.

Conditions d'essai :

- $R_{ch}=100\Omega$ ,
- $q^*=0$ ,
- $V_{dc}^*$  variation en échelon de (500V à 600V) à  $t=0.5s$ .

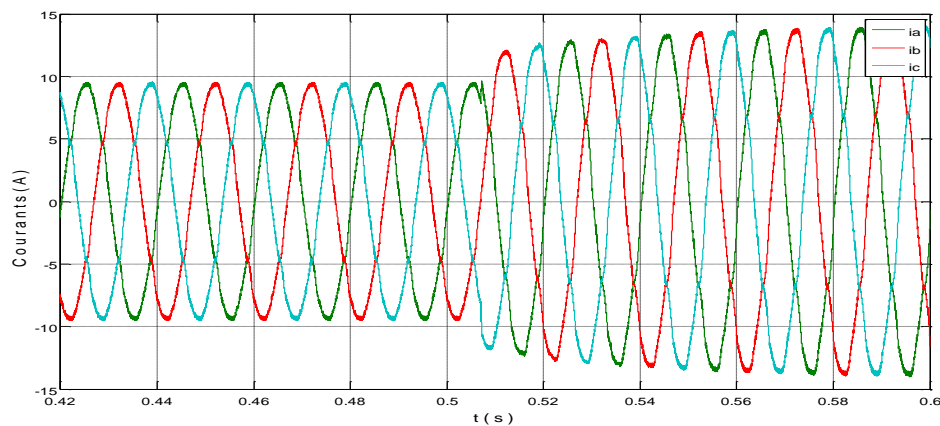
La réponse du système est montrée sur la figure IV.20. On y remarque que la tension du bus continue suit la référence tout en décrivant une dynamique de bonne qualité.



**Figure IV.15** Allure et Zoom de la tension du bus continu.

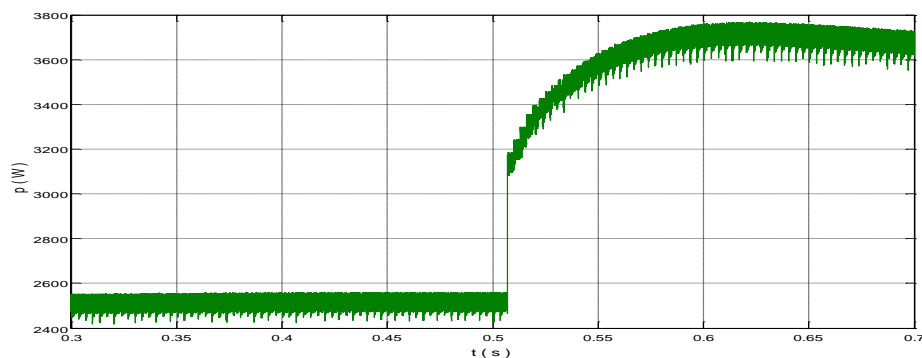
On constate sur la figure IV.16 que les courants du réseau présentent une amplitude  $I_m=9.27A$  pour  $V_{dc}^*=500V$  et  $I_m=13.36A$  pour  $V_{dc}=600V$ . Ce résultat est conforme à la relation (IV.24).





**Figure IV.16** Allure des courants du réseau.

Pour la puissance active, en régime permanent celle-ci prend les valeurs de 2500W et 3600W pour  $V_{dc}^* = 500V$  et  $V_{dc}^* = 600V$  respectivement, et elles correspondent à celles consommées par la charge conformément à la relation IV.23.



**Figure IV.17** Allure de la puissance active.

B) Influence d'une variation de la charge,  $V_{dc}^*$  fixée.

Conditions d'essai :

- $V_{dc} = 600V$ ,
- $q^* = 0$ ,
- $R_{ch}$  variation en échelon de ( $100\Omega$  à  $50\Omega$ ) à  $t = 0.5s$ .

Les résultats de simulation sont montrés par les courbes IV.18 ( $V_{dc}$ ), IV.19 ( $i_{abc}$ ) et IV.20 (p).

Ces courbes montrent que la tension de bus continu ne varie presque pas (une variation d'environ 1%). Ceci grâce à l'action de la commande qui réagit à cette variation de

la charge en adaptant sa puissance par le biais des courants. Le facteur de puissance étant toujours maintenu égal à l'unité.

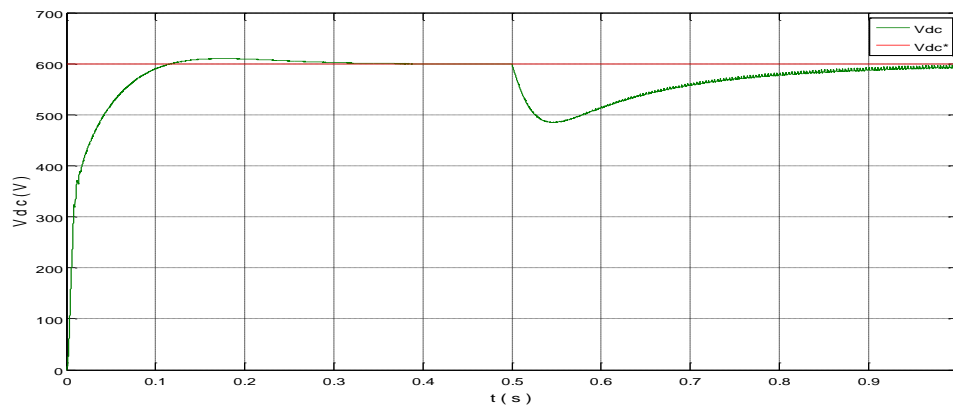


Figure IV.18 Allure de la tension du bus continu.

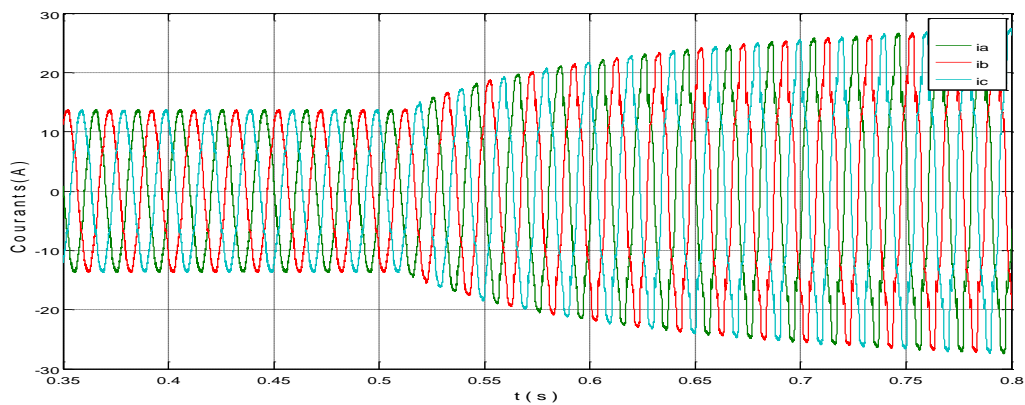


Figure IV.19 Allure des courants du réseau.

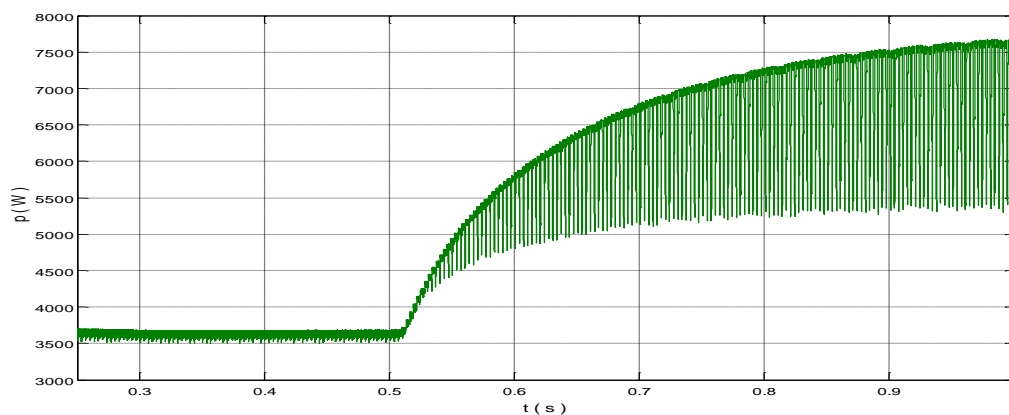


Figure IV.20 Allure de la puissance active.

## IV.12 Conclusion

Les résultats de simulation de la commande directe en puissance avec régulateur prédictif du redresseur à MLI triphasé présentés précédemment, montrent que cette commande possède de bonnes performances en régimes transitoire et permanent. Elle permet un contrôle précis et simultané des puissances instantanées active et réactive et un réglage appréciable de la tension du bus continu. Les courants absorbés par le redresseur sont en phase avec les tensions des phases correspondantes ( $\cos\varphi=1$ ) et possèdent une allure très proche d'une forme d'onde sinusoïdale.

## Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire se rapporte au domaine de la commande des redresseurs à MLI qui connaissent ces dernières années un essor considérable, eu égard aux multiples avantages qu'ils présentent, nous citons :

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

Ainsi, après une présentation générale du redresseur du point de vue constitution et fonctionnement, un état de l'art des techniques de commande utilisées a été dressé. Dans notre travail, nous nous sommes intéressés à une seule méthode, il s'agit de la commande directe en puissance avec régulateur prédictif (P-DPC). Les signaux de commande du redresseur sont générés à partir d'une table de commutation utilisant des informations sur les écarts entre les valeurs de référence et celle estimées des puissances instantanées active et réactive. La référence de puissance réactive est fixée à zéro pour satisfaire la condition du facteur de puissance unitaire, celle de puissance active est fournie par le régulateur prédictif prévue pour la boucle extérieure de  $V_{dc}$ .

Un support théorique consistant a été tout d'abord présenté à savoir la modélisation du redresseur dans différents systèmes d'axes, des considérations théoriques à la base de l'établissement de la table de commutation et une modélisation de la boucle de tension, permettant le dimensionnement du régulateur prédictif utilisé.

Dans un premier temps, nous avons étudié le comportement du système sans boucle extérieure de régulation de la tension  $V_{dc}$ . Les résultats obtenus ont montré que cette dernière est influencé par les variations de la charge, d'où la nécessité de rajouter une boucle extérieure pour maintenir cette tension à un niveau constant. Cette boucle a été réglée moyennant un régulateur prédictif.

Les résultats de simulation obtenue avec cette dernière structure (deux boucles superposées) ont permis de vérifier l'efficacité de l'action de la commande.

## Conclusion générale

- Par rapport à une variation de la consigne de  $V_{dc}$ , le système présente une réponse ayant une excellente dynamique, les courants ont la même amplitude et sont sinusoïdaux (pas de déformation de l'onde de courant) et le facteur de puissance est égal à l'unité.
- En régulation, c'est –à –dire par rapport à une variation de la charge, on a montré que le système est pratiquement insensible, ceci grâce à l'action de la commande qui réagit en adaptant la puissance de référence afin de maintenir  $V_{dc}$  constante.

Ce travail constitue un premier pas dans ce vaste domaine qui est la commande du convertisseur MLI, il gagnerait à être repris et amélioré. Comme perspectives pour la suite de ce travail on peut utiliser d'autres nouvelles stratégies de commande telles que la DPC-SVM et prévoir une réalisation pratique.

- [1] : **Boudries Zoubir** : «Etude d'une Génératrice Asynchrone Commandée », thèse doctorat, université A. mira Bejaia. 2013.
- [2] : **Abdelmalek Boulahia** : « Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique», thèse magistère centre universitaire de Constantine, département d'électrotechnique 28 avril 2009.
- [3] : **A. Lopez De Heredia Bermeo** : «Commandes avancées des systèmes dédiés à l'amélioration de la qualité de l'énergie : de la puissance basse tension à la montée en tension », Thèse de docteur de l'Institut National Polytechnique de Grenoble (INPG), Grenoble, 1996.
- [4] : **L. Benchaita** : «Etude, par simulation numérique et expérimentation, d'un filtre actif parallèle à structure courant avec une nouvelle méthode de contrôle – commande», Thèse de docteur de l'université Henri Poincaré, Nancy 1, 1998.
- [5] : **Eric filia** : «perturbations harmoniques, effets, origines, mesure, diagnostics et remèdes», édition DVNOD, paris 2000.
- [6] : **Belhaouchet Nouri** : « Fonctionnement à Fréquence de Commutation Constante des Convertisseurs de Puissance en Utilisant des Techniques de Commande Avancées», thèse doctorat en sciences centre universitaire de Ferhat Abbas- Sétif, département d'électrotechnique ,06/07/2011.
- [7] : **S. Buso, S. Fasolo, L.Malesani, et al** : «A dead beat adaptive hysteresis current control», IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 36, no. 04, pp. 1174-1180, Jul./Aug. 2000.
- [8] : **Bouafia Abdelouahab** : «technique de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseur a MLI», thèse de doctorat en électrotechnique de l'université de Ferhat Abbas-Sétif, 06/10/2010.
- [9] : **Djebbar Mohamed Salah** : « Etude comparative des redresseurs cascades et multi niveaux a commande MLI», thèse magistère centre universitaire de Mentouri Constantine département d'électrotechnique ,2005.
- [10] : guide de l'électronique de puissance 8eme édition gury Séguier, robert bousier Francis la brique 7eme édition pari 1999.
- [11] : **M. Liserre** : «Innovative control techniques of power converters for industrial automation», Thèse de Doctorat, Politecnico Di Bari, Italie, Décembre 2001.
- [12] : **D.ould Abdeslam** : «Technique neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électrique basse tension», thèse doctorat, université de haute alsace U.F.R.des sciences et techniques ,2005.

- [13] : **M. Sc. Mariusz Malinowski**: « Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers», Thèse de Doctorat, faculte de l'électrotechnique, institute de commande et d'électronique industrielle, varsovie, polongne-2001.
- [14] : **V.Blasko, B.Kaura**: « A new matimaticale model and control of three-phase AC-DC voltage source converter, IEEE Trans.on power electronics», vol .12, no.1, pp.116-122 January 1997.
- [15] : **J.Dhers/M.Godfroid/J.L Sahet**: «vitesse variable des machines à induction. Structure des convertisseurs et commande vectorielle», RGE N°05/92 Mai 1992.
- [16] : **B.H. Kwon, J.H.Youm, J.W. Lim** : «A line-voltage sensorless synchronous rectifie»r, IEEE Trans. on Power Electronics, vol.14, n°5, pp. 966-972, Sept. 1999.
- [17] : **M.Malinowski, M.P.Kazmierkowski & A.M.Trzynadlowski**: «A comparative stadi of control technique for PWM rectifier in AC adjustable speed drives», IEEE Trans.Ind.electron.vol.18, No 6, pp.1390-1396, Nov.2003.
- [18]: **M.Malinowski, M.P.Kazmierkowski, S.Hansen, F.Blaabjerg & G.D.Marques**: «virtual flux Based Direct power Control of three phase PWM Rectifier », IEEE Trans.Ind.Electron, vol. No 4, pp 1019-1027, July/august 2001.
- [19] : **T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, I. Takahashi**:« Direct Power Control of PWM Converter Without Power Source Voltage Sensors», IEEE Trans.on Ind. Applications, Vol.34, no.3,pp. 473-479,May/June 1998.
- [20] : **Malinowski M; Kazmierkowski MP**: « Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation-Simulation Study», In: Proceedings of IEEE-ISIE 2002; 4: 1114-1118.
- [21] : **Sylvain LECHAT SANJUAN**:« Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters», thèse master en science département de l'énergie et l'onvernement, universite de chalmers de technologie, Göteborg, suéde ,2010 .
- [22] : **M. Mahdi ; M. Sofiane** : « contribution a la commande d'un redresseur MLI triphasé», mémoire d'ingénieur d'état en électrotechnique, 2010.
- [23] : **T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi**: «Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors», IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May./Jun. 1998.
- [24] : **M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, f. Blaabjerg, and G. D. Maeques** : « Virtual flux based direct power control of three phase PWM rectifiers», IEEE Trans. On Industry Applications, vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, Jul. /Aug. 2001.

- [25] : **Idirer Ghania** : « commande prédictive des systèmes non-linéaires dynamique », thèse magister en automatique, centre universitaire mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou ,2011.
- [26] : **L. A. Zadeh & B. H. Whalen**: «On optimal control and linear programming», IRE Trans. Aut. Control, Vol. 7, No. 4, pp. 45–46, 1962.
- [27] : **C. E. Garcia, D. M. Pretty & M. Morari**: «Model predictive control: theory and Practice – a survey». Automatica, Vol. 25, No. 3, pp. 335–348, 1989.
- [28] : **J. Richalet, A. Rault, J. L. Testud & J. Papon**: « Model predictive heuristic control : Application to industrial processes », Automatica, Vol. 14, pp. 413–428, 1978.
- [29] : **M. Alamir & F. Allgöwer(Eds)**: «Proceedings of the first IFAC Workshop on Nonlinear Model Predictive Control for Fast Systems NMPC-FS'06». 2006.
- [30] : **D. Q. Mayne & H. Michalska**: «Receding horizon control of nonlinear systems», IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 35, No. 7, pp. 814–824, 1990.
- [31] : **H. Michalska & D. Q. Mayne**: « Robust receding horizon control of constrained nonlinear systems », IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, No. 11, pp. 1623–1633, 1993.
- [32] : **A. Chemori & N. Marchand** : « A prediction based controller for stabilization of a Non-minimum phase PVTOL aircraft », Proceedings of the first IFAC Workshop on Nonlinear Model Predictive Control for Fast Systems NMPC-FS'06, pp. 65–70, 2006.
- [33] : **V. M. Zavala, C. D. Laird & L. Biegler** : «Fast solvers and rigorous models: can both be accomodated in NMPC», Proceedings of the first IFAC Workshop on Nonlinear Model Predictive Control for Fast Systems NMPC-FS'06, pp. 97–109, 2006.
- [34] : «Introduction a la commande prédictive» ,école des JDMACS, Angers ?19-21, Mars 2009.
- [35] : **FAS Mohamed Lamine** : « La Commande Prédictive Généralisée robustifiée parla paramétrisation de Youla », thèse magister en electrotechnique, centre universitaire mentouri, Constantine.
- [36] : **Yacia.S ;Taounet .M<sub>nd</sub> R** : «Commande prédictive d'un redresseur à MLI triphasé », Mémoire de fin d'études diplôme master en électrotechnique, centre université A .mira .Bejaia.
- [37] : **P.Boucher D .Dumur** : «la commande prédictive» ,édition technip, 1996.
- [38] : **P. Rodriguez, D. Demur**: « Robustification of GPC controlled system by convex optimization of the Youla parameter », Proceedings IEEE Conference on Control Applications, Glasgow, Septembre 2002.



**[39] : R.B. Bitmead, M. Gervers et V. Wertz:** «Adaptative optimal control. The thinking Man's GPC», Prentice Hall International Series. Englewood Cliffs, N.J. 1990.

**[40] : P. Boucher, D. Dumur :** «La commande prédictive», Collection méthode et pratique de l'ingénieur, Edition Technip, Paris, 1996.»

# Liste des figures

<b>Figure I.1</b> Synthèse d'une tension distordue à partir des harmoniques.....	4
<b>Figure I.2</b> : Pont redresseur triphasé à diode.....	9
<b>Figure I.3</b> : Redresseur en pont de Graëtz à thyristor.....	10
<b>Figure I.4</b> : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.....	11
<b>Figure I.5</b> : Topologie d'un redresseur à <i>MLI</i> triphasé de tension.....	12
<b>Figure I.6</b> : Circuit équivalent du redresseur à <i>MLI</i> à absorption de courant sinusoïdal et principe du transit bidirectionnel de la puissance active.....	13
<b>Figure II.1</b> : Représentation du circuit principal du redresseur MLI.....	15
<b>Figure II .2</b> : schéma monophasé équivalent d'un pont de redresseur à MLI connecté au réseau.....	17
<b>Figure II.3</b> : Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI.....	18
<b>Figure II.4</b> : le modèle de redresseur a MLI dans le repère (a, b, c).....	21
<b>Figure II.5</b> : Modèle du redresseur dans le système d'axes ( $\alpha$ - $\beta$ ).....	22
<b>Figure II.6</b> : Modèle du redresseur dans le système d'axes d, q.....	23
<b>Figure III.1</b> : Techniques de commande des redresseurs MLI.....	24
<b>Figure III.2:</b> Schéma bloc de la VOC.....	25
<b>Figure III.3</b> : Diagramme vectoriel de la VOC.....	26
<b>Figure III.4:</b> Schéma block de la DPC.....	27

<b>Figure III.5 :</b> Redresseur MLI avec représentation du côté AC comme moteur AC virtuel.....	28
<b>Figure III.6 :</b> Diagramme vectoriel de VFOC.....	29
<b>Figure III.7 :</b> Schéma bloc de la VFOC.....	29
<b>Figure III.8 :</b> Schéma bloc de la VF-DPC.....	30
<b>Figure III.9 :</b> Schéma block de la DPC-SVM.....	31
<b>Figure IV.1</b> Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.....	34
<b>Figure IV.2</b> Secteurs des tensions du redresseur.....	35
<b>Figure IV.3</b> la variation de la puissance instantanée.....	38
<b>Figure VI.4:</b> Diagramme temporel du critère à minimiser.....	41
<b>Figure VI.5</b> schéma de fonctionnement de la GPC.....	42
<b>Figure IV.6 :</b> modèle CARIMA.....	43
<b>Figure IV.7</b> Schéma général de la commande P-DPC associée au redresseur MLI.....	47
<b>Figure IV.8</b> Allure et Zoom de la tension du bus continu.....	47
<b>Figure IV.9</b> Allure des courants du réseau.....	48
<b>Figure IV.10</b> Allure de la puissance active.....	48
<b>Figure IV.11</b> Allure de la puissance réactive.....	49
<b>Figure IV.12</b> Allure de la tension et du courant du réseau.....	49
<b>Figure IV.13</b> Allure et Zoom de la tension du bus continu.....	50

<b>Figure IV.14</b> Allure des courants du réseau.....	50
<b>Figure IV.15</b> Allure et Zoom de la tension du bus continu.....	51
<b>Figure IV.16</b> Allure des courants du réseau.....	52
<b>Figure IV.17</b> Allure de la puissance active.....	52
<b>Figure IV.18</b> Allure de la tension du bus continu .....	53
<b>Figure IV.19</b> Allure des courants du réseau.....	53
<b>Figure IV.20</b> Allure de la puissance active.....	53

# Liste des tableaux

<b>Tableau I.1:</b> l'ensemble des matériels électriques perturbés par la pollution harmonique.....	6
<b>Tableau II .1 :</b> les huit états possibles des interrupteurs.....	19
<b>Tableau III.1 :</b> Commandez la comparaison de stratégies.....	33
<b>Tableau (VI .1)</b> la table de la commutation pour les 12 secteurs.....	39

## Paramètre du système

Pour le système global nous avons utilisé les paramètres suivant :

### a) paramètre de la ligne

- L'amplitude de la tension de la ligne :  $V_M = 127\sqrt{2}$  V.
- La fréquence : 50HZ.
- La Résistance de la ligne :  $R=0.1\Omega$ .
- L'inductance de la ligne :  $L=0.01H$ .

### b) paramètre du redresseur

La résistance de la charge :  $R_{ch}=100 \Omega$ .

La capacité du bus continu :  $C=0.001$  F.

La résistance de la charge :  $R_{ch1}=50 \Omega$ .

La résistance ajoutée :  $R_{ch2}=50 \Omega$ .

### Transformation de coordonnées abc- $\alpha\beta$ et $\alpha\beta$ -dq

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \sin(wt) \\ -\sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix}$$

### Transformation de coordonnées dq- $\alpha\beta$ et $\alpha\beta$ -abc

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_o \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \sin(wt) & \cos(wt) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

### Transformation de coordonnées abc-dq

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & \cos(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) & \cos(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) \\ -\sin(wt) & -\sin(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) & -\sin(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

### Transformation de coordonnées dq-abc

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(wt) & -\sin(wt) \\ \cos(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) & -\sin(wt - 2 * \frac{\pi}{3}) \\ \cos(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) & -\sin(wt - 4 * \frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix}$$

## Résumé

Les travaux réalisés est présentés dans ce mémoire constituant une contribution aux travaux de recherche en vue de la commande de ce type de convertisseurs.

Ainsi ; une technique particulière la P-DPC qui est une combinaison du principe de contrôle direct en puissance avec une approche prédictive est appliqué pour la commande du redresseur à MLI dans le but de réaliser les objectifs de la commande à savoir maintenir à un niveau constant la tension du bus continu tout en réalisant un facteur de puissance unitaire.

Les résultats de simulation obtenue n'ont permis de vérifier l'efficacité de l'action de la commande.

- Par rapport à une variation de la consigne de  $V_{dc}$ , le système présente une réponse ayant une excellente dynamique, les courants ont la même amplitude et sont sinusoïdaux (pas de déformation de l'onde de courant) et le facteur de puissance est égal à l'unité.
- En régulation, c'est-à-dire par rapport à une variation de la charge, on a montré que le système est pratiquement insensible, ceci grâce à l'action de la commande qui réagit en adaptant la puissance de référence afin de maintenir  $V_{dc}$  constante.

Ce travail constitue un premier pas dans ce vaste domaine qui est la commande du convertisseur MLI, il gagnerait à être repris et amélioré. Comme perspectives pour la suite de ce travail on peut utiliser d'autres nouvelles stratégies de commande telles que la DPC-SVM et prévoir une réalisation pratique.