

**République Algérienne Démocratique et Populaire**

**Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**  
**Université Mouloud MAMMERY, Tizi-Ouzou**



Faculté de Génie Electrique et d'Informatique  
Département d'Automatique

**MEMOIRE DE FIN D'ETUDES**

En vue de l'obtention du diplôme

*de MASTER ACADEMIQUE EN AUTOMATIQUE*  
*OPTION: COMMANDE DES SYSTEMES*

**Thème**

*Modélisation et Commande Prédictive Optimale*  
*d'un Système d'Alimentation d'une Charge*  
*Industrielle Triphasée*

**Proposé et Dirigé par :**

M. HAMACHE

**Présenté par :**

M<sup>elle</sup> BOUSSAID Nacera

M<sup>elle</sup> BOUDIA Lyliya

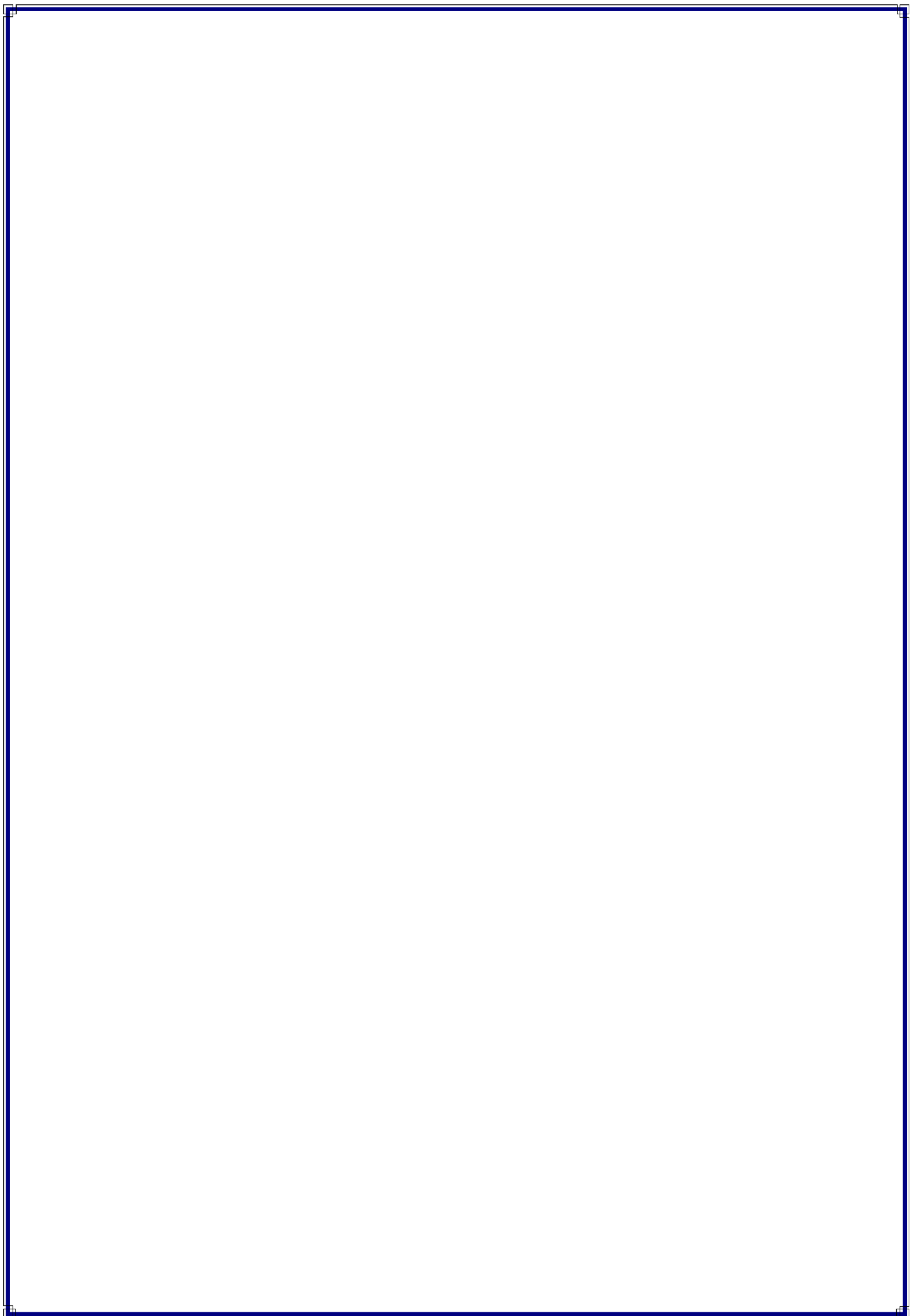
**Président :** M Djennoune

**Examineur :** M Ben yahia

**Examineur :** M LEKHLEF

**Soutenu le :** 03 /07 /2013

*Promotion 2013*



# Remerciements

*Avant tout, on remercie dieu tout puissant de nous avoir donné le privilège, la chance d'étudier, et de nous avoir donné force, courage, et patience pour accomplir ce travail de recherche.*

*Nos vœux vont d'abord à notre promoteur Monsieur HAMACHE AMAR qui a suivi l'évolution de notre travail, et pour son aide précieuse, nous tenons à lui exprimer notre profonde gratitude et reconnaissance.*

*Mes remerciements s'adressent aussi à mes parents qui m'ont toujours apporté leurs soutiens, et qui ont toujours été là pour moi, ainsi que ma famille.*

*Nous exprimons nos vifs remerciements à tous ceux qui nous ont aidée de près ou de loin, et encouragée pour la réalisation de ce mémoire, qu'ils trouvent ici l'expression de nos remerciements les plus sincères.*

*Nous tenons aussi à adresser notre vif remerciement, à tous les enseignants qui ont contribué à notre formation.*

*Enfin nous remercions les membres de jury de nous avoir honorées en acceptant de juger ce travail .*

# Dédicaces

*Avec les sentiments d'amour et de gratitude les plus sincères*

*Je dédie ce modeste ce travail.*

*A ma très chère mère GHNIMA pour son amour, ses prières et ses sacrifices.*

*A mon très cher père MESSAOUD qui a veillé, tout au long de ma vie, à ce  
que je n'eusse besoin de rein.*

*A mes frères RAFIK et DJAFFAR et ma très chère sœur LAHNA que dieu  
les protège.*

*A mon très cher oncle ALI.*

*A mon très cher ami KARIM.*

*A toute mes amis : NAIMA, TAOUS, NOUARA, SAMIA, SAMIRA.*

*A tous qui ont contribue dans ma formation depuis mon enfance et pendant  
touts les niveaux.*

*A tous les amis(es) d'études surtout ceux d'Automatique promotion 2013.*

*Nacera*

# Dédicaces

*Avec les sentiments d'amour et de gratitude les plus sincères*

*Je dédie ce modeste ce travail.*

*A ma très chère mère FATIHA pour son amour, ses prières et ses sacrifices.*

*A mon très cher père RABAH qui a veillé, tout au long de ma vie, à ce que je  
n'eusse besoin de rein.*

*A mes frère GHILES, ANIS et MOUMOUH que dieu les protège.*

*A mon très cher fiancé MADJID et sa famille.*

*A toute mes amis : NAIMA, TAOUS, NOUARA, SAMIRA, SAMIA, LYDIA,  
LAHNA.*

*A tous qui ont contribue dans ma formation depuis mon enfance et pendant  
touts les niveaux.*

*A tous les amis(es) d'études surtout ceux d'Automatique promotion 2013.*

*Lylia*

# Sommaire

# SOMMAIRE

<b>Introduction générale</b> .....	1
------------------------------------	---

## CHAPITRE 1

### Etat de l'art sur les Systèmes d'alimentation de la Charge Industrielle

Introduction .....	2
1.1 Commande prédictive .....	3
1.2. Commande prédictive en courant .....	3
1.3. Electronique de puissance .....	5
1.3.1. Diode (convention récepteur) .....	6
1.3.2. Thyristor (convention récepteur) .....	7
1.3.3. Transistor (convention récepteur) .....	8
1.4. Modulation en électronique de puissance .....	9
1.4.1. Commande MLI calculée .....	9
1.4.2. Commande MLI vectorielle .....	10
1.4.3. Commande MLI intersective .....	11
1.4.4. Commande MLI multi-niveau .....	12
1.5. Pollution harmonique et quantification .....	12
1.5.1. Définition des harmoniques .....	12
1.5.2. Origine des harmoniques .....	13
1.5.3. Taux de distorsion harmonique .....	14
1.6. Techniques classiques de commande .....	14
1.6.1. Commande pleine onde .....	14
1.7. Commande optimale .....	14
1.8. Implémentation et architecture matérielle .....	15
1.8.1. DSP .....	15
Conclusion .....	16

## CHAPITRE 2

### Modélisation du Système

Introduction.....	17
2.1. Modélisation de la charge .....	17
2.2.1. Modèle triphasé (a-b-c) .....	17
2.2.2. Modèle biphasé ( $\alpha, \beta$ ).....	19
2.2.2.1. Transformation ( $\alpha, \beta$ ) .....	19
2.2.2.2. Modèle dans ( $\alpha, \beta$ ).....	20
2.2. Modèle de l'actionneur .....	21
2.2.1. Modèle biphasé ( $\alpha, \beta$ ) .....	22
2.2.2. Modèle triphasé.....	23
Conclusion .....	25

## CHAPITRE 3

### Commande Prédictive Optimale en Courant

Introduction.....	26
3.1. Prédicateur à un pas .....	26
3.2. Critère d'optimisation .....	27
3.3. Calcul de la commande .....	29
3.3.1. Schéma de commande .....	29
3.3.2. Algorithme de commande .....	29
3.4. Simulation .....	31
3.4.1. Situation normale .....	31
3.4.1.1. Scénario fort .....	31
3.4.1.2. Scénario faible .....	35
3.4.2. Situation perturbée.....	37
3.4.2.1. Scénario fort .....	37
3.4.2.2. Scénario faible .....	41
3.5. Commentaires.....	43
Conclusion .....	44
<b>Conclusion général</b> .....	45

# ***LISTE DES FIGURES ET TABLEAUX***

## LISTE DES FIGURES ET TABLEUX

<b>Figure.1.1.</b> Charge $RL$ alimentée par un onduleur de tension.....	2
<b>Figure.1.2.</b> Commande des courants par hystérésis. ....	3
<b>Figure.1.3.</b> Commande linéaire des courants par MLI.....	3
<b>Figure.1.4.</b> Commande prédictive simple des courants.....	4
<b>Figure.1.5.</b> Commande prédictive optimale des courants. ....	4
<b>Figure .1.6.</b> Schéma simplifié d'une diode de puissance. ....	6
<b>Figure .1.7.</b> Caractéristique de la diode parfaite.....	6
<b>Figure .1.8.</b> Symbole du thyristor.....	7
<b>Figure .1.9.</b> Caractéristique du Thyristor. ....	7
<b>Figure .1.10.</b> Symbole du transistor. ....	8
<b>Figure.1.11.</b> Caractéristique du transistor. ....	8
<b>Figure.1.12.</b> $V_{ref}$ dans son domaine de tensions possibles. ....	10
<b>Figure .2.1.</b> Circuit triphasé de la charge. ....	16
<b>Figure.2.2.</b> Champ tournant et transformation $(\alpha, \beta)$ .....	19
<b>Figure.2.3.</b> Circuit de l'onduleur triphasé. ....	20
<b>Figure.2.4.</b> Phaseurs de tension dans le plan complexe. ....	21
<b>Figure.3.1.</b> Système de commande prédictive en courant.....	28
<b>Figure.3.2.</b> Schéma global du système en boucle fermée. ....	29
<b>Figure.3.3.</b> Organigramme de la commande prédictive en courant. ....	30
<b>Figure. 3.4.</b> Cas d'une charge réceptrice. ....	33
<b>Figure.3.5.</b> Cas d'une charge génératrice. ....	34
<b>Figure.3.6.</b> Cas d'une charge réceptrice. ....	35
<b>Figure.3.7.</b> Cas d'une charge génératrice. ....	36
<b>Figure.3.8.</b> Cas d'une charge réceptrice. ....	39
<b>Figure.3.9.</b> Charge génératrice. ....	40
<b>Figure.3.10.</b> Charge réceptrice. ....	41
<b>Figure.3.11.</b> Charge génératrice. ....	42
<b>Tableau .2.1.</b> États de commutation de l'onduleur et phaseurs de tension correspondant.....	22
<b>Tableau.3.1.</b> Algorithme de commande prédictive en courant. ....	28

# *Introduction générale*

## Introduction générale

Les onduleurs sont des convertisseurs électriques statiques permettant, à partir d'une tension continue, d'obtenir des tensions électriques alternatives. Ils sont utilisés principalement pour alimenter, d'une façon régulée selon un profil de puissance très précis, des charges industrielles telles que les entraînements électriques, les fours à arc... etc.

La commande en courant est l'un des problèmes les plus étudiés dans le domaine de l'électronique de puissance, pour cela, il est très important d'étudier comme première étape l'application de la commande prédictive dans un schéma de commande en courant.

De plus, l'onduleur triphasé à deux niveaux, est une topologie très connue que l'on peut trouver dans la plus part des applications de commande.

Le présent travail présentera un schéma de commande prédictive en courant pour un onduleur triphasé alimentant une charge industrielle. Le système de commande ainsi que son principe de fonctionnement seront explicités en détail.

Le manuscrit s'articule autour de trois chapitres comme suit :

Le premier chapitre sera consacré aux définitions et généralités utiles concernant les composants de l'électronique de puissance (diode, transistor ..... ) et la commande prédictive en courant.

Le deuxième chapitre exposera en détail la modélisation du système englobant la charge et l'onduleur. Le modèle de la charge et celui de l'onduleur seront établis en exploitant les lois de Kirchhoff en triphasé puis en biphasé en se servant de la transformation  $(\alpha, \beta)$ .

Quant au troisième chapitre, il explicitera la technique de commande prédictive optimale en courant basée sur l'utilisation d'un prédicteur et l'optimisation d'une fonction de coût. Le chapitre se termine par des simulations du fonctionnement du système global pour différents scénarii, suivies de commentaires et interprétations qui mettront en valeur la technique de commande objet de ce mémoire.

# ***CHAPITRE 1***

## ***ETAT DE L'ART SUR LES SYSTEMES D'ALIMENTATION DES CHARGES INDUSTRIELLES***

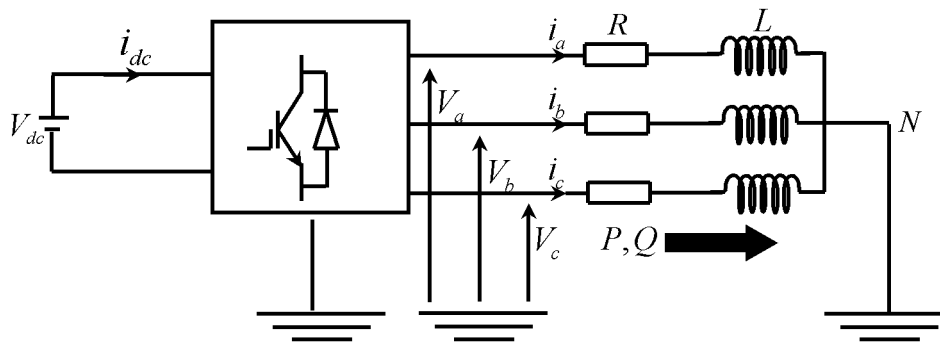
## Introduction

Actuellement, avec l'évolution des procédés de fabrication dans les usines, les ateliers et même les laboratoires, les exigences en matière de continuité de service et qualité d'alimentation en énergie électrique ne cessent de s'imposer. La qualité d'alimentation dépend de la nature de la charge à alimenter. En effet, les charges domestiques sont la plus part du temps quasi-résistives et ne consomment par conséquent que la puissance active ; quant aux charges industrielles, qui sont à 85% rotative comme les moteurs asynchrones consomment des puissances sous formes active et réactive.

Afin d'assurer une qualité meilleure concernant l'alimentation d'une charge industrielle quelque soit sa nature, l'installation électrique de celle-ci est dotée de dispositifs électroniques de puissance permettant le découpage de la tension et le filtrage des courants. Il faudrait citer que ces dispositifs sont soit des redresseurs, hacheurs ou onduleurs selon que la transformation de tension est alternative-continue, continue-continue ou continue-alternative, respectivement.

Dans le présent travail, la charge est supposée être inductive (charge  $RL$ ) alimentée par un onduleur de tension à base de transistors de puissance commandés en ouverture-fermeture en utilisant une logique de commande appropriée ; l'onduleur puise son énergie du bus continue à tension supposée constante à travers le condensateur de filtrage auquel il est raccordé. La Figure.1.1 montre la charge  $RL$ , l'onduleur de tension et la source continue.

Sur la figure ci-dessus, la flèche en gras représente le flux de puissance (active et réactive) délivré par l'onduleur de tension. En industrie, ce flux est la seule grandeur qui puisse caractériser la charge sous tension nominale.



**Figure.1.1.** Charge  $RL$  alimentée par un onduleur de tension.

L'onduleur équipant le système d'alimentation sert à ajuster le flux de puissance pour suivre un profil bien défini dans le cahier des charges. Cette fonction est réalisée en appliquant une commande aux six transistors de puissance qui le constituent (la commande est la tension de grille-source pour les transistors Mosfet et le courant de base pour les transistors bipolaires). La technique de génération de la commande adoptée dans ce travail, concerne la commande prédictive qui sera détaillée dans le prochain chapitre.

### 1.1. Commande prédictive [1]

La commande prédictive est l'une des approches les plus importantes de la commande numérique. Il s'agit d'une technique basée sur la prédiction du comportement futur du processus à commander. Cette prédiction est effectuée grâce à un modèle numérique appelé prédicteur afin de déterminer la commande optimale à appliquer pour imposer le profil de fonctionnement souhaité.

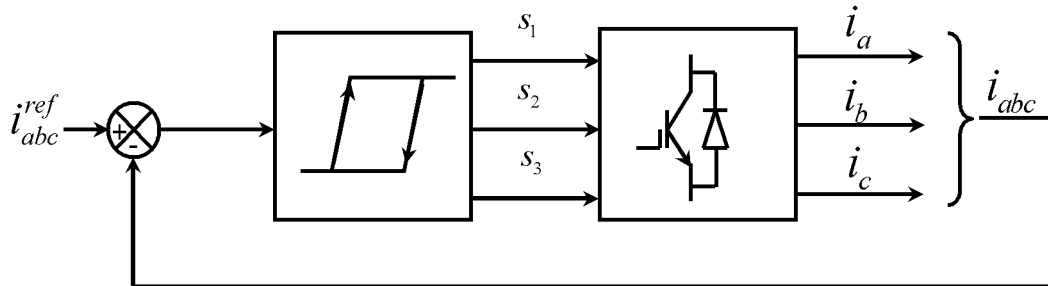
Un des principaux atouts de cette technique de commande est le fait que, pour une référence établie sur un horizon temporel, il est possible de faire coïncider la sortie parfaitement avec sa référence en exploitant des prédictions effectuées précédemment.

### 1.2. Commande prédictive en courant

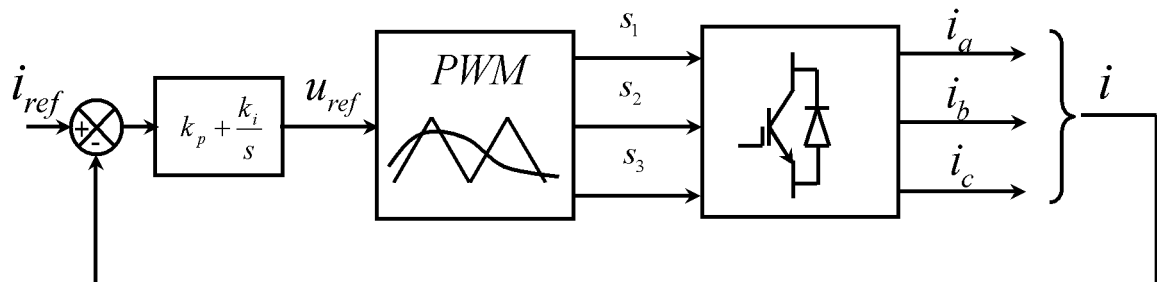
L'un des axes les plus étudiés dans la commande des convertisseurs de puissance est la commande en courant. Il y a deux méthodes classiques qui ont été étudiées et appliquées pendant ces dernières décennies notamment, la commande des courants par Hystérésis et la

commande linéaire utilisant la modulation de largeur d'impulsion MLI (*Pulse Width Modulation*). Ces deux méthodes révèlent de bonnes performances statiques et dynamiques, en particulier quand elles sont utilisées pour la commande des systèmes linéaires.

Aux figures.1.2 et .1.3, sont schématisées les deux techniques précédentes.



**Figure.1.2.** Commande des courants par hystérésis.



**Figure.1.3.** Commande linéaire des courants par MLI.

Avec l'apparition des techniques de la commande robuste, les études se sont orientées dans le sens de l'applicabilité de celles-ci à la commande des convertisseurs de puissance tout particulièrement, à la commande en courant. Là aussi, il faut citer deux approches entre autres :

- la commande prédictive simple qui utilise soit la technique MLI intersective, soit la modulation vectorielle (*Space Vector Modulation*). Cependant cette technique n'est pas optimale du point de vu erreur de poursuite en courant,

- La commande prédictive optimale, qui utilise impérativement la modulation vectorielle et se base sur la minimisation d'une fonction de coût tenant compte des erreurs de poursuite en courant.

Ces deux approches sont illustrées par les schémas des Figures.1.4 et 1.5.

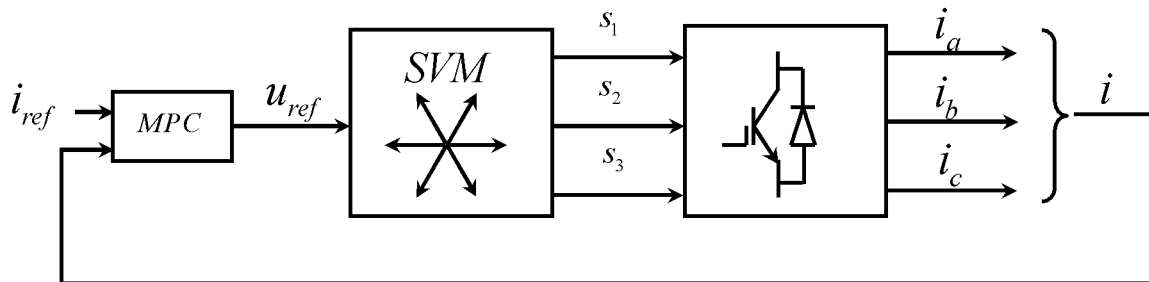


Figure.1.4. Commande prédictive simple des courants.

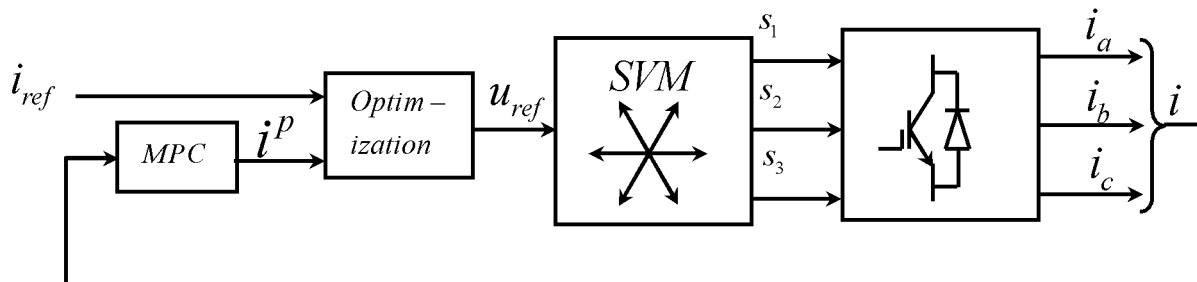


Figure.1.5. Commande prédictive optimale des courants.

### 1.3. Electronique de puissance [2]

L'électronique de puissance étudie les convertisseurs statiques d'énergie électrique. Ils utilisent des composants de l'électronique à semi-conducteurs et des éléments linéaires.

Pour commander des puissances électriques importantes, les composants sont parcourus par des courants élevés atteignant le kilo ampère sous des tensions élevées avoisinant aisément le kilovolt.

Toutes ces contraintes leur imposent de dissiper une puissance minimale durant leur fonctionnement. Pour assurer cette particularité, les composants à semi-conducteurs

fonctionnent en commutation et ils se comportent comme des commutateurs (ou interrupteurs) aussi parfaits que possible. Les éléments linéaires sont réactifs et non dissipatifs.

Dans un convertisseur, le choix d'un type de composant est basé sur sa commandabilité à l'ouverture et à la fermeture, en tension ou en courant, et sa réversibilité. La réversibilité en tension est l'aptitude à supporter des tensions directes et inverses à l'état bloqué, tandis qu'en courant, il s'agit de l'aptitude à laisser passer des courants directs et inverses à l'état passant.

L'étude des convertisseurs statiques est d'abord réalisée en considérant les commutateurs parfaits, puis vient l'approfondissement en tenant compte des imperfections des composants.

### 1.3.1. Diode (convention récepteur) [3]

La diode est un composant unidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Cela signifie qu'on la détruit si on lui impose un courant ou une tension de polarité interdite. Les zones de fonctionnement autorisées de la diode sont indiquées sur la caractéristique statique ci-dessous : en rouge, la zone de conduction (seul  $i_k$  est positif) et en bleu la zone de blocage (seul  $v_k$  est négatif).

C'est la source qui impose généralement la valeur de la tension de blocage et la charge qui impose la valeur du courant de conduction : il ne faudra pas que ces valeurs sortent de la plage autorisée pour le type de diode choisie.

Le produit  $p(t) = v_k i_k$  est toujours positif : la diode est un dipôle passif qui ne peut qu'absorber de la puissance ( $p(t)$  toujours positif).

Si la diode est "parfaite", alors le produit  $p(t) = v_k i_k$  est toujours positif : la diode parfaite ne s'échauffe pas. C'est toujours la source ou la charge qui déterminera l'état passant ou conducteur de la diode et jamais l'opérateur (circuit de commande) : la diode est un interrupteur dépourvu d'une troisième électrode de blocage ou de conduction.

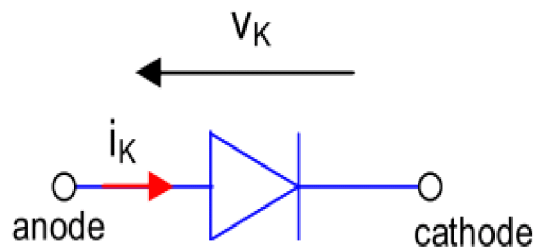


Figure .1.6. Schéma simplifié d'une diode de puissance.

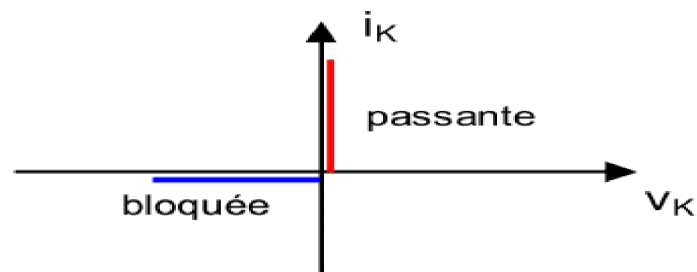


Figure .1.7. Caractéristique de la diode parfaite.

### 1.3.2. Thyristor (convention récepteur) [3]

Il possède une troisième électrode (broche) appelée gâchette qui permet de l'amorcer. Il reste donc bloqué si l'opérateur n'agit pas sur la gâchette (tension positive entre gâchette et cathode sous forme d'impulsions répétées de 1 V crête environ). Une tension  $v_K$  positive peut donc se développer à ses bornes, contrairement à ce qui était observé avec une diode, lorsque le thyristor est bloqué.

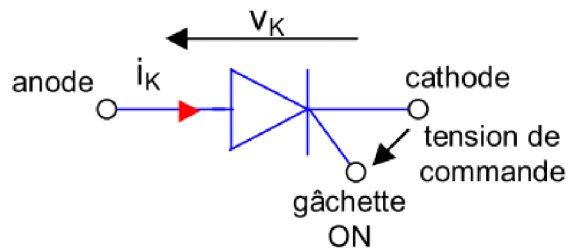


Figure .1.8. Symbole du thyristor.

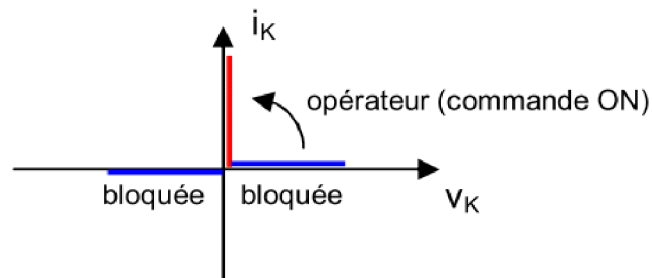


Figure .1.9. Caractéristique du Thyristor.

Lorsque le thyristor est passant, rien ne le distingue d'une diode.

### 1.3.3. Transistor (convention récepteur)[3]

Il possède également une troisième broche, comme le thyristor. Mais, contrairement à ce dernier, cette troisième broche appelée "base" permet non seulement d'amorcer le transistor (tension base - émetteur de l'ordre de 0,7 V) mais aussi de le bloquer (tension base - émetteur nulle). En revanche, il n'admet pas de tension  $v_k$  négative à ses bornes, contrairement au thyristor.

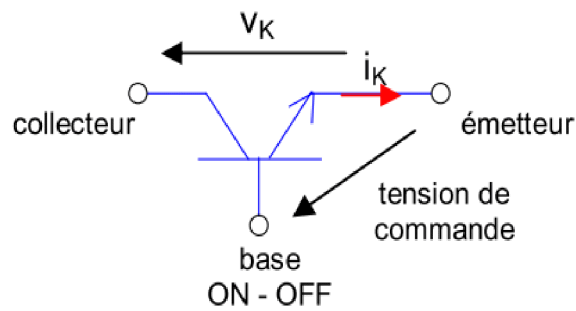


Figure .1.10. Symbole du transistor.

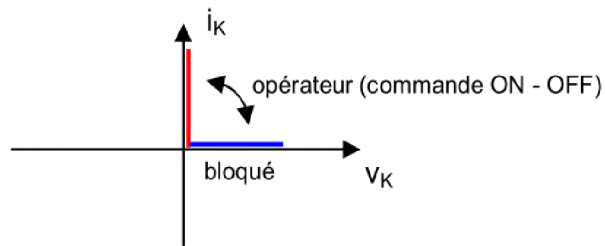


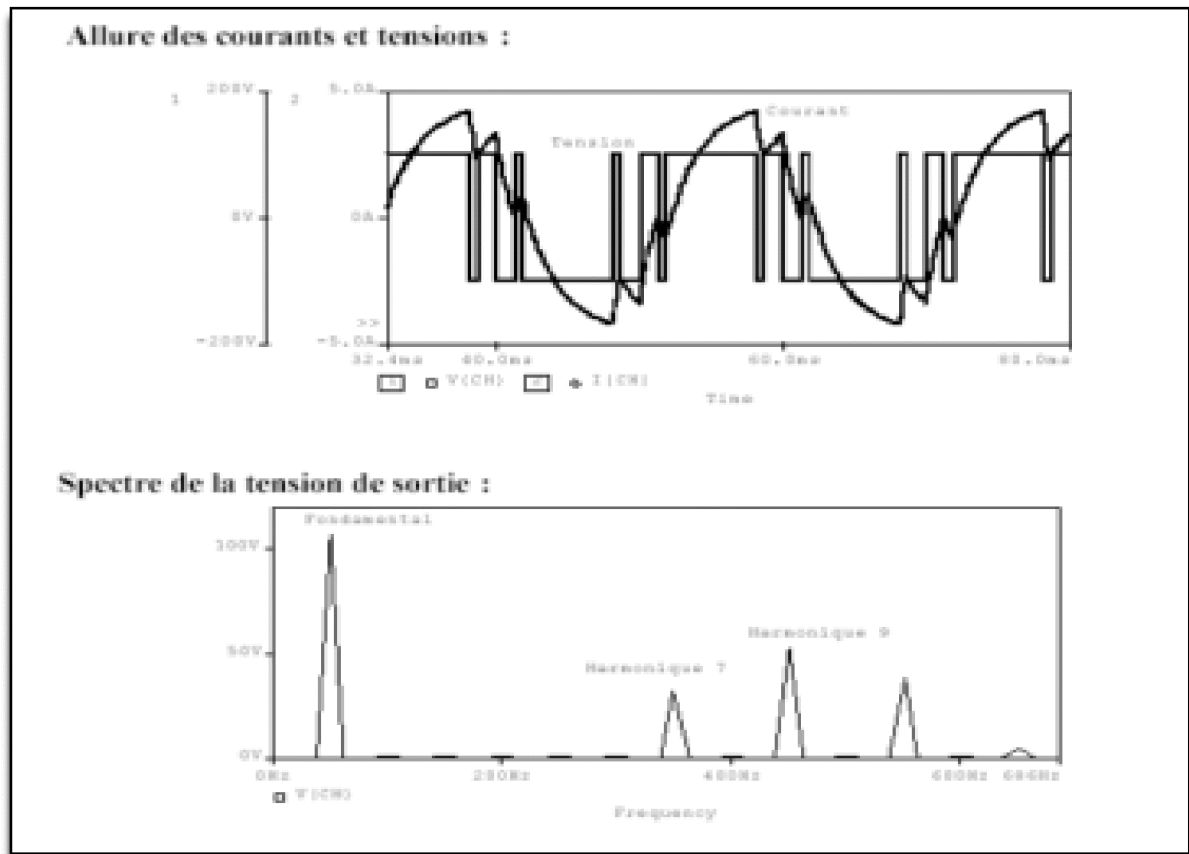
Figure.1.11. Caractéristique du transistor.

Le choix de l'interrupteur électronique adéquat (diode, transistor, thyristor) dépend des points de fonctionnement qu'il doit assurer : l'ensemble des points de fonctionnement de l'interrupteur mécanique dessine, hors instants de commutation, la caractéristique statique que doit posséder l'interrupteur électronique.

## 1.4. Modulation en électronique de puissance [4]

### 1.4.1. Commande MLI calculée

Il s'agit d'une commande devant donner un courant à fréquence fixe. On cherche à éliminer certaines fréquences des spectres de la tension et du courant.



- Pour éliminer des harmoniques du spectre de la tension, on effectue des commutations supplémentaires dans les alternances. Ici, les angles de commutation sont calculés afin d'éliminer les harmoniques 5 et 7,
- On observe que les formes d'ondes se rapprochent un peu plus de la sinusoïde que dans la commande pleine onde,
- Le spectre de la tension est nettement amélioré,
- Le spectre du courant sera meilleur encore car la charge constitue un filtre passe-bas qui sera d'autant plus efficace que les harmoniques seront de rang élevé.

#### 1.4.2. Commande MLI vectorielle

La modulation vectorielle (*Space Vector Modulation*), est utilisée pour le traitement des signaux directement dans le plan diphasé, son objectif est de générer des tensions aussi proches que possible d'une référence  $V_{ref}$  que l'on fixe auparavant. Si ces références sont

sinusoïdales triphasées et équilibrées, alors le vecteur de référence va tourner à une vitesse angulaire constante, et son module va suivre une trajectoire circulaire.

Pour chaque période de modulation de l'onduleur  $T_c$ , les tensions triphasées fournies par l'algorithme de commande peuvent s'exprimer dans un repère fixe, par l'intermédiaire de leurs projections  $V_\alpha(k)$  et  $V_\beta(k)$ ,  $k$  étant l'instant d'échantillonnage.

Dans cette modulation, les tensions simples dans le plan triphasé  $V_a(k)$ ,  $V_b(k)$  et  $V_c(k)$  sont représentées dans le plan biphasé  $\alpha$ - $\beta$  par un seul vecteur  $V_{réf}(k)$ , les valeurs de ces projections assureront le calcul des temps de commutation projeté à tout instant sur les deux vecteurs adjacents correspondants au deux états de commutations désirés.

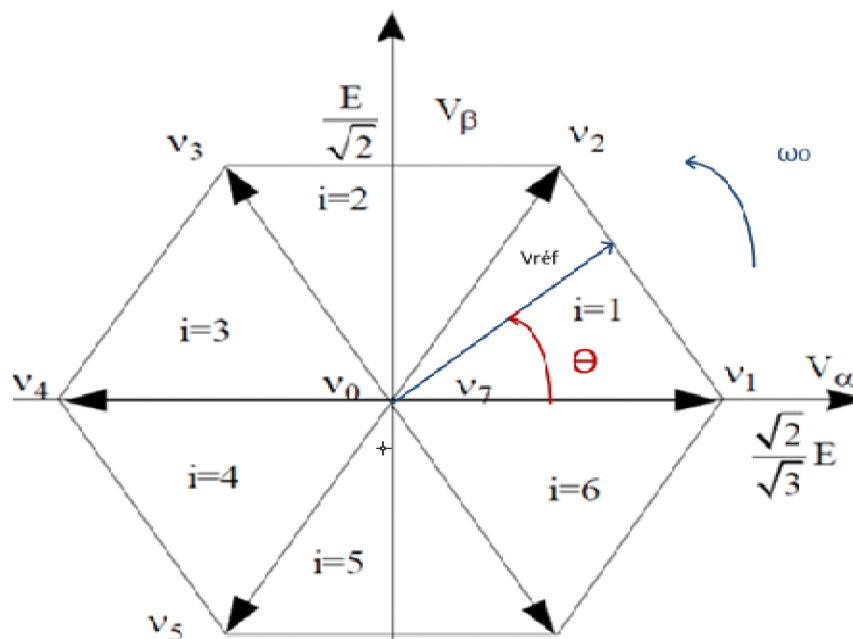


Figure. 1. 12.  $V_{réf}$  dans son domaine de tensions possibles.

#### 1.4.3. Commande MLI intersective

- **MLI asynchrone intersective** : Cette commande est toujours utilisée lors des démarrages des moteurs asynchrones de traction ferroviaire car l'ondulation de

couple est faible, ce qui évite des ondulations de vitesse très ressenties à faible vitesse,

- **MLI synchrone intersective** : elle a pour avantage de bien contrôler (Voire supprimer) les courants harmoniques indésirables car les rangs des harmoniques de courant éliminés sont fonction de  $n$  : si  $n$  est multiple de 3 on supprime, entre autres, l'harmonique de rang  $n$ , c'est-à-dire celui de plus grande amplitude. Ce mode de MLI est utilisé en traction ferroviaire jusqu'à une certaine vitesse (jusqu'à l'obtention d'une tension simple = 70% de la tension simple nominale).

#### 1.4.4. Commande MLI multi-niveau

C'est la même technique de modulation, elle a comme particularité d'utiliser un onduleur multi-niveau afin d'avoir un découpage à plusieurs niveaux ou valeurs ce qui a pour effet, de diminuer la distorsion harmonique.

### 1.5. Pollution harmonique et quantification [5]

La pollution harmonique est un problème relativement récent qui est apparu avec les progrès de l'électronique et de l'électronique de puissance. Cette pollution affecte non seulement la propre installation, mais aussi les consommateurs voisins. Les contraintes économiques liées sont importantes pour les entreprises; diminution du facteur de puissance, surdimensionnement et vieillissement prématuré des installations, déclenchement des systèmes de protection (*disjoncteur*), ...

#### 1.5.1. Définition des harmoniques

Un signal périodique se compose d'un signal de fréquence  $f$  et de forme quelconque peut se décomposer en une somme de signaux sinusoïdaux comprenant :

- Un signal sinusoïdal à la fréquence fondamentale, courbe fondamentale,
- Des signaux sinusoïdaux dont les fréquences sont des multiples entiers du fondamental, les harmoniques,
- Une éventuelle composante continue.

Chacun des harmoniques est caractérisé par une amplitude généralement exprimée en pourcentage de l'amplitude du fondamental et par une phase.

Le « **rang** » de l'harmonique est la valeur de l'entier qui détermine sa fréquence sur un réseau (par exemple : pour  $f = 50 \text{ Hz}$ ,  $f_{h7} = 350 \text{ Hz}$ ).

En règle générale, on distingue les harmoniques de rangs pairs (2, 4, 6,8..etc.) et les harmoniques de rangs impairs (3, 5, 7, 9 ...etc.) plus influents, dans les réseaux industriels. Il existe aussi d'autres types d'harmoniques tels que:

- **Inter-harmoniques** : sont des signaux de fréquence non multiple de la fréquence fondamentale,
- **Infra-harmoniques**: ce sont des composantes qui sont à des fréquences inférieures à celle du fondamental.

### 1.5.2. Origine des harmoniques

La prolifération des équipements électriques utilisant des convertisseurs statiques a entraîné ces dernières années une augmentation sensible du niveau de pollution harmonique des réseaux électriques. Ces équipements électriques sont considérés comme des charges non linéaires émettant des courants harmoniques dont les fréquences sont des multiples entiers de la fréquence fondamentale, ou parfois à des fréquences quelconques. Le passage de ces courants harmoniques dans les impédances du réseau électrique peut entraîner des tensions harmoniques aux points de raccordement et alors polluer les consommateurs alimentés par le même réseau électrique.

Parmi ces équipements, on peut citer :

- convertisseurs de puissance (alternatif/continu –continu/alternatif), comme les redresseurs, les onduleurs ... etc.,
- démarreurs électroniques des moteurs,
- variateurs électroniques de vitesse,
- ordinateurs et autres dispositifs électroniques,
- éclairages électroniques.

### 1.5.3. Taux de distorsion harmonique

Le Taux de Distorsion Harmonique (*Total Harmonic Distorsion*) de tension en sortie de l'onduleur est utilisé pour évaluer la qualité de l'onde de tension. Plus le THD est grand, plus cette stratégie MLI contient des harmoniques de forte amplitude. Cependant, le calcul analytique du THD de tension requiert une procédure de calcul compliquée. Il est donc plutôt adapté dans le post-traitement des résultats issus des simulations numériques.

Le taux de distorsion harmonique est exprimé en pourcentage des harmoniques par rapport au fondamental d'un signal.

$$THD(\%) = 100 \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{+\infty} v_n^2}}{v_1} \quad (1.1)$$

Où  $V_n$  est l'amplitude de l'harmonique de rang  $n$  et  $V_1$  est l'amplitude du fondamental. Par la suite, nous utilisons ce critère pour les résultats de simulation numérique.

## 1.6. Techniques classiques de commande [6]

### 1.6.1. Commande pleine onde

C'est une technique classique reposant sur la génération des ondes carrées d'amplitude variables. Elle est dite pleine onde car l'ouverture des valves d'énergie se fait pendant une demi-période réseau, de même pour la fermeture. Avec une architecture relativement complexe, la commande pleine onde multi-niveaux peut être réalisée.

### 1.7. Commande optimale [7]

La notion de "*Commande optimale*" a pour but de présenter les aspects théoriques et numériques de cette méthode de commande, ainsi que des applications dans des domaines

très diversifiés. La théorie de la commande analyse les propriétés des systèmes commandés, c'est-à-dire des systèmes dynamiques sur lesquels on peut agir au moyen d'une commande.

Le but est alors d'amener le système d'un état initial donné à un certain état final, en respectant éventuellement certains critères. Les systèmes abordés sont multiples : systèmes différentiels, systèmes discrets, systèmes avec bruit, avec retard... Leurs origines sont multiples: mécanique, électrique, électronique, biologique, chimique, économique...etc . L'objectif peut être de stabiliser le système pour le rendre insensible à certaines perturbations (*stabilisation*), ou encore de déterminer des solutions optimales pour un certain critère d'optimisation (*commande optimale*).

## 1.8. Implémentation et architecture matérielle

### 1.8.1. DSP

L'acronyme DSP est utilisé pour indiquer deux domaines différents mais complémentaires : DSP (*Digital Signal Processing*) et DSP (*Digital Signal Processor*).

- **Digital Signal Processing**

Le terme DSP, ou le traitement de signaux numériques, comprend toute technique qui sert à traiter les signaux venant des sources telles que le son, les images, les satellites météo, les moniteurs de tremblement de terre, les tensions produites par le cœur ou le cerveau, les vibrations sismiques...etc. Le DSP est la science qui utilise des ordinateurs pour comprendre ces types de données. Habituellement, la première étape dans le DSP est de convertir le signal analogique en numérique en employant un convertisseur analogique-numérique. Ces signaux sont par la suite, analysés par différents algorithmes, notamment, la transformée de Fourier. Le DSP a deux champs d'application principaux : le traitement des signaux audio (traitement de la parole) et traitement d'images.

- **Digital Signal Processor**

Les processeurs d'usage universel intégrés dans les ordinateurs personnels répondent aux besoins communs du public tels que les applications bureautiques. Néanmoins, ces processeurs ne sont pas optimisés pour des algorithmes tels que le filtrage numérique ou l'analyse de Fourier. De là est venue l'idée d'exécuter ces algorithmes DSP sur des

processeurs spécialisés que l'on appelle processeurs de signaux numériques, abrégé aussi DSP (Digital Signal Processor).

### **Conclusion**

Le présent chapitre a été consacré à la présentation des différentes méthodes classiques puis modernes utilisées pour la commande des convertisseurs de puissance afin d'alimenter des charges industrielles de différentes natures. Ces méthodes utilisant l'électronique de puissance, présentent l'inconvénient de générer des ondes de tension accompagnées inévitablement, d'harmoniques indésirables. Ces harmoniques peuvent être quantifiées pour décrire la qualité de l'onde qui exige un taux de distorsion dans les normes. Ces méthodes qui implémentent des algorithmes souvent numériques exigent des processeurs spécialisés tels que les processeurs de traitement des signaux DSP.

## ***CHAPITRE 2***

# ***MODELISATION DU SYSTEME***

## Introduction

Les charges industrielles et leurs systèmes d'alimentation associés doivent être modélisés en utilisant des artifices mathématiques convenables. Cela permet d'avoir un modèle qui reflète le mieux, le comportement dynamique du système et par conséquent pouvoir synthétiser une loi de commande adéquate.

### 2.1. Modélisation de la charge

La figure.2.1 montre un schéma simplifié d'une charge RLE triphasée (Résistance, Inductance et force contre électromotrice). Ce type de charge convient bien aux équipements industriels qui sont le plus souvent inductifs avec une tension représentant l'équivalent Thevenin du circuit aval, cela peut représenter une machine-outil, un compresseur, ... etc.

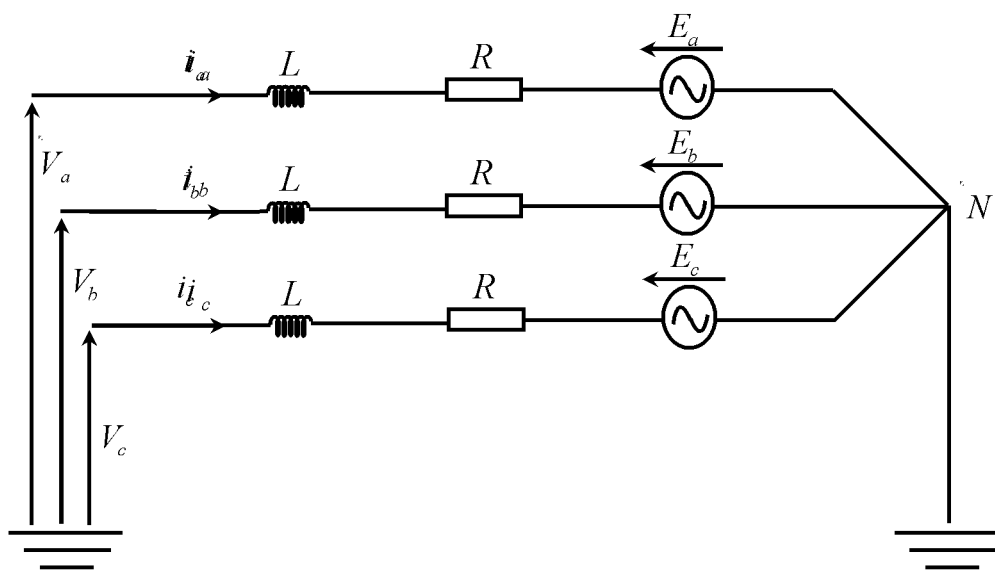


Figure .2.1. Circuit triphasé de la charge.

#### 2.1.1. Modèle triphasé (a-b-c)

L'application des lois de Kirchhoff en courant alternatif triphasé au circuit de la figure.2.1 conduit au système différentiel suivant :

$$\begin{cases} V_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + E_a \\ V_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + E_b \\ V_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + E_c \end{cases} \quad (2.1)$$

Ce qui peut s'écrire sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & L \end{pmatrix} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix}$$

La résolution par rapport à la dérivée temporelle du courant conduit à:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & 1/L \end{pmatrix} \left[ - \begin{pmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} \right] \quad (2.2)$$

Ou encore :

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} R/L & 0 & 0 \\ 0 & R/L & 0 \\ 0 & 0 & R/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & 1/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} 1/L & 0 & 0 \\ 0 & 1/L & 0 \\ 0 & 0 & 1/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

L'équation (2.3) s'écrit sous forme compacte comme suit :

$$\dot{X} = AX + BU + W \quad (2.4)$$

Avec :

$$A = - \begin{pmatrix} R/L & 0 & 0 \\ 0 & R/L & 0 \\ 0 & 0 & R/L \end{pmatrix}, \text{ la matrice d'état.}$$

$$B = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix}, \text{ la matrice de commande.}$$

$$W = - \begin{pmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} E_a \\ E_b \\ E_c \end{pmatrix}, \text{ une perturbation.}$$

L'équation (2.4) représente le modèle d'état dans l'espace triphasé.

Ce modèle ne peut pas être exploité sous cette forme car le courant est alternatif variant avec une fréquence de 50 Hz. Pour pouvoir l'utiliser à des fins de commande, il faudrait utiliser la version du modèle exprimée dans le repère de Concordia (repère diphasé fixe).

### 2.1.2. Modèle biphasé ( $\alpha, \beta$ )

#### 2.1.2.1. Transformation ( $\alpha, \beta$ )

Elle permet de faire le passage d'un système triphasé équilibré ( $a, b, c$ ) vers un système diphasé ( $\alpha, \beta$ ) et cela en faisant la projection du vecteur tournant dans un repère fixe comme illustré à la figure.1.3. Ici, le vecteur tournant signifie le champ tournant qui résulterait de l'application du système de tension triphasé à une machine tournante. Les composantes  $V_\alpha$  et  $V_\beta$  sont, respectivement, les parties réelle et imaginaire de l'affixe complexe  $\bar{V}_{abc}$  du champ tournant.

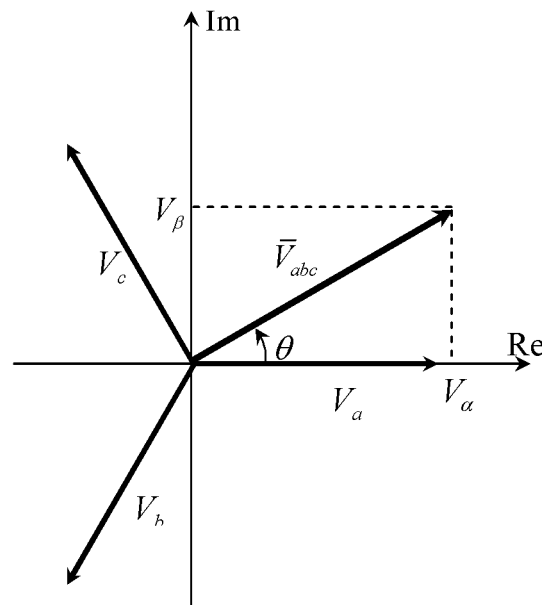
Cette transformation se résume par l'expression :

$$\begin{pmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \\ V_0 \end{pmatrix} = T_{\alpha\beta} \begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix}$$

Où :

$V_0$  est la composante homopolaire du système triphasé et elle est nulle dans le cas d'un système équilibré.

$$T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix}, \text{ est la matrice de transformation } (\alpha, \beta). \quad (2.5)$$



**Figure.2.2.** Champ tournant et transformation  $(\alpha, \beta)$ .

### 2.1.2.2. Modèle dans $(\alpha, \beta)$

L'équation (2.4) peut se réécrire en introduisant la matrice de transformation de Concordia et les grandeurs projetées dans le repère fixe associé,

$$T_{\alpha\beta}^{-1} \dot{X}_{\alpha\beta} = AT_{\alpha\beta}^{-1} X_{\alpha\beta} + BT_{\alpha\beta}^{-1} U_{\alpha\beta} + T_{\alpha\beta}^{-1} W_{\alpha\beta} \quad (2.6)$$

En multipliant à gauche les deux membres par  $T_{\alpha\beta}$ , il vient :

$$\dot{X}_{\alpha\beta} = T_{\alpha\beta} AT_{\alpha\beta}^{-1} X_{\alpha\beta} + T_{\alpha\beta} BT_{\alpha\beta}^{-1} U_{\alpha\beta} + W_{\alpha\beta} \quad (2.7)$$

Les matrices  $A$  et  $B$  étant diagonales, cela permet d'écrire :

$$\begin{cases} \dot{X}_{\alpha\beta} = AX_{\alpha\beta} + BU_{\alpha\beta} + W_{\alpha\beta} \\ Y_{\alpha\beta} = CX_{\alpha\beta} \end{cases} \quad (2.8)$$

$$\text{Où : } C = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}.$$

L'équation ci-dessus représente le modèle du système dans le repère de Concordia.

Du point de vue automatique, il s'agit d'un système carré à deux entrées de commande, regroupées dans le vecteur  $U_{\alpha\beta} = [u_\alpha \quad u_\beta]^T$  et deux sorties regroupées dans le vecteur  $Y_{\alpha\beta} = [i_\alpha \quad i_\beta]^T$ . Le vecteur  $W_{\alpha\beta} = -\frac{1}{L} [E_\alpha \quad E_\beta]^T$  est, dans ce cas, considéré comme étant une perturbation mesurable.

## 2.2. Modèle de l'actionneur

L'actionneur est un onduleur triphasé à transistors alimenté par une source de tension continue supposée stable. L'onduleur délivre en sortie des ondes de tension triphasées découpées sous forme de créneaux à deux niveaux (voir figure.2.2).

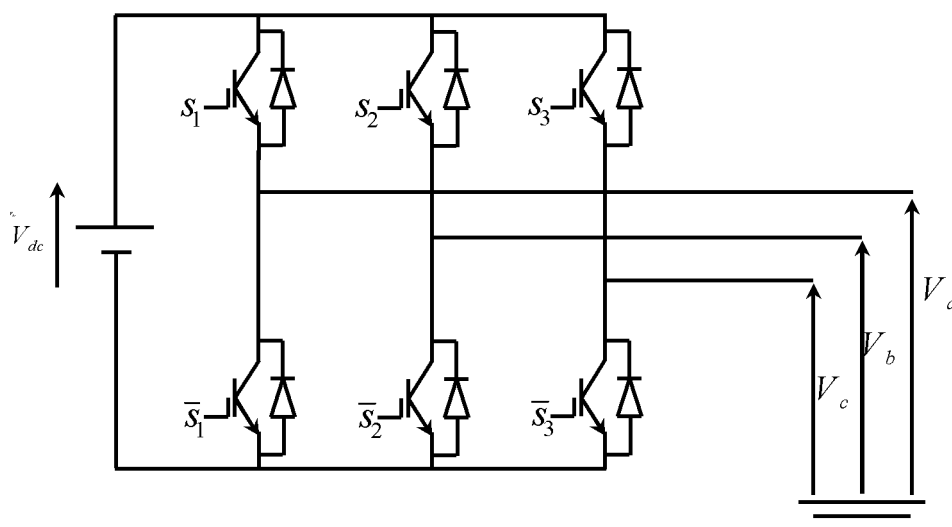


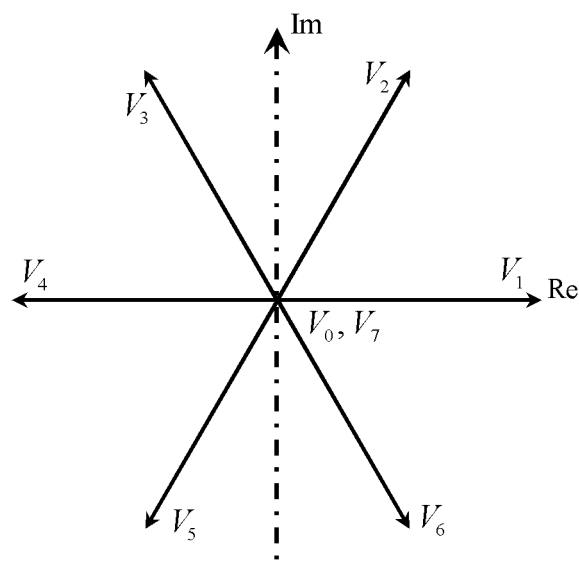
Figure.2.3. Circuit de l'onduleur triphasé.

La source à courant continu, l'état de commutation des commutateurs électriques,  $i = 1 \dots 3$  peut être représenté par les signaux de commutation  $s_1$ ,  $s_2$ , et  $s_3$  définis comme suit :

$s_i = 1$  si le transistor est saturé et  $s_i = 0$  si le transistor est bloqué.

### 2.2.1. Modèle biphasé $\alpha - \beta$

L'application de la transformation  $\alpha - \beta$  aux huit vecteurs de commande possibles donne la forme en hexagone de la figue.2.3. Ces vecteurs dans le plan complexe s'appellent phaseurs de tension.



**Figure.2.4.** Phaseurs de tension dans le plan complexe.

Les affixes des différents phaseurs sont données au tableau.2.1.

**Tableau .2.1.** États de commutation de l'onduleur et phaseurs de tension correspondant :

$s_1$	$s_2$	$s_3$	Phaseur	$s_1$	$s_2$	$s_3$	Phaseur
0	0	0	$V_0 = 0$	0	1	1	$V_4 = -\frac{2}{3}V_{dc}$
1	0	0	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}$	0	0	1	$V_5 = -\frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
1	1	0	$V_2 = \frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	1	0	1	$V_6 = \frac{1}{3}V_{dc} - j\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$
0	1	0	$V_3 = -\frac{1}{3}V_{dc} + j\frac{\sqrt{3}}{2}V_{dc}$	1	1	1	$V_7 = 0$

### 2.2.2. Modèle triphasé

L'onduleur triphasé à deux niveaux est illustré par son circuit de puissance de la figure précédente ;il faut distinguer d'une part les tensions de branche  $V_{aN}$  ,  $V_{bN}$  et  $V_{cN}$  mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue  $V_{dc}$  , d'autre part il ya les tensions de phase  $V_{an}$  ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  mesurées par rapport à un point neutre flottant en étoile représentant une charge équilibrée montée en étoile. Des tensions simples, on peut tirer facilement les tensions composées  $V_{ab}$  ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$ .

- Dans le circuit de puissance de l'onduleur triphasé de la figure.2.1, les états des interrupteurs du même bras sont complémentaires,
- En utilisant ces états, les tensions de branche de sortie de l'onduleur, mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue, peuvent être obtenues comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = s_1 \cdot V_{dc} \\ V_{bn} = s_2 \cdot V_{dc} \\ V_{cn} = s_3 \cdot V_{dc} \end{cases} \quad (2.9)$$

Les tensions composées sont telles que:

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} = (s_1 - s_2)V_{dc} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} = (s_2 - s_3)V_{dc} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} = (s_3 - s_1)V_{dc} \end{cases} \quad (2.10)$$

On peut écrire l'équation ( 2.10) sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix}$$

Les tensions simples sont telles que:

$$\begin{cases} V_a = \frac{2}{3}V_{an} - \frac{1}{3}(V_{bn} + V_{cn}) \\ V_b = \frac{2}{3}V_{bn} - \frac{1}{3}(V_{an} + V_{cn}) \\ V_c = \frac{2}{3}V_{cn} - \frac{1}{3}(V_{an} + V_{bn}) \end{cases} \quad (2.10)$$

Ce qui se traduit par la relation matricielle suivante :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = M \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{pmatrix}$$

$$\text{Où : } M = \frac{V_{dc}}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix}$$

**Conclusion**

Comme tout système physique, l'étude de fonctionnement du système constitué de la charge avec l'onduleur associé, doit être précédée par une modélisation en vue d'avoir les équations mathématiques traduisant plus ou moins fidèlement (tout dépend du degré de modélisation adopté) les relations dynamiques et/ou statiques entre les différentes entrées/sorties.

Dans le cas de la charge industrielle objet du présent travail, un modèle triphasé suivi d'un modèle  $\alpha - \beta$  ont été établis sur la base d'un schéma simplifié, en exploitant les lois de Kirchhoff en courant alternatif triphasé et la transformation  $\alpha - \beta$ . Les modèles obtenus sont linéaires simples, cependant le vecteur commande appartient à un espace dénombrable ayant un nombre limité de valeurs. Cette contrainte, bien que difficile à exploiter par beaucoup de techniques de commande classiques voire même modernes, constitue un avantage dans le sens où elle est exploitable par les régulateurs prédictifs numériques.

***CHAPITRE 3***  
***COMMANDE PREDICTIVE***  
***OPTIMALE EN COURANT***

## Introduction

La stratégie de commande prédictive proposée est basée sur le fait que seulement un nombre fini d'états possibles de commutation peut être produits par l'actionneur qui est un convertisseur de puissance statique et que des modèles du système peuvent être employés pour prévoir le comportement future des variables pour chaque état de commutation.

Pour le choix de l'état approprié de commutation (commande à appliquer), un critère de sélection doit être défini. Ce critère se compose d'une fonction de coût qui est évaluée pour les valeurs prévues des variables à commander. La prédiction de la valeur future de ces variables est calculée pour chaque état de commutation possible en utilisant un prédicteur. La commande s'obtient par minimisation du critère de performance.

Cette stratégie de commande peut être résumée par les étapes suivantes :

- Définir une fonction de coût  $J$ ,
- Établir un modèle du convertisseur et de ses états possibles de commutation,
- Établir un modèle de la charge pour la prédiction des courants.
- Choisir la séquence de commande qui minimise la fonction de coût  $J$ .

Un modèle de la charge à temps discret est nécessaire pour prédire le comportement des variables évaluées par la fonction de coût, c'est-à-dire les courants de charge.

### 3.1. Prédicteur à un pas

A partir du modèle triphasé donné par (2.4), et en utilisant l'approximation d'Euler de la dérivée, on peut écrire :

$$\frac{X(k+1) - X(k)}{T} \approx AX(k) + BU(k) + W(k) \quad (3.1)$$

Où  $T$  est la période d'échantillonnage, choisi de sorte qu'elle remplisse la condition de Shanon.

$$X(k+1) = (AT + I_2)X(k) + BU(k) + W(k) \quad (3.2)$$

$I_2$  est la matrice identité d'ordre 2.

La dernière équation est une extrapolation de l'équation d'état. En effet, à partir des vecteurs d'état et de commande actuels, l'état futur  $X^p(k)$  (prédit à un pas) peut être calculé par la relation :

$$X^p(k) = (AT + I_2)X(k) + BU(k) + W(k) \quad (3.3)$$

### 3.2. Critère d'optimisation [8]

L'objectif de la commande en courant est de réduire au minimum l'erreur entre les courants mesurés et les valeurs de référence. Cette condition peut être écrite sous forme de fonction de coût qui est exprimée en coordonnées orthogonales  $\alpha - \beta$  et mesure l'erreur entre les références futures et les courants prédits, en valeur absolue.

$$J(k) = \left| i_{\alpha}^{ref}(k+1) - i_{\alpha}^p(k+1) \right| + \left| i_{\beta}^{ref}(k+1) - i_{\beta}^p(k+1) \right| \quad (3.4)$$

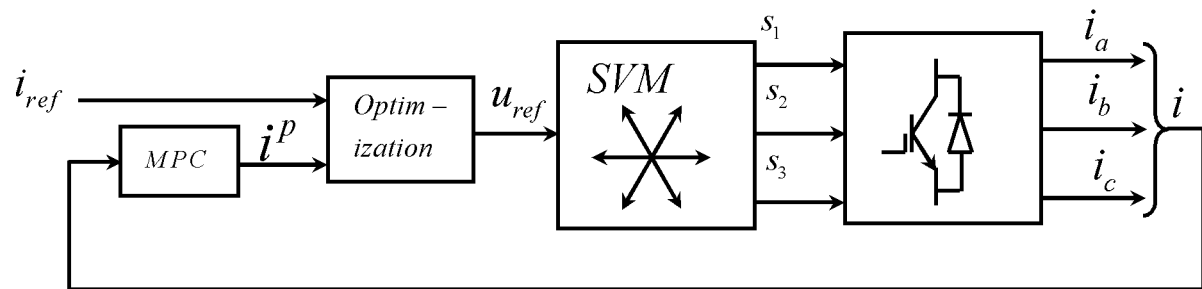
Où :  $i_{\alpha}^p(k+1)$  et  $i_{\beta}^p(k+1)$  sont les composantes orthogonales du courant prédit.

$i_{\alpha}^{ref}(k+1)$  et  $i_{\beta}^{ref}(k+1)$  sont les composantes orthogonales du courant de référence.

Pour des raisons de simplicité, les références du courant sont supposées varier lentement si bien que dans un intervalle d'échantillonnage :  $i^{ref}(k+1) \approx i^{ref}(k)$ .

Cette prédiction présente un retard d'un pas dans la référence, cela ne pose pas un problème si la fréquence d'échantillonnage utilisée est élevée. Dans le cas d'un système électrique, cette fréquence est de l'ordre du kilohertz.

Un schéma fonctionnel de la structure de commande prédictive appliquée à la commande en courante est montré à la Figure.3.1. La commande en courant est effectuée en quatre étapes, comme décrit dans le tableau.3.1.



**Figure.3.1.** Système de commande prédictive en courant.

La logique de fonctionnement de la technique de commande est résumée par le tableau suivant :

**Tableau.3.1.** Algorithme de commande prédictif en courant.

1	La valeur du courant de référence $i^{ref}(k)$ est obtenue (d'une boucle d'avertissement externe), et le courant de la charge $i(k)$ est mesuré.
2	Le modèle du système est employé pour prédire la valeur du courant de charge dans la prochaine période d'échantillonnage $i(k+1)$ pour chaque vecteur de commande.
3	La fonction de coût $J$ évalue l'erreur entre la référence et la prédiction de courants dans le prochain intervalle pour chaque vecteur de commande.
4	La commande qui réduit au minimum $J$ est sélectionnée puis générée par l'onduleur.

### 3.3. Calcul de la commande

A vrai dire, la commande ne se calcule pas, elle est seulement choisie parmi les vecteurs de commande candidats. Le choix se fait sur la base d'optimisation de la fonction de coût qui induit une erreur de poursuite minimum.

#### 3.3.1. Schéma de commande

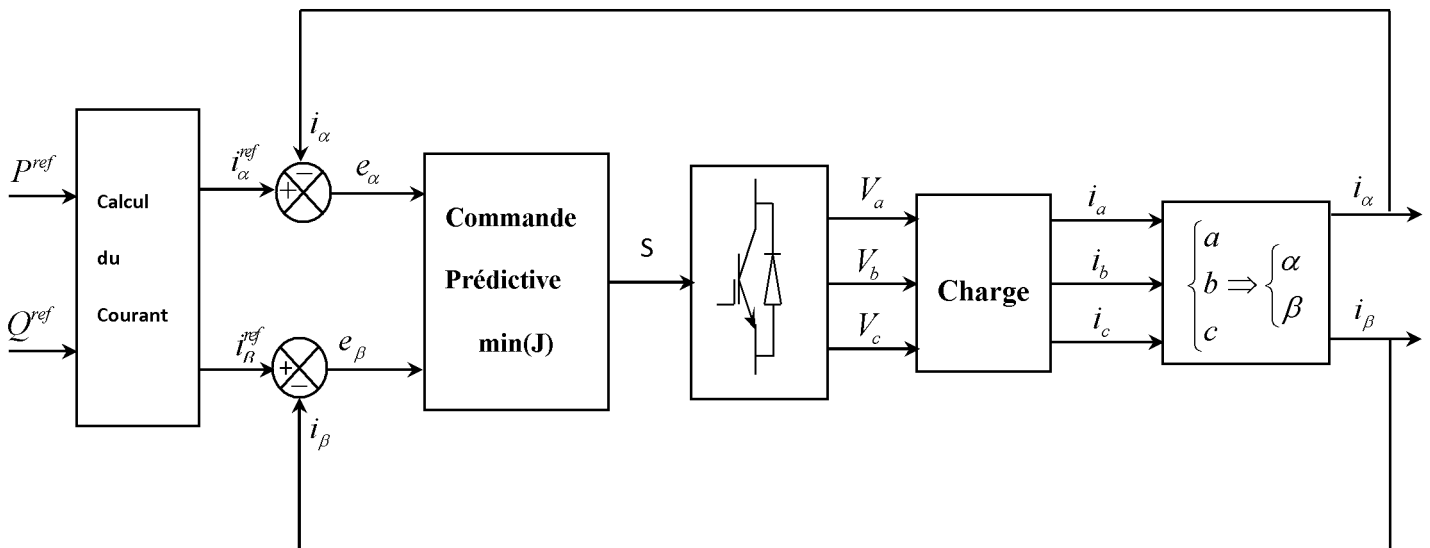


Figure.3.2. Schéma global du système en boucle fermée.

#### 3.2.2. Algorithme de commande

Il se résume par :

- A partir de la puissance active et la puissance réactive de référence ( $P^{ref}, Q^{ref}$ ), le courant de référence ( $i_{\alpha}^{ref}, i_{\beta}^{ref}$ ) est calculé en utilisant les équations suivantes:

$$\begin{cases} i_{\alpha}^{ref} = \frac{P_{ref}V_{\alpha} + Q_{ref}V_{\beta}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \\ i_{\beta}^{ref} = \frac{P_{ref}V_{\beta} - Q_{ref}V_{\alpha}}{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \end{cases} \quad (3.5)$$

- Prédire le courant ( $i_{\alpha}^p, i_{\beta}^p$ ) en utilisant le prédicteur pour les différents vecteurs de commande ( $V_0, V_1, \dots, V_7$ ).

- Calculer des différentes valeurs de la fonction de coût  $J = \left| i_{\alpha}^{ref} - i_{\alpha}^p \right| + \left| i_{\beta}^{ref} - i_{\beta}^p \right|$ .
- Choisir la commande correspondant à la valeur minimum de  $J$ .
- Générer le vecteur de commande optimale par l'onduleur.

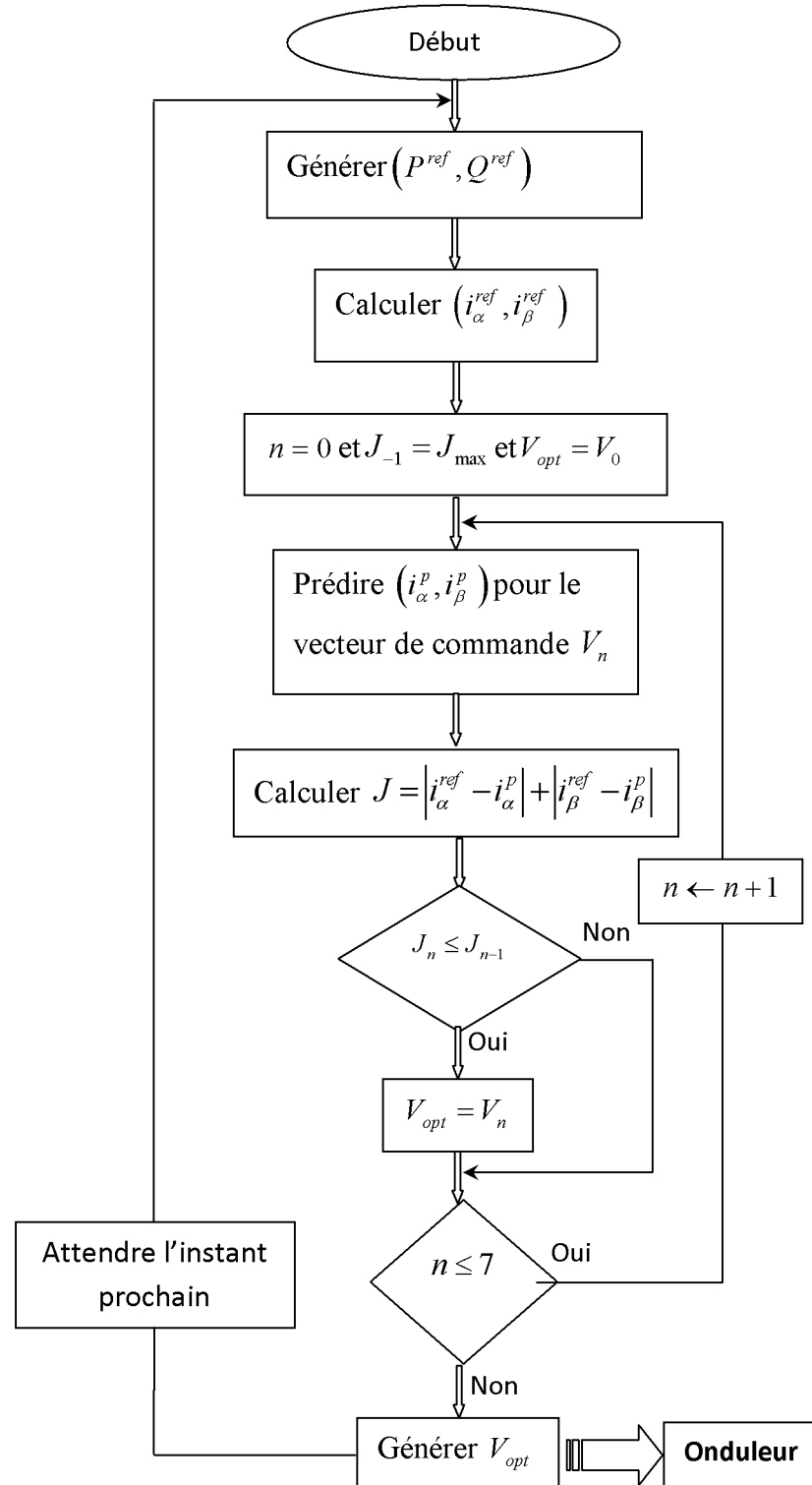


Figure3.3. Organigramme de la commande prédictive en courant.

### 3.4. Simulation

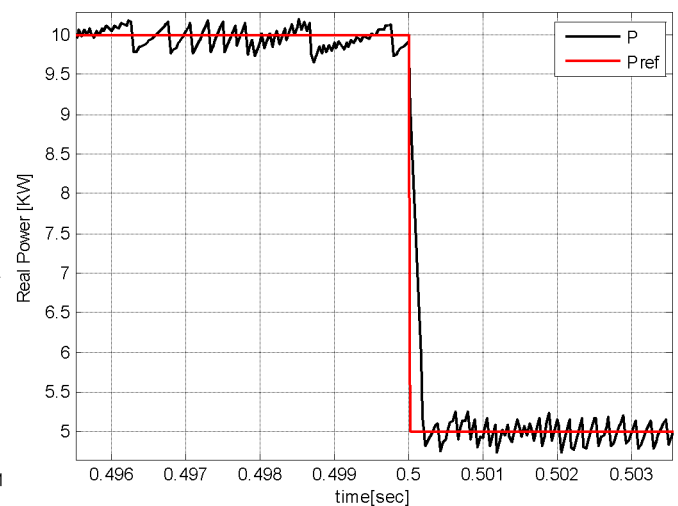
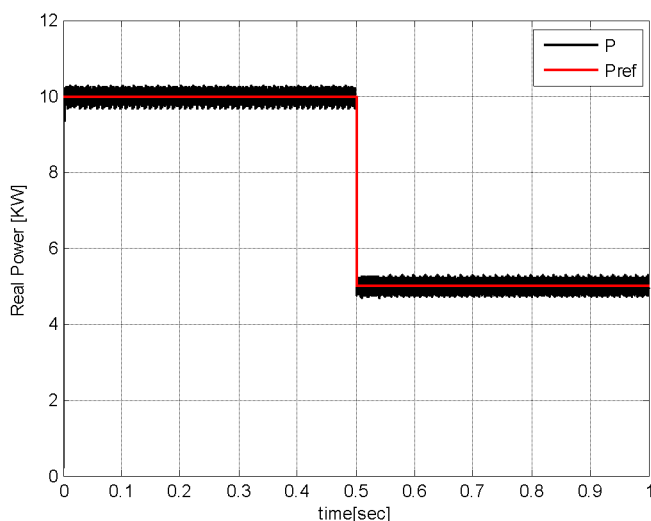
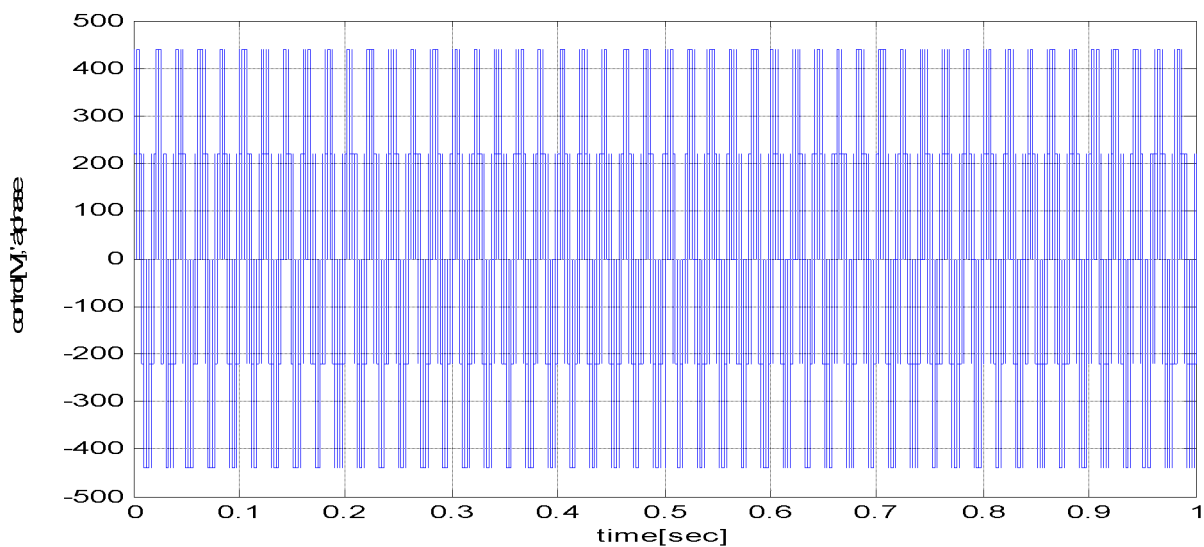
Un programme Matlab a été élaboré pour tester la loi de commande décrite dans ce chapitre, pour les paramètres du système suivants :  $R = 5\Omega$ ,  $L = 0.1H$ ,  $f = 10Hz$ ,  $V_{dc} = 660V$ .

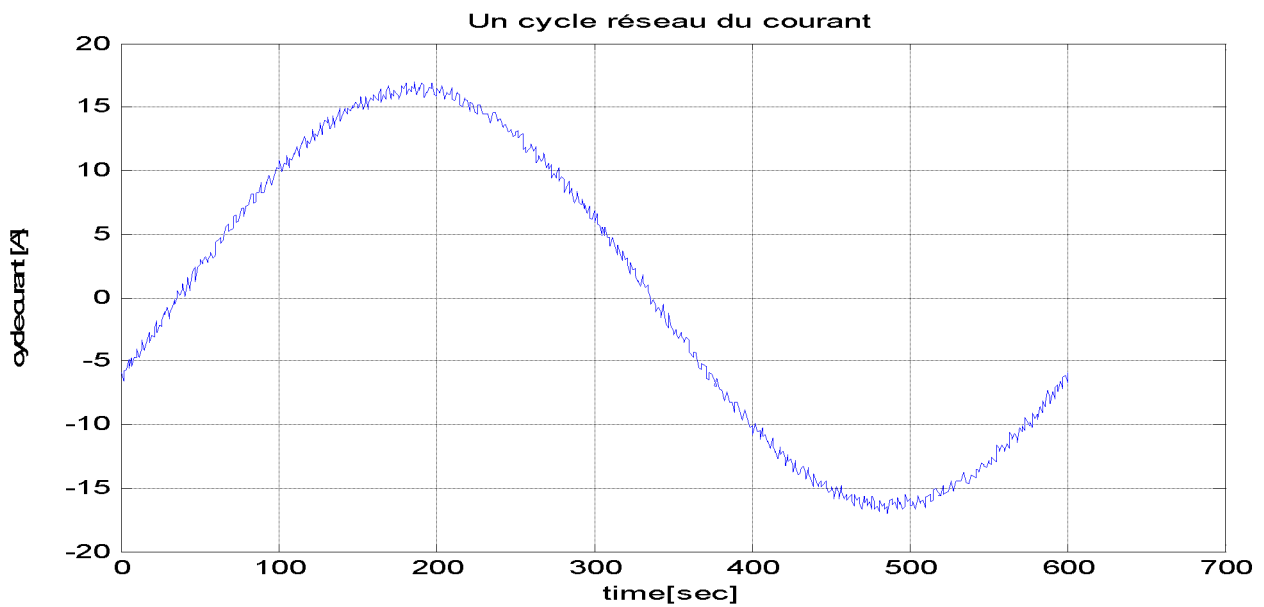
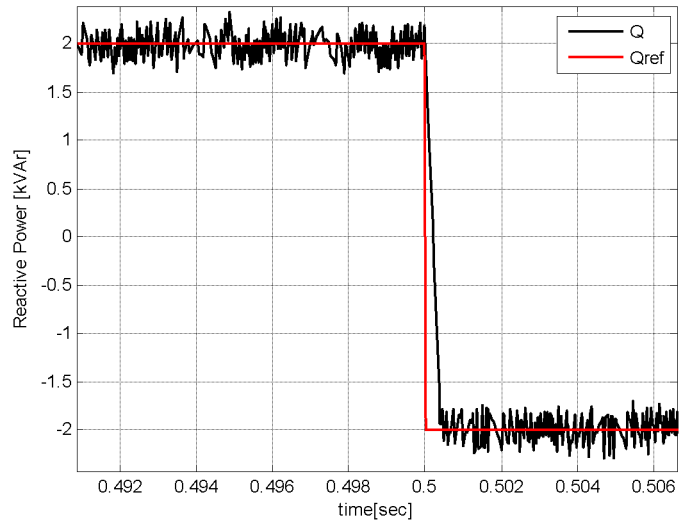
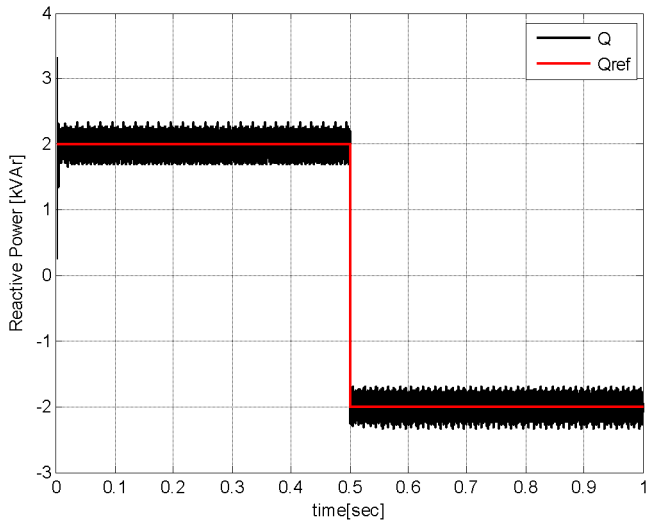
$$E = 220V.$$

#### 3.4.1. Situation normale

##### 3.4.1.1 Scénario fort

- Charge réceptrice ( $P_{ref} = 10KW$  et  $Q_{ref} = 2kVar$ )







- Charge génératrice ( $P_{ref} = -10KW$  et  $Q_{ref} = -2kVAr$ )

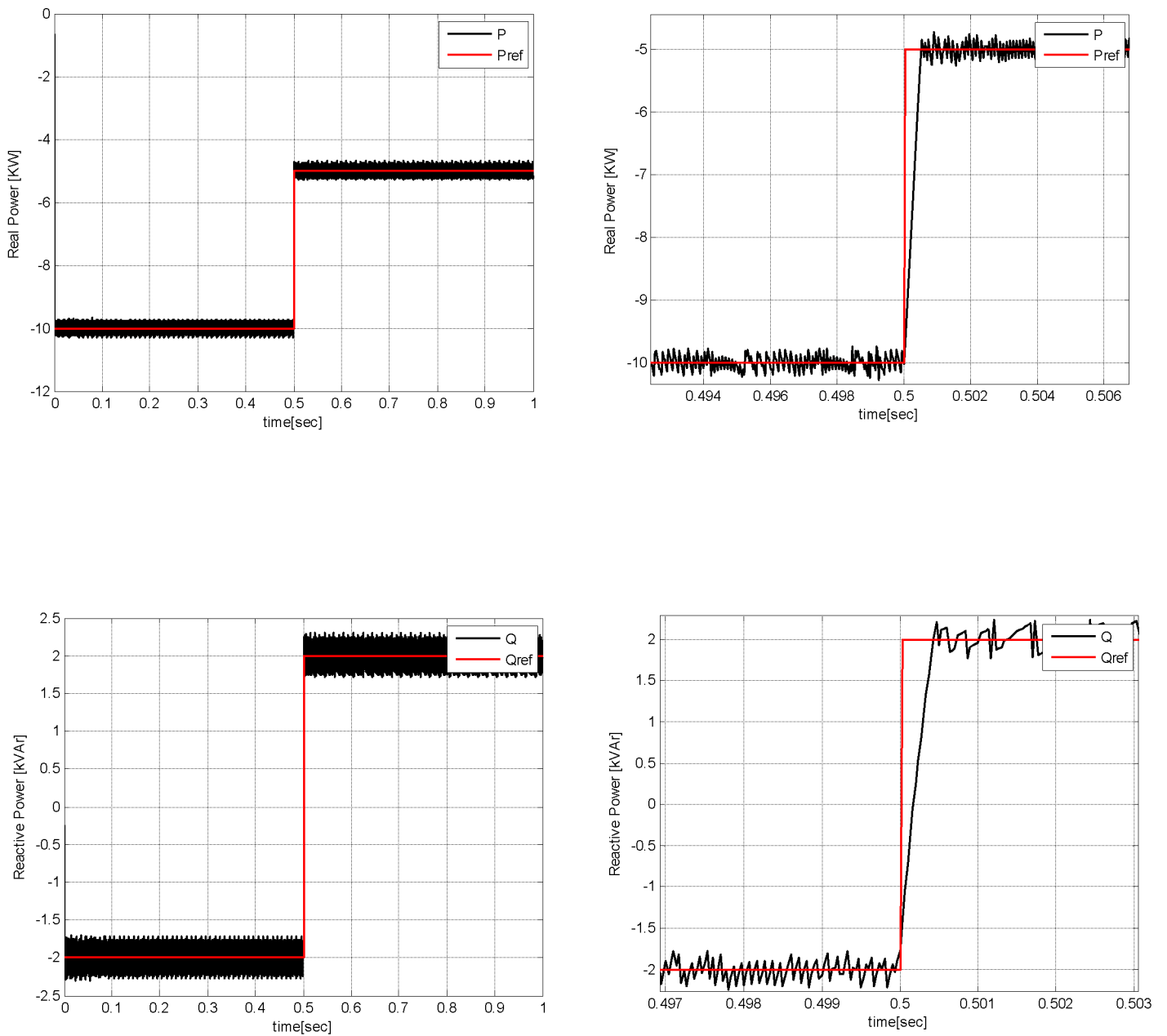


Figure 3.5. Cas d'une charge génératrice.

3.4.1.2. Scénario faible

- Charge réceptrice ( $P_{ref} = 1KW$  et  $Q_{ref} = 0.5 kVAr$ )

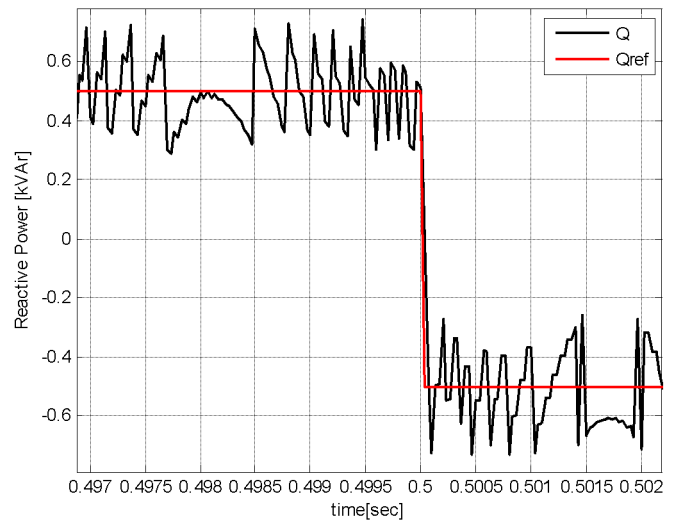
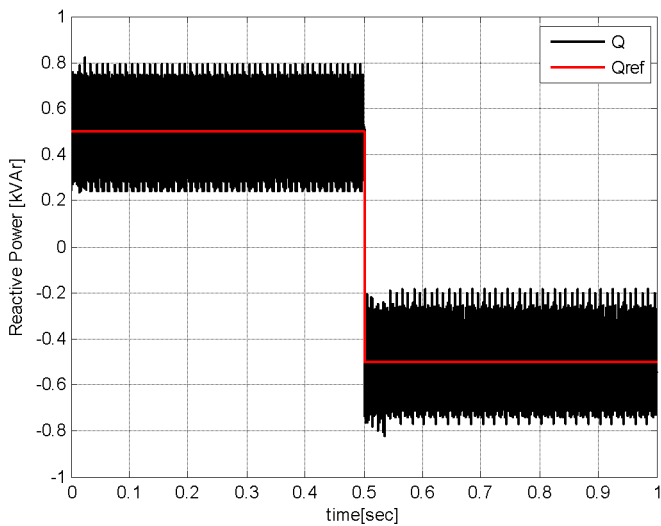
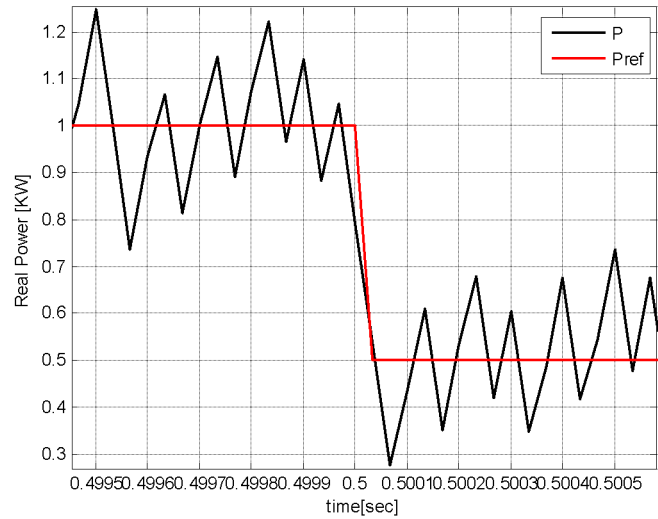
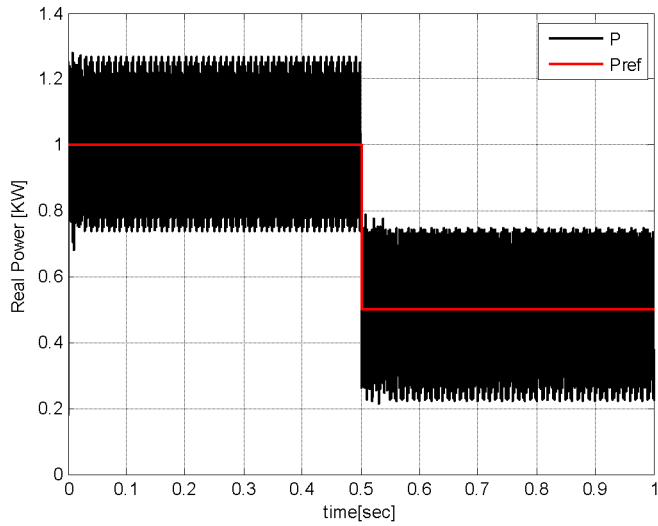


Figure.3.6.Cas d'une charge réceptrice.

- Charge génératrice ( $P_{ref} = -1KW$  et  $Q_{ref} = -0.5kVAr$ )

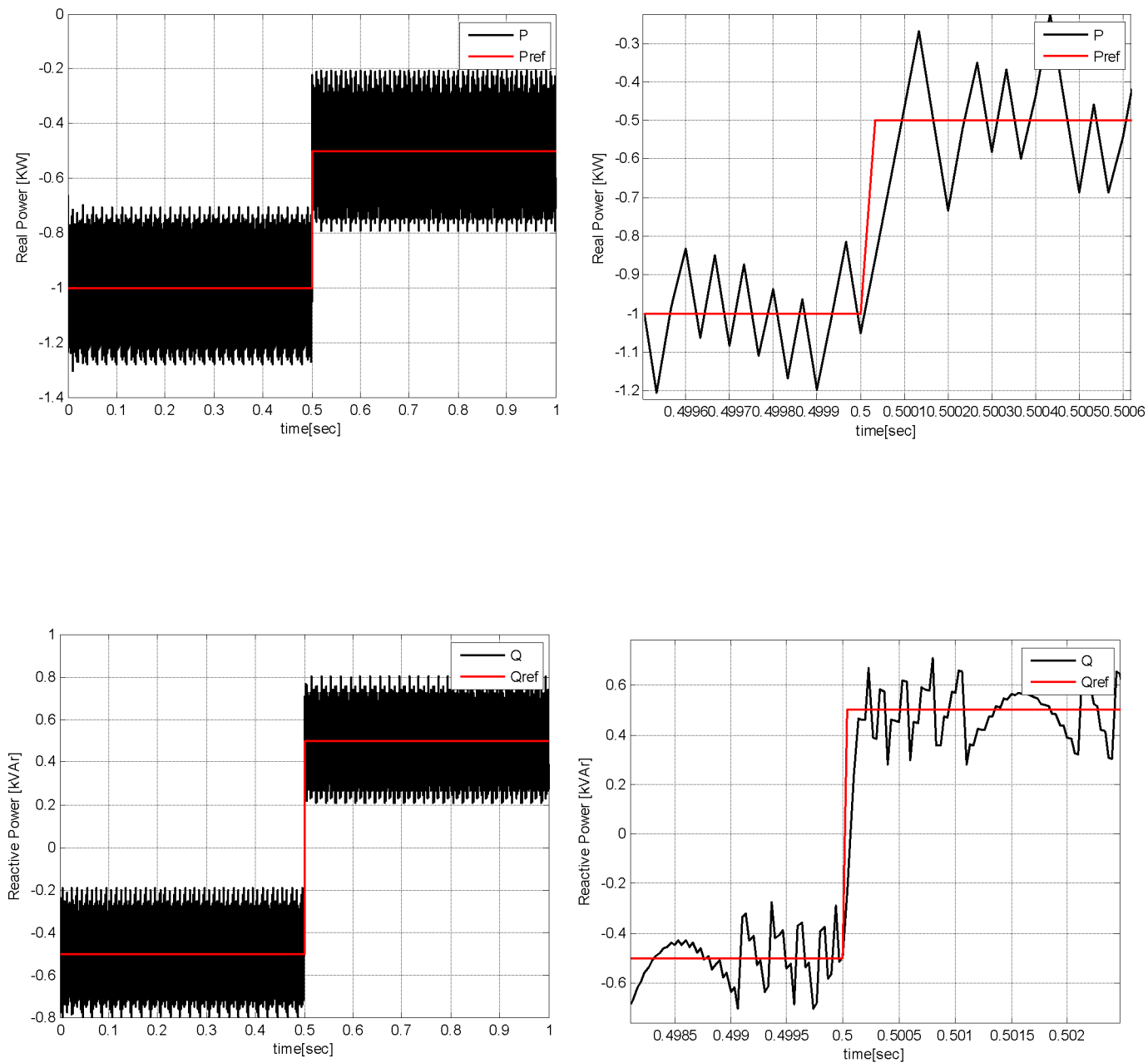


Figure.3.7.Cas d'une charge génératrice.

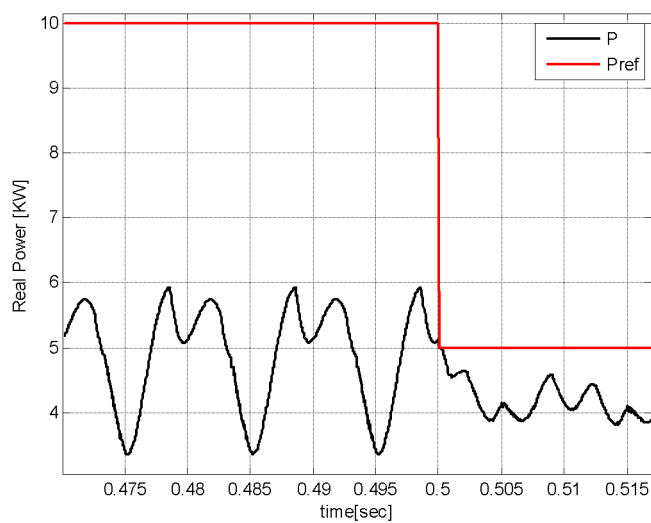
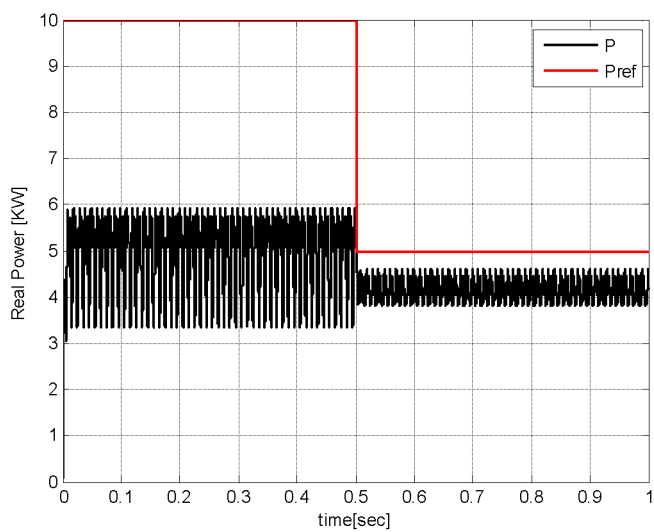
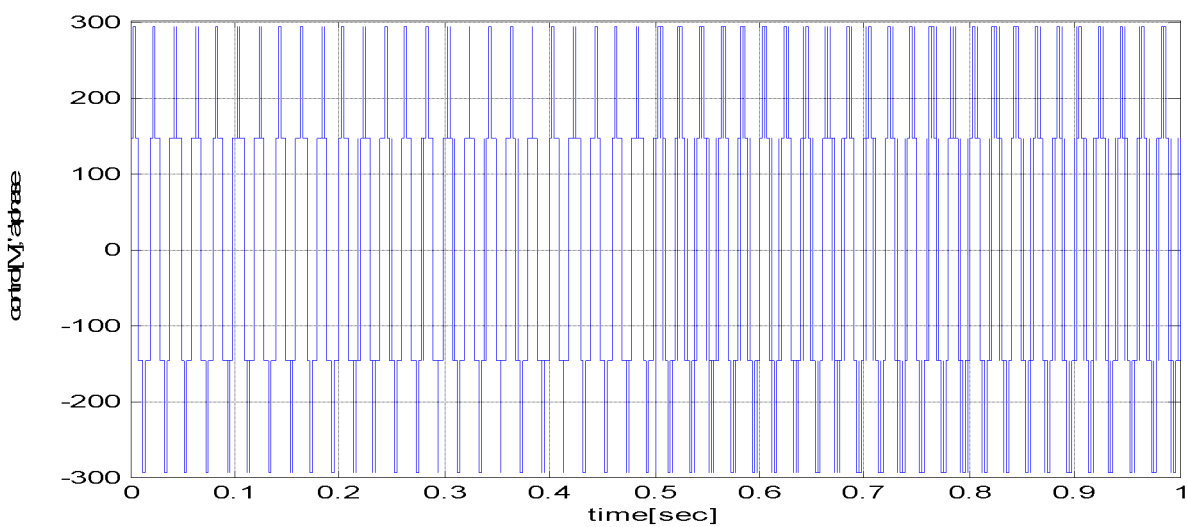
3.4.2. Situation perturbée

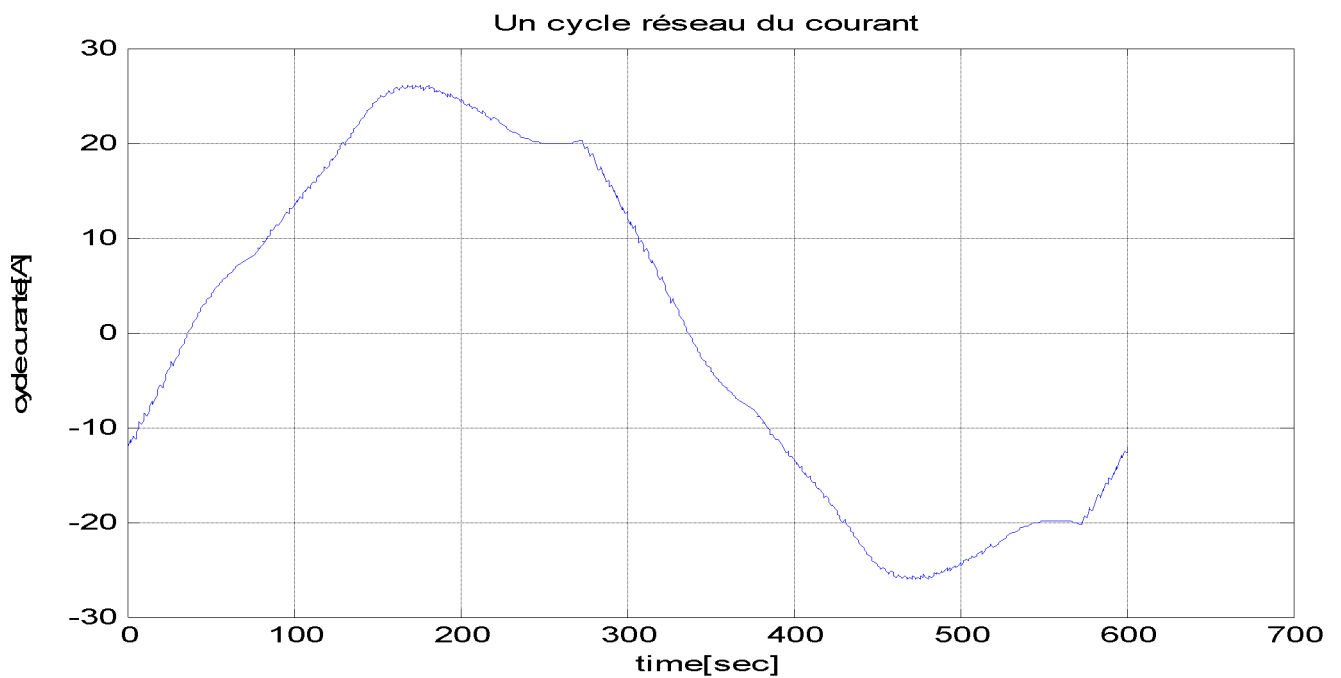
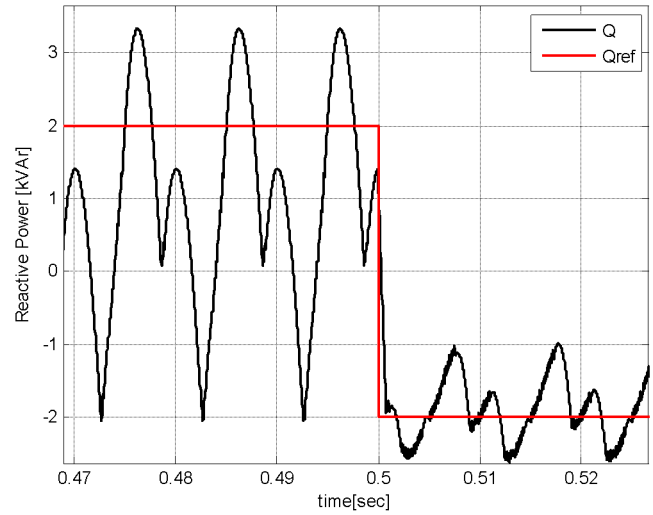
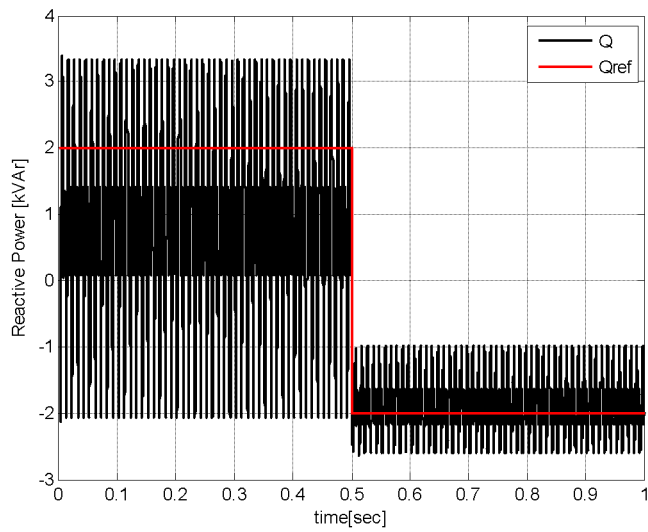
$$V_{dc} = 440V .$$

$$E = 110V .$$

3.4.2.1. Scénario fort

- Charge réceptrice ( $P_{ref} = 10KW$  et  $Q_{ref} = 2kVAr$ )





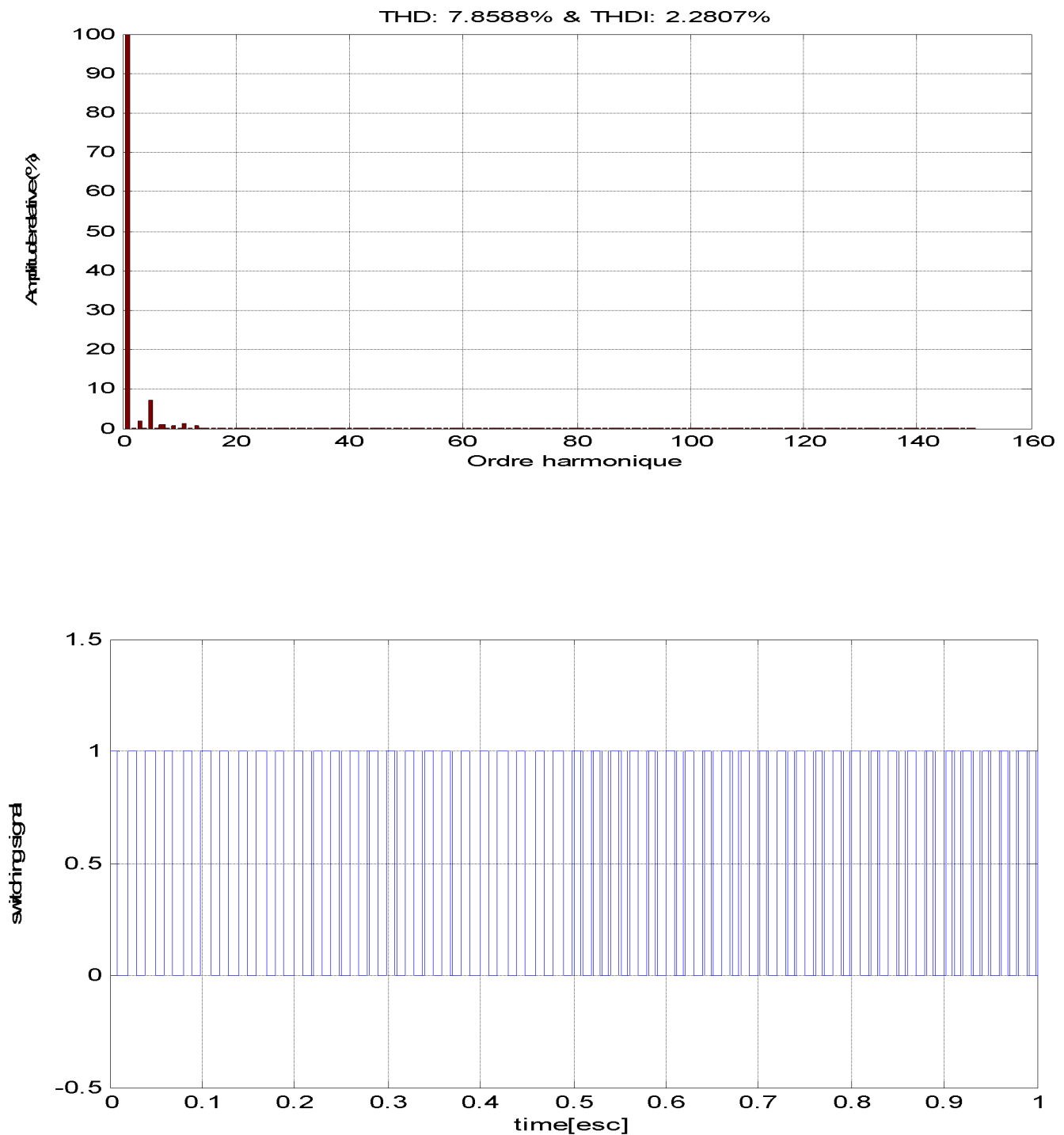


Figure.3.8. Cas d'une charge réceptrice.

- Charge réceptrice ( $P_{ref} = -10KW$  et  $Q_{ref} = -2kVAr$ )

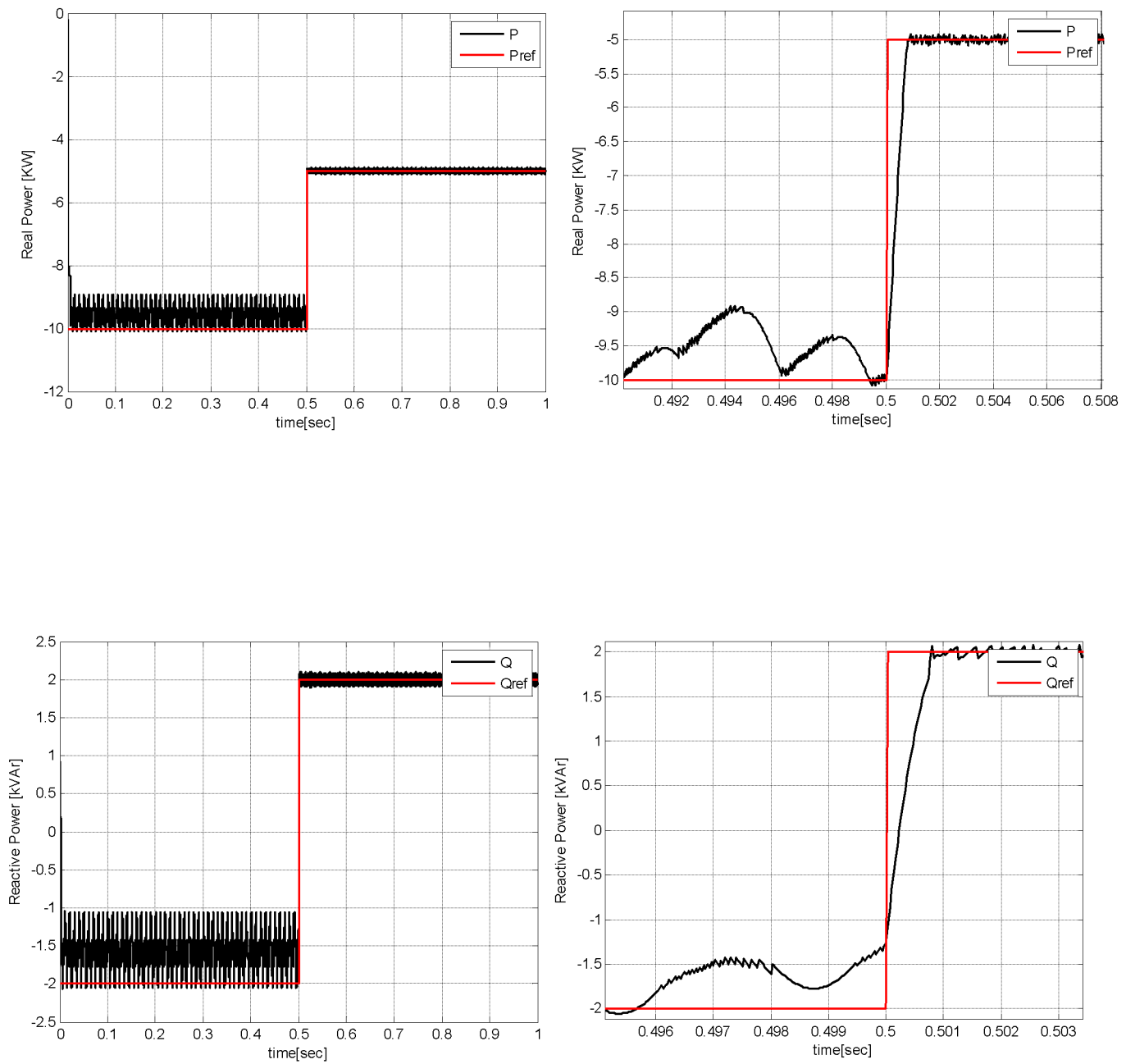


Figure.3.9. Charge génératrice.

3.4.2.2. Scénario faible

- Charge réceptrice ( $P_{ref} = 1KW$  et  $Q_{ref} = 0.5kVAr$ )

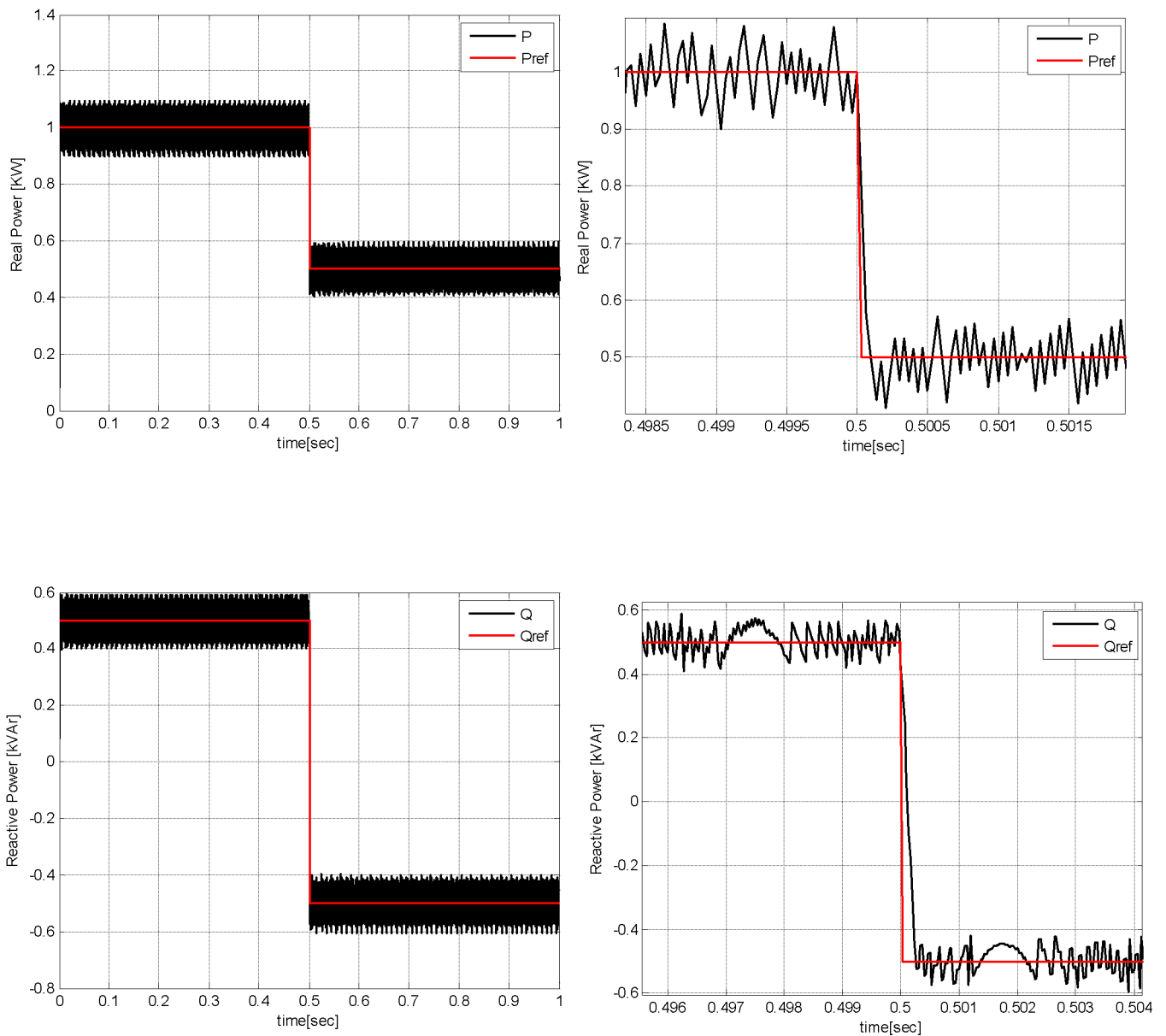


Figure.3.10. Charge réceptrice.

- Charge génératrice ( $P_{ref} = -1KW$  et  $Q_{ref} = -0.5kVar$ )

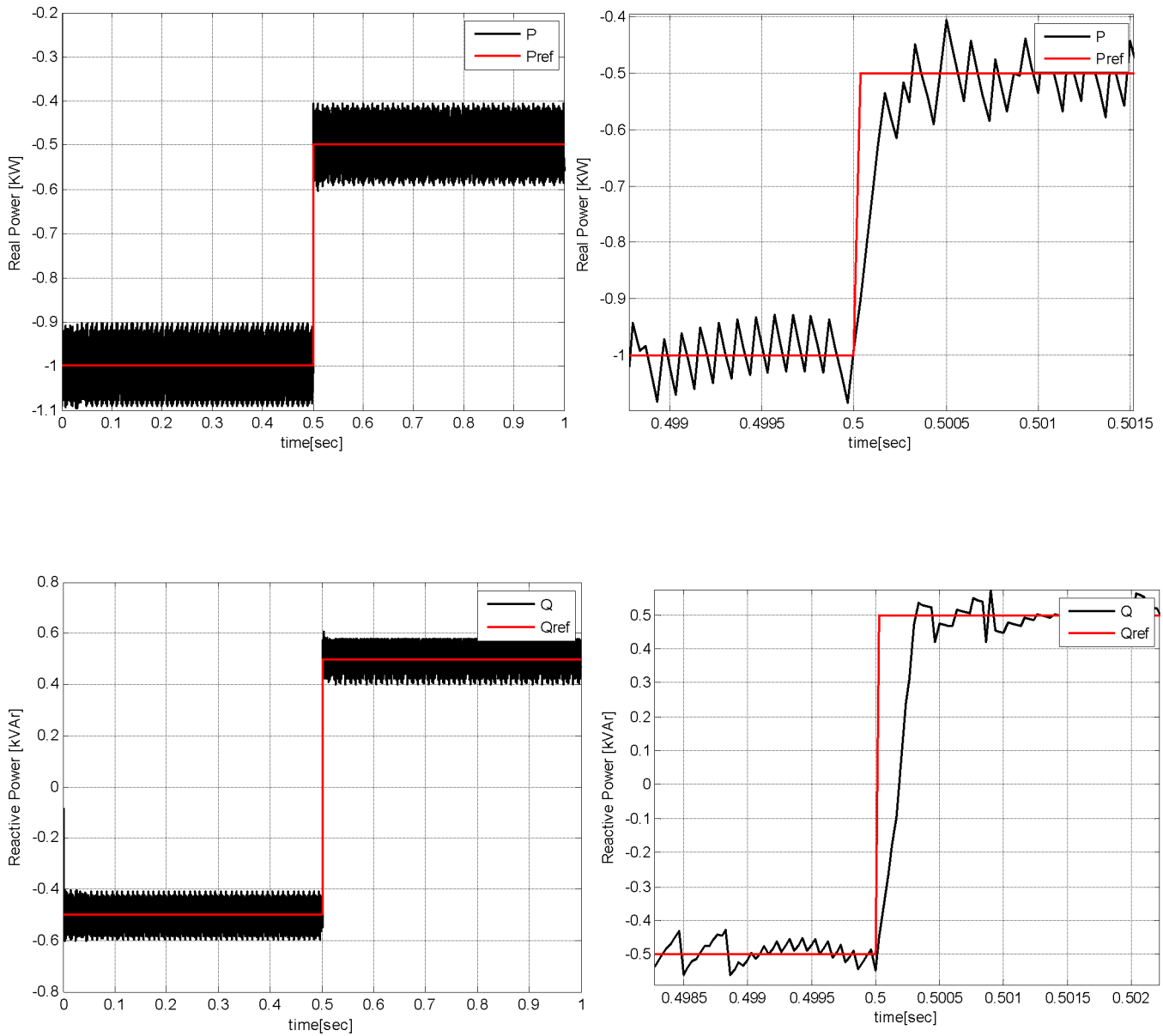


Figure.3.11. Charge génératrice

### 3.5. Commentaires

- la poursuite des puissances est effective en situation normale. Néanmoins, en situation de défaillance, la tension d'entrée de l'onduleur supposée être fixe est une contrainte à soulever en utilisant des hacheurs en entrée, le cas échéant.
- Le caractère prédictif de la commande se ressent aux instants de changement de consigne. En effet, la puissance a tendance à changer brusquement à l'approche de la nouvelle référence.
- La dégradation des performances est due essentiellement à l'incapacité du système électrique d'alimenter la charge et non pas à la loi de commande. Cela se justifie par le rétablissement de la poursuite, lorsqu'il y a un changement de consigne vers des valeurs inférieures.
- La qualité de l'onde de courant est excellente du fait que les distorsions individuelle et totale sont dans les normes.
- Lorsque la force contre électromotrice de la charge change, (perturbation extérieure), la commande parvient à maintenir le système stable (robustesse en stabilité) tout en perdant en performance.

### Conclusion

Au cours du présent chapitre, la technique de commande prédictive en courant a été justifiée puis explicitée par un organigramme informatique montrant la façon dont elle est implémentée. Cette technique numérique nécessite un modèle de prédiction afin prédire les sorties futures, lesquelles seront exploitées pour calculer la valeur optimum d'un critère de performance. Cette valeur optimale correspond à la commande optimale que l'onduleur génère à l'instant prochain afin de piloter le système électrique dans la réalisation de la poursuite des puissances.

Les résultats de simulation pour les différents scénarii révèlent que la commande prédictive en courant réalise la poursuite des profils de puissance d'une façon très efficace. Cependant, la dépendance du prédicteur exige un modèle très précis, ce qui peut se réaliser dans la plus part des charges statiques linéaires voire même certains entraînements électriques. De plus, la simplicité de structure et par conséquent, la facilité d'implémentation en temps réel, font de cette technique de commande une méthode très répondeue en moyenne puissance.

*conclusion générale*

## Conclusion générale

Dans ce travail, la technique de commande prédictive optimale en courant a été détaillée à travers plusieurs schémas explicatifs. La méthode implémente un algorithme relativement simple avec un nombre d'opérations plus ou moins réduit selon le nombre de niveaux de l'onduleur utilisé pour la génération des tensions de commande. Dans le cas du présent travail, l'onduleur est à deux niveaux ce qui rend l'implémentation relativement aisée.

Un simple modèle biphasé du système a été obtenu en exploitant tour à tour la loi de Kirchhoff en courant alternatif triphasé et la transformation de Concordia. Ce modèle a servi au développement d'un prédicteur à un pas en échantillonnant le modèle continue avec un pas adéquat. A son tour, le prédicteur a été utilisé dans l'algorithme de minimisation de la fonction de coût qui traduit la norme de l'erreur pour réaliser la poursuite des références en courant image des puissances.

Les résultats de simulation dans le cas de la commande prédictive optimale en courant, montrent que cette technique est très efficace et est très simple de structure. Cela permet de dire que, par rapport à la commande classique des convertisseurs électroniques de puissance, la commande prédictive optimale en courant réalise la poursuite des profils de puissance d'une façon très efficace. Néanmoins, la dépendance du prédicteur exige un modèle très précis.

Comme perspectives, il serait intéressant d'étendre l'étude aux charges dynamiques telles que les moteurs asynchrones et de faire l'étude de robustesses aux variations paramétriques du système dans le but de synthétiser une loi de commande prédictive optimale en courant robuste.

# ***NOTATIONS ET SYMBOLES***

## Table Des Notations Et Symboles

$V_{dc}(V)$	Tension d'alimentation continue de l'onduleur.
$i_{dc}(A)$	Courant continue.
$V_a(V)$	Tension de phase a.
$V_b(V)$	Tension de phase b.
$V_c(V)$	Tension de phase c.
$i_a(A)$	Courant de phase a.
$i_b(A)$	Courant de phase b.
$i_c(A)$	Courant de phase c.
$R(\Omega)$	Résistance de charge.
$L(H)$	Inductance de charge.
$N$	Neutre
$P(W)$	Puissance active.
$Q(\text{var})$	Puissance réactive.
$i_{abc}^{ref}(A)$	Courant de référence phase a, b ou c.
$i_{abc}(A)$	Courant de phase a, b ou c.
$i_{ref}(A)$	Courant de référence.
$u_{ref}(V)$	Tension de référence.
$i(A)$	Courant.
$i^p(A)$	Courant prédictive.
$MLI$	Modulation de Largeur d'Impulsion.

$SVM$	Modulation de Vecteur d'espace.
$V_K(V)$	Tension Cathodique.
$i_K(A)$	Courant Cathodique.
$V_{ref}(V)$	Tension de référence.
$T_c(s)$	Période de modulation de l'onduleur.
$V_\alpha(V), V_\beta(V)$	Tension dans le plan $(\alpha, \beta)$ .
$v_n$	L'amplitude de l'harmonique de rang (n).
$v_1$	L'amplitude du fondamental.
$DSP$	Traitement numérique du signal.
$E_a(V)$	Force électromotrice de phase a.
$E_b(V)$	Force électromotrice de phase b.
$E_c(V)$	Force électromotrice de phase c.
$P_{ref}(W)$	Puissance active de référence.
$Q_{ref}(var)$	Puissance réactive de référence.
$J$	Critère d'optimisation.
$f(Hz)$	Fréquence de réseau.
$f_s(Hz)$	Fréquence de simulation.
$T_s(S)$	Période de simulation.
$T$	Période de réseau.
$s_i$	État de commutation du bras i.
$i_\alpha^p(k+1)$	Partie réelles du courant prédictive.
$i_\beta^p(k+1)$	Partie imaginaire du courant prédictive.

# ***BIBLIOGRAPHIE***

## BIBLIOGRAPHIE

- [1 ] Boucher Patrick : « commande prédictive »,C170/1 ER EX ,1996.
- [2] Les composante de l'électronique de puissance .
- [3] Jacques Laroche : agrée de science physique professeur en BTS électronique au lycée E ,  
« Électronique de puissance (convertisseurs) » EP/5,
- [4] S3\_ET3\_CM38Onduleurs .
- [5] CH10 la pollution Harmonique.
- [6] Ben Anter Djamel: Thème «Modélisation et commande d'un pilote par MLI a structure multiniveau », Thèse de Master en Génie électrique.
- [7] Idiri Ghania : Thème « Commande prédictive des system non linéaires dynamiques », MEMOIRE DE MAGISTER.
- [ 8] Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives.

L'intérêt de ce projet de mémoire concerne la régulation du flux de puissance active /réactive consommé par la charge, en utilisant un onduleur commandé par la technique prédictive optimale en courant.

Un simple modèle biphasé du système a été obtenu en exploitant tour à tour la loi de Kirchhoff en courant alternatif triphasé et la transformation de Concordia. Ce modèle a servi au développement d'un prédicteur à un pas en échantillonnant le modèle continue avec un pas adéquat. A son tour, le prédicteur a été utilisé dans l'algorithme de minimisation de la fonction de coût qui traduit la norme de l'erreur pour réaliser la poursuite des références en courant image des puissances.

Les résultats de simulation dans le cas de la commande prédictive optimale en courant, montrent que cette technique est très efficace et est très simple de structure. Cela permet de dire que, par rapport à la commande classique des convertisseurs électroniques de puissance, la commande prédictive optimale en courant réalise la poursuite des profils de puissance d'une façon très efficace. Néanmoins, la dépendance du prédicteur exige un modèle très précis.