

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

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

**Mémoire de Fin d'Etudes  
de MASTER PROFESSIONNEL**

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie Electrique

Spécialité : **Electrotechnique industrielle**

*Présenté par*

**Aghiles Saidi**  
**Tahar Rachedi**

Thème

**Contrôle direct de puissance d'un redresseur  
triphase à MLI**

*Mémoire soutenu publiquement le 26 /09/2016 devant le jury composé de :*

**Mr T. OTMANE-CHERIF**  
MCA, UMMTO, Président

**Mr A.BECHOUCHE**  
MCA, UMMTO, Encadreur

**Mr H.SEDDIKI**  
MCA, UMMTO, Examineur

**Mr K.MESBAH**  
DOCTEUR, UMMTO, Examineur

## REMERCIEMENTS

Au terme de notre travail, il nous est agréable d'adresser notre profonde reconnaissance et nos remerciements les plus sincères à notre encadreur Mr Ali BECHOUCHE, maitres de conférences classe A à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour nous avoir guidés, tout au long de ce travail, nous lui sommes reconnaissant pour sa disponibilité et pour son aide précieuse et ses conseils qu'il nous a prodigués, nous tenons aussi à remercier vivement notre Co-encadreur Mr RAHOUI Adel pour son aide et sa disponibilité tout au long de notre travail.

Nous tenons à remercier aussi les membres du Jury :

Mr Tahar OTMANE CHERIF, maitre de conférences classe A, à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté de présider le jury.

Mr Hamid SEDDIKI, maitre de conférences classe A, à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté d'examiner ce travail

Mr Koussaila MESBAH, Doctorant à l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou pour avoir accepté d'examiner ce travail

# DÉDICACES

Je dédie ce travail à mes parents, mon frère, sa femme et leurs fils, mes sœur, ma fiancé ainsi que toute la famille et les amis.

Aghiles

Je dédie ce travail à mes parents, mon frère, ma sœur ainsi que toute la famille et les amis.

Tahar

# Sommaire

---

<b>Sommaire</b>	1
<b>Introduction générale</b>	4
<b>Chapitre I : généralité sur les redresseurs à MLI</b>	
Introduction	5
I. Redresseur MLI	5
I.1 Structure générale du redresseur à MLI	5
I.1.1 Redresseur à MLI de courant	7
I.1.2 Redresseur à MLI de Tension	7
I.2 Principe de fonctionnement du redresseur à MLI de tension	9
I.3 Les technique de commande du redresseur triphasé	12
I.3.1 Commande par hystérésis	12
I.3.2 Commande par modulation de largeur d'impulsion	13
Conclusion	15
<b>Chapitre II : Modélisation du redresseur à MLI</b>	
Introduction	16
II.1 Redresseur à MLI de courant	16
II.2 Hypothèse de modulation	17
II.3 Modélisation du redresseur MLI dans le repère abc	18
II.3.1 Le modèle topologique	18
II.3.1.1 Modélisation dans le repère abc coté alternatif	19
II.3.1.2 Modélisation dans le repère abc coté continue	24
II.3.2 Modèle moyen du redresseur dans le repère abc	24

---

II.4 Simulation du redresseur	26
II.4.1 Paramètre de simulation	27
II.4.2 Les résultats de simulation	27
II.4.3 Interprétation des résultats	28
Conclusion	29
 <b>Chapitre III : Commande du redresseur à MLI</b>	
Introduction	30
III.1 Commande direct de puissance du redresseur	30
III.2 Principe du DPC classique	30
III.2.1 calcul des puissances	33
III.2.1.1 Calcul des puissances instantanées injectées	33
III.2.1.2 Calcul des puissances de référence	33
III.2.2 Comparateur à hystérésis	34
III.2.3 Détection de secteur	34
III.2.4 La table de commutation	36
III.3 Simulation du redresseur	37
III.3.1 Paramètre de simulation	37
III.3.2 Schéma de simulation	38
III.4 résultats de simulation	39
III.4.1 Essai à vide	39
III.4.1.1 Figure de simulation	39
III.4.1.2 Interprétation des résultats	42
III.4.2 Essai en charge	42

III.4.2.1 Figure de simulation	42
III.4.2.2 Interprétation des résultats	45
III.4.3 Essai variation de la puissance réactive	45
III.4.3.1 Figure de simulation	45
III.4.3.2 Interprétation des résultats	47
III.4.4 Essai variation de la bande d'hystérésis	47
III.4.4.1 Figure de simulation	47
III.4.4.2 Interprétation des résultats	49
III.4.5 Essai pollution du réseau	49
III.4.5.1 Figure de simulation	49
III.4.5.2 Interprétation des résultats	52
Conclusion	52
<b>Conclusion générale</b>	<b>53</b>
<b>Références bibliographiques</b>	<b>54</b>

# **Introduction générale**

## **Introduction Générale**

L'électronique de puissance est un domaine relativement nouveau et en pleine croissance. Durant ces dernières décennies, l'évolution de l'électronique de puissance implique leurs utilisation accrue dans diverses applications, citant la commande électrique des moteurs, la commande des alimentations de secours de puissance, le chauffage par induction électrique, les applications dédiées la traction électrique, la compensation des harmoniques, etc.

Dans le cadre de notre travail nous nous intéresserons au contrôle direct de puissance d'un redresseur triphasé à MLI. Notre travail est reparti comme suit :

Le premier chapitre est consacré aux généralités sur les redresseurs triphasés à MLI ainsi que les différentes stratégies de commande.

Le deuxième chapitre est consacré à la modélisation du redresseur à MLI dans le repère abc. Ou nous avons traité le modèle topologique ainsi que le modèle moyen, la simulation du redresseur et l'interprétation des résultats.

Enfin, dans le troisième chapitre, nous allons étudier la commande du redresseur à MLI, ou nous allons étudier le principe de contrôle direct de puissance (DPC) avec une table de commutation prédéfinie ainsi que la simulation du redresseur..

Nous terminant notre travail par une conclusion générale qui résumera les principales conclusions auxquelles nous allons aboutir.

**Chapitre I :**  
**Généralités sur les**  
**redresseurs triphasé à**  
**MLI**

## **Introduction**

Pour les besoins domestiques et industriels, le monde moderne à besoin de plus en plus d'énergie électrique continue. La croissance de la consommation de l'énergie électrique continue exige l'utilisation des convertisseurs AC/DC et en particulier les redresseurs triphasés à base de diodes pour alimenter certains équipements. L'utilisation de ce type de convertisseurs donne de bons résultats du point de vue industriel et économique vue que les performances des procédés sont nettement améliorées et le coût de fonctionnement des équipements est clairement diminué, ce qui explique la grande utilisation de ces convertisseurs [2].

Les redresseurs triphasés sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent directement la conversion AC/DC. Ils sont alimentés par une source de tension alternative triphasée et ils permettent d'assurer l'alimentation en courant continu les récepteurs branchés à la leurs sortie [1].

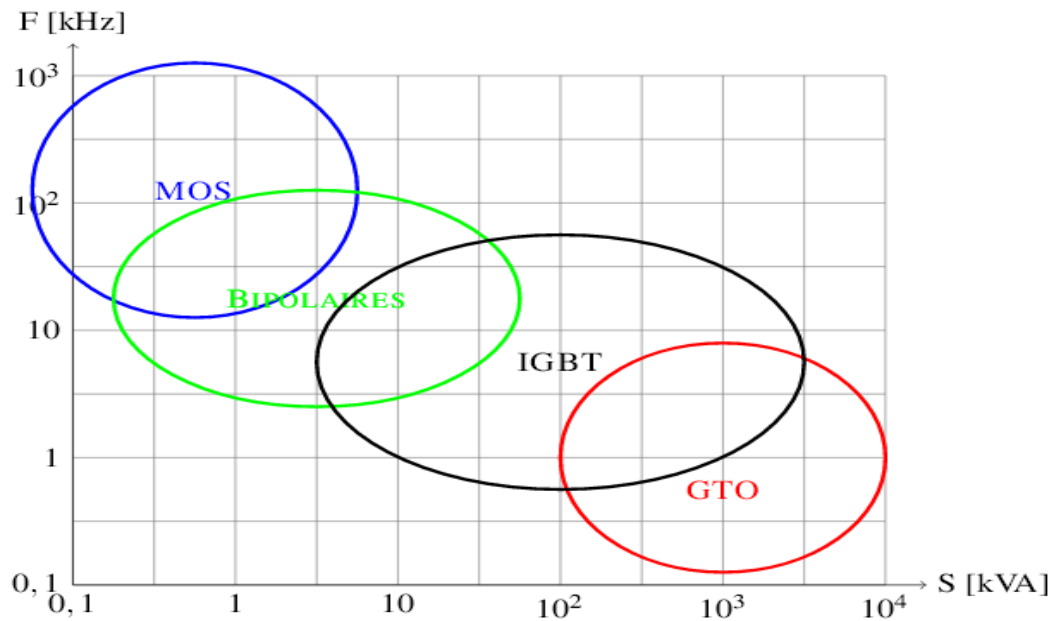
Nous allons dans ce chapitre présenté des généralités sur les redresseurs à MLI. Nous commenceront par une définition du redresseur MLI puis nous indiquerons ses deux structures à savoir, le redresseur à MLI de courant et le redresseur à MLI de tension. Par la suite nous détaillerons le principe de fonctionnement du redresseur triphasé de tension. A la fin, nous présenterons les différentes techniques de commande du redresseur.

### **I : Redresseur MLI**

Les redresseur à MLI peuvent s'adaptés aux évolutions de la charge et du réseau électrique est ceci sans modifier les installations [5]. Ces redresseurs sont appliqué dans plusieurs domaines, exemple les entrainements par machines électriques triphasé, les éoliennes...etc.

#### **I.1 : Structure général du redresseur MLI**

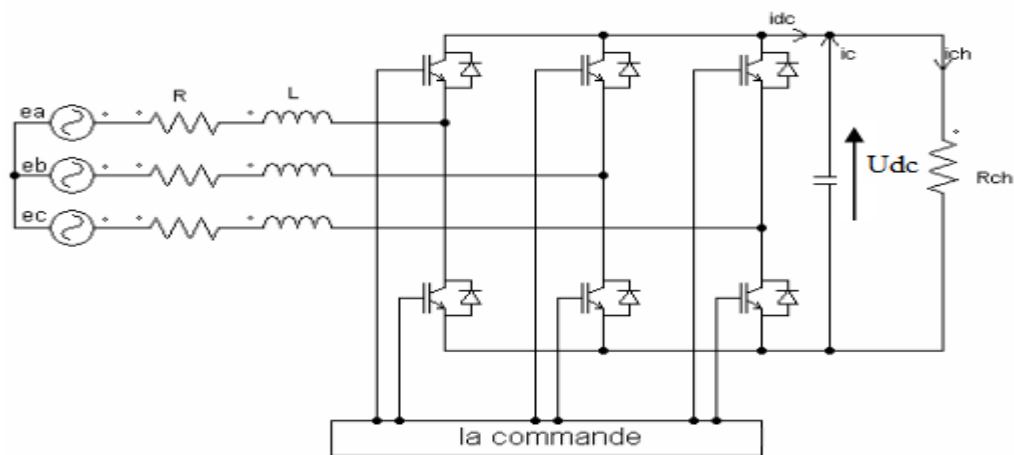
La technique employée consiste à modifier la structure interne du redresseur en remplaçant les thyristors par les interrupteurs entièrement commandable à l'ouverture et à la fermeture : transistor MOSFET pour les moyennes et petites puissances, transistors IGBT pour les moyennes et grandes puissances, et les thyristors GTO pour les fortes puissances, en anti parallèle avec des diodes [4]. (Voir figure1.1)



**Figure (I.1) :** Zones approximatives (puissance/fréquence) des principaux semi-conducteurs de puissance [3].

Pour la commande on utilise la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI).

La figure (1.2) montre le schéma de principe d'un redresseur MLI.



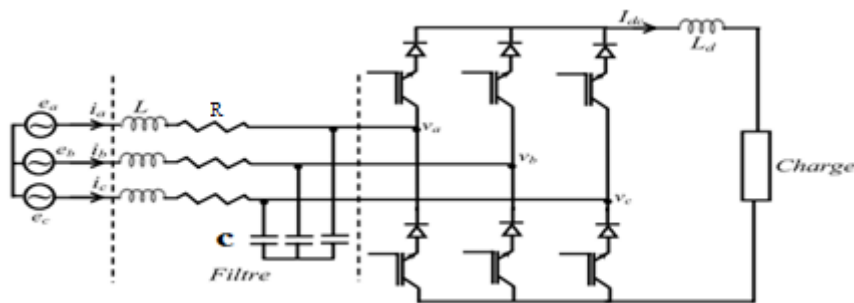
**Figure (I.2) :** Schéma de principe du redresseur [10]

Les redresseurs à MLI sont des onduleurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement. Grâce à la commande MLI, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux du réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Nous distinguons deux structures de redresseurs à MLI :

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

### I.1.1 : Redresseur à MLI de courant

La topologie du redresseur à MLI de courant est illustrée à la figure (1.3). IL assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et un récepteur de courant continu. Les interrupteurs sont unidirectionnels en courant, mais bidirectionnels en tension. L'utilisation des technique MLI conduit à un courant coté alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée [6]. Cette structure est souvent dotée d'un filtre de second ordre LC du coté alternatif [10].



**Figure (I.3) :** Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de courant [10].

### 1.1.2 : Redresseur à MLI de tension

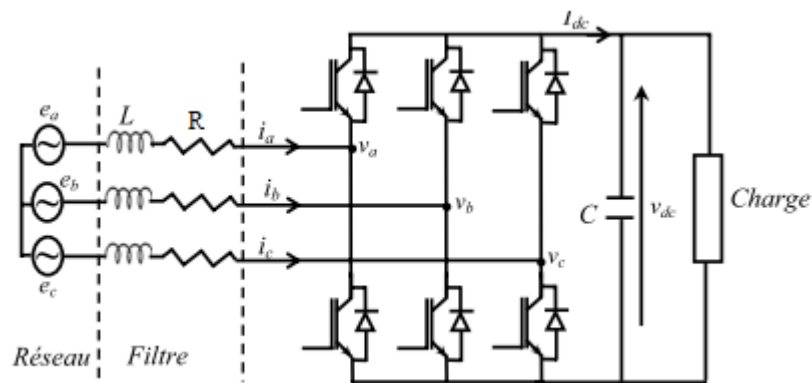
Le redresseur à MLI de tension est simplement un onduleur de tension utilisé à l'inverse permet de produire une tension continue à partir d'un réseau alternatif, mais en absorption sinusoïdale de courant, et à facteur de puissance unitaire [2] figure (1.4).

Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant de commande à l'amorçage et au blocage) et une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi, ce convertisseur de part sa structure, est réversible en courant, il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courant prélevés sur le réseau [10]. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdale et éventuellement en phase avec la tension du

réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et réglable via la commande de la direction du flux de l'énergie réactive absorbée ou fournie [7].

Pour cette structure, on doit respecter les contraintes suivantes :

- Le courant de ligne doit toujours trouver un chemin possible d'où la mise en antiparallèle de diode au niveau des interrupteur.



**Figure (I.4) :** Topologie d'un redresseur triphasé à MLI de tension [9].

- Nous commandons les deux semi-conducteurs d'un même bras de façon complémentaire : la conduction de l'un entraîne le blocage de l'autre afin d'éviter tout court-circuit de la source de tension. Avec cette hypothèse, l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de redresseur de tension dépendent de l'état de trois signaux de commande  $S_a$   $S_b$   $S_c$ .

- En pratique, les deux semi-conducteurs d'un même bras ne doivent jamais conduire en même temps afin d'éviter de court-circuiter la charge ; il faut donc générer un temps d'attente, également appelé temps mort, entre la commande au blocage d'un interrupteur et la commande à l'amorçage de l'autre interrupteur du même bras.

L'avantage du redresseur de tension par rapport à celui de courant est indéniable et son utilisation dans de nombreuses applications se justifie principalement par les deux avantages offerts par sa configuration :

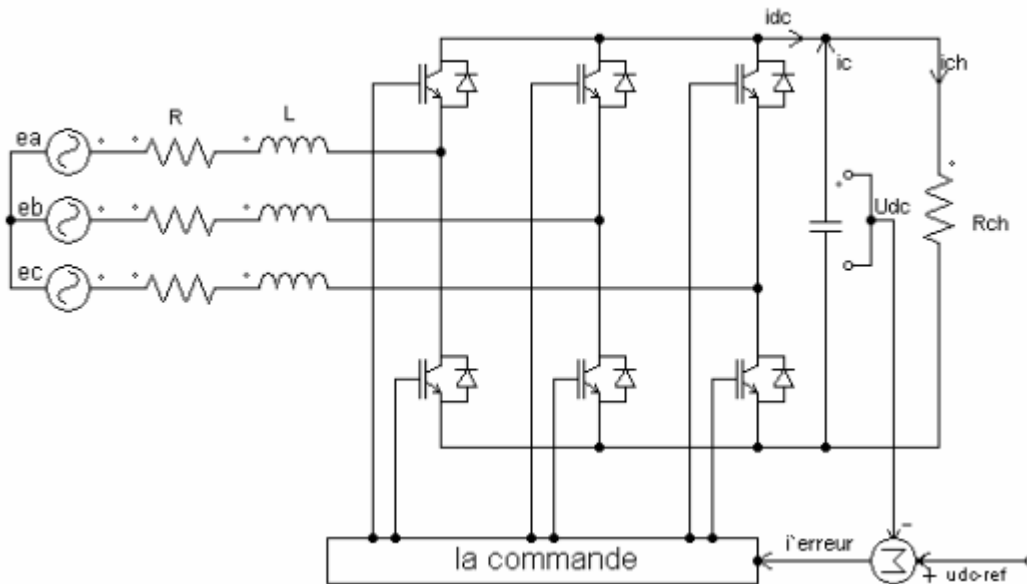
- La bidirectionnalité en courant de sa topologie grâce aux diodes de récupération en antiparallèles.
- Le stockage d'énergie capacitive est plus aisé et efficace que son dual inductif. De plus, le coût et le poids des condensateurs sont moindres.

Cependant, la grande prolifération des redresseurs de tension ne signifie pas la résolution des problèmes traités dans leurs différentes applications ni l'obtention des performances souhaitées. Le fait que leur configuration soit simple, impose l'ajout d'éléments additionnels afin d'accomplir les tâches escomptées. C'est pour cette raison que l'attention des chercheurs dans ce domaine s'est concentré principalement sur trois aspects : les courants du côté alternatif, de la tension du bus continu, en associant le choix et le dimensionnement du filtre côté alternatif, dont le but est de répondre aux exigences d'un cahier des charges. Parmi lesquelles, nous pouvons citer, dynamique rapide, protection contre les courts-circuits et les surcharges, stabilité, robustesse vis-à-vis des variations paramétriques du système et fréquence de commutation faible pour réduire les émissions électromagnétiques émises susceptible d'influencer d'autres charges connectées au réseau.

## 1.2 : Principe de fonctionnement du redresseur à MLI de tension

La structure du redresseur à MLI associé à un filtre  $R, L$  d'entrée est illustré sur la figure (1.5), le côté continu est constitué par un condensateur, est équivalent à une source de tension.

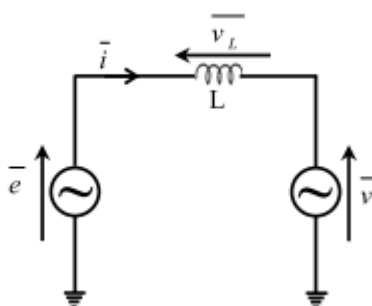
Afin de respecter les règles d'interconnexion des sources, l'entrée est une source de courant car ce convertisseur n'est constitué que d'interrupteurs semi-conducteurs. De plus la présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quelque soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande  $(S_a, S_b, S_c)$ , le redresseur peut imposer de manière indirecte la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions  $V_{an}, V_{bn}$  et  $V_{cn}$  mesurées par rapport au neutre du réseau.



**Figure (I.5) :** Topologie de base d'un redresseur à MLI triphasé de tension [9].

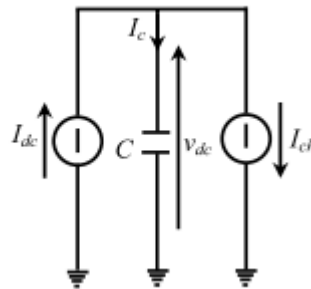
En d'autre terme, la variation du courant prélevé définie par  $\frac{di}{dt}$ , (en considérant la résistance série interne « R » négligeable), est imposée par la tension appliquée aux bornes des inductances qui est la différence entre la tension réseau et celle à l'entrée du redresseur comme le montre la figure (I.6)

Il est possible de contrôler l'évaluation des courants prélevés sur le réseau en agissant sur les ordres de commande. De plus, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire (puissances réactive nulle) est obtenu en synchronisant les courants Absorbés par rapport aux tensions simples du réseau.



**Figure (I.6) :** Circuit équivalent pour le contrôle de courants absorbés [9].

Pour obtenir un bon fonctionnement de l'ensemble, il est indispensable de contrôler la tension du bus continu. Une boucle de régulation de cette dernière doit être mise en place afin de garantir en régime permanent l'égalité des puissances côté alternatif et côté continu. Le schéma équivalent pour le contrôle de cette tension est illustré sur la figure I.7 ci-dessous :



**Figure (I.7) :** Circuit équivalent pour le contrôle de la tension du bus continu [9].

Le redresseur de tension fonctionne en gardant la tension du bus continu à une valeur de référence désirée, en utilisant une commande en boucle fermée, comme montré dans la figure I.5. Pour accomplir cette tâche, la tension de bus continu  $U_{dc}$  est mesurée et comparée avec une référence  $U_{dc-ref}$ , le signal d'erreur produit de cette comparaison est employé pour commuter les six interrupteurs de redresseur à la fermeture est à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu  $U_{dc}$  mesuré aux bornes du condensateur C [9].

Quand le courant  $i_{ch}$  est positif (fonctionnement redresseur), le condensateur C est déchargée et le signal d'erreur demande au bloc de commande plus de puissance de la source alternative. Le bloc de commande prend la puissance de la source alternative en produisant un signal MLI approprié pour les six interrupteurs. De cette façon, un écoulement de courant de la source alternative au côté continu, et la tension de condensateur est récupéré. Inversement quand  $i_{ch}$  devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur C et le signal d'erreur au block de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative [9].

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

### I.3 : Techniques de commande de redresseur triphasée

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

Deux types de commande des convertisseurs statiques sont principalement mis en œuvre [10].

- La commande par hystérésis.
- La commande par MLI

L'objet de la commande, que se soit à MLI ou par hystérésis, est de générer les ordres d'ouverture/fermeture des interrupteurs de manière à ce que le courant  $I_{dc}$  soit le plus proche de sa référence.

#### 1.3.1 : Commande par hystérésis

Cette technique de commande fait partie des commandes non-linéaire parce qu'elle fonctionne en tout ou rien, elle utilise l'erreur existante entre le signal de référence et la mesure du signal de sortie. L'erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis, une règle pratique consiste à la prendre à 5% du courant nominal. Chaque sortie de ce gabarit entraîne un changement de configuration des interrupteurs ; la largeur de la bande d'hystérésis est le seul paramètre de régulation qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de la commutation.

Ce système de contrôle est caractérisé par une fréquence de commutation variable. La mise en œuvre de cette stratégie de contrôle est relativement simple.

Le choix de la bande d'hystérésis doit tenir compte d'un certain nombre de conditions liées au fonctionnement de l'onduleur, parmi lesquelles la fréquence de la commutation admissible pour les composants semi-conducteurs.

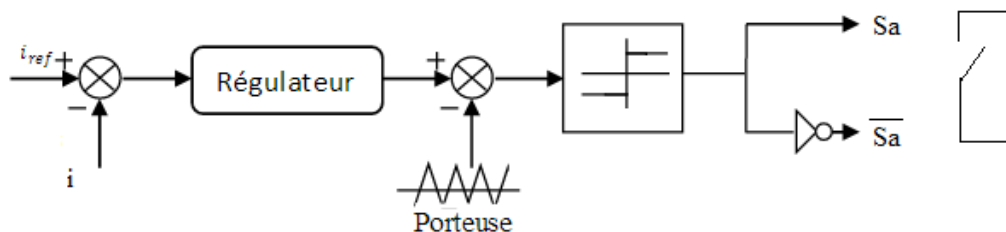
La commande par hystérésis présente de nombreux avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de la mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant [7].

Le principal inconvénient de cette technique de modulation réside dans la fréquence du changement d'état des interrupteurs qui est fortement irrégulière et incontrôlable, ce qui génère un spectre d'harmoniques étendu et très perturbé, donc difficilement filtrable. De ce fait, elle s'avère être mal perçue par les industriels.

### 1.3.2 : Commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI)

La plus simple et la plus connue des modulations de largeur d'impulsion est sans doute la MLI à échantillonnage naturel, dite MLI *intersective*. Cette technique de commande du redresseur (modulatrice) à partir de l'écart entre le courant mesuré et sa référence. Cette dernière est ensuite comparée avec un signal triangulaire (porteuse à fréquence élevée fixant la fréquence de commutation). La sortie du comparateur fournit l'ordre de commande des interrupteurs. Le schéma de principe est donné par la figure 1.8

Figure (I.8) : Principe de commande par MLI [11].



Deux paramètres caractérisent la Modulation de Largeur d'Impulsion intersective (sinus-triangle) :

- **L'indice de modulation** : défini par rapport  $m = \frac{f_p}{f}$   
 $f_p$  : Fréquence de la porteuse.  
 $f$  : Fréquence de référence.
- **Le coefficient de réglage ou profondeur de modulation** : définit par le rapport des amplitudes des modulations et de la porteuse  $r = \frac{V_{mod\_max}}{V_{p\_max}}$ .

Généralement, ce coefficient est compris entre 0 et 1 (amplitude de la référence reste inférieure ou égale à celle de la porteuse).

Le fondement des trois tensions simples (mesurées par rapport au neutre du réseau) à l'entrée du pont redresseur triphasé est représenté par les expressions ci-dessous :

$$\begin{aligned} e_a &= \frac{1}{2} U_{dc} r \cos(\omega t) \\ e_b &= \frac{1}{2} U_{dc} r \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= \frac{1}{2} U_{dc} r \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (I.1)$$

$e_a, e_b, e_c$  tension simple du réseau

$U_{dc}$  : tension de bus continu mesuré aux borne du condensateur C.

Actuellement, la plupart des systèmes de commande s'implantent sur des dispositifs numériques. Ainsi, une MLI avec échantillonnage régulier est souvent utilisée, où les modulantes restent constantes pendant la période d'échantillonnage. Différents types de MLI intersective sont analysés dans la littérature :

- MLI à porteuse en dent de scie (à gauche ou à droite) ; à porteuse triangulaire centrée où les deux cotés de la porteuse sont modulés, ce qui améliore considérablement les performances harmoniques à porteuse aléatoire.
- MLI synchrone ou asynchrone, selon que la modulantes et la porteuse sont de fréquence exactement multiple ou non.

Dans le cas où la porteuse est supposée comprise entre 0 et 1, les modulantes ont les expressions suivante :

$$\begin{aligned}V_{mod a}(t) &= \frac{1}{2} + \frac{r}{2} \cos(\omega t) \\V_{mod b}(t) &= \frac{1}{2} + \frac{r}{2} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\V_{mod c}(t) &= \frac{1}{2} + \frac{r}{2} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3})\end{aligned}\tag{I.2}$$

Le contrôle par MLI est d'une complexité réduite; il garantit un fonctionnement à fréquence fixe et contenu harmonique parfaitement identifié. Cependant, cette technique a des propriétés dynamique qui peuvent être limitatives et la réponse du système lors d'un changement brutal des courants de référence est plus lente que celle d'une commande par hystérésis.

### Conclusion

Ce chapitre présente les notions préliminaires et nécessaires pour la suite sur la structure et la commande des redresseurs triphasés. Nous avons montré l'utilité du redresseur de tension qui est le convertisseur statique le plus répandue actuellement. Il est intégré dans de nombreuses applications industrielles, dans les systèmes de dépollution harmonique et il constitue la topologie du redresseur de tension à MLI. Ensuite, nous avons décrit le principe de son fonctionnement.

Les deux approches vectorielles et interséctive pour la représentation des stratégies MLI ont été définies ainsi que la méthode de commande par hystérésis. Selon le critère d'étude, une approche peut être plus avantageuse que l'autre. Dans ce mémoire nous intéresserons seulement à la stratégie MLI interséctive.

L'étude de la modélisation de redresseur à MLI dans le model topologique et moyen sera présentée au chapitre suivant.

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

## Introduction

Les redresseurs à MLI sont des convertisseurs exploitant leurs réversibilités en courant dans le deuxième mode de fonctionnement grâce à la commande MLI, ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur les réseaux alternatifs et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Nous distinguons deux structures de redresseur à MLI :

- Redresseur à MLI de courant
- Redresseur à MLI de tension

Dans cette étude nous nous intéresserons à la modalisation et la simulation du redresseur MLI de tension dans le repère abc, en expliquant les deux modèles, topologique et moyen puis la simulation de ce dernier.

### II.1 : Redresseur à MLI de tension

Le redresseur à MLI de tension est basé sur une structure d'onduleur de tension représenté sur la figure (II.1). Chaque interrupteur est constitué d'un IGBT (composant commandé à l'amorçage et le blocage) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est unidirectionnel en tension et bidirectionnel en courant. Ainsi ce convertisseur de part sa structure, est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé est éventuellement en phase avec la tension du réseau correspondante. Ce redresseur à MLI permet d'atteindre d'un facteur de puissance très proche de l'unité et régler via la commande la direction de flux de l'énergie réactive absorbée ou fournie [11].

Dans le modèle on considère que tous les éléments sont linéaires et invariants dans le temps. L'interrupteur  $K_i$  est indiqué par une fonction de commutation  $C_i$ . L'interrupteur  $K_i$  est fermé indique  $C_i=1$ , inversement  $C_i=0$  correspond à l'interrupteur  $K_i$  ouvert. Notons par ailleurs que les interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

Pour déduire le modèle dynamique du système, l'étude du convertisseur est divisée en trois parties : le côté alternatif, la partie discontinue composée par les interrupteurs et le côté continu. Dans ce contexte, la fonction des interrupteurs est d'établir un lien entre le côté alternatif et le côté continu.

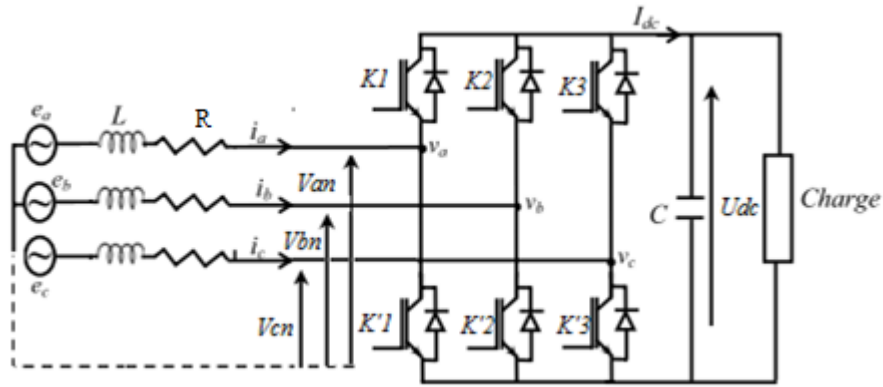


Figure II.1: structure du redresseur triphasé à MLI [12]

II.2 : Hypothèses de modélisation [12].

Pour simplifier les modèles et ainsi pouvoir tenir la contrainte Matlab, certaines hypothèses simplificatrices ont donc été réalisées :

- ❖ Les interrupteurs sont idéalisés et considérés comme parfaits (résistance de valeur nulle à l'état passant, infinie à l'ouverture et commutation instantanée)

A l'état bloqué (OFF), l'interrupteur est représenté par un circuit ouvert et à l'état passant (ON) par un court-circuit



Etat OFF (ouvert)



Etat ON (fermé)

Figure II.2 : Interrupteur parfait

- ❖ Les sources sont considérés comme parfaites et indépendantes des autres contraintes électrique. Par exemple : une source de tension sera indépendante du courant et de la fréquence.
- ❖ Les éléments passifs sont considérés comme linéaires et invariant dans le temps : les valeurs les caractérisant (résistance, inductance capacité...) ne changent pas dans le temps, ils ne dépendent pas des autres contraintes électriques et ne peuvent pas se saturer.

**II.3 : Modélisation du redresseur MLI dans le repère abc****II.3.1 : Modèle topologique [12]**

Si un modèle de convertisseur traduit dans son comportement les phénomènes liés à la commutation des interrupteurs, on le qualifie de modèle topologique.

La démarche pour l'établissement d'un modèle topologique est la suivante

- Choix des variables d'état qui sont usuellement les courants dans les inductances et les tensions dans les condensateurs ou leur combinaison linéaire.
- Ecriture des équations différentielles régissant le système en fonction de l'état de l'interrupteur : en général en utilisant les lois des mailles et des nœuds pour les dérivées des variables, respectivement de type courant et de type tension.
- Mise sous forme d'un système d'équations différentielles à l'entrée discontinue en faisant apparaître les fonctions de commutation qui reflètent l'état des interrupteurs.

Toutefois, le modèle topologique est, un modèle à entrées discontinue, ce qui donne des dérivées de variables d'état discontinu. Cette discontinuité peut entraîner des oscillations si une mauvaise méthode d'intégration est utilisée. De plus, le temps de simulation doit être assez petit pour bien prendre en compte les commutations.

Par ailleurs, l'utilisation d'algorithmes de détection des commutations peut s'avérer assez coûteux en temps de calcul. Le gain en calcul réalisé sur le modèle peut alors être perdu par l'utilisation de ces algorithmes.

IL faut aussi échantillonner les signaux de commande, ce qui peut être problématique compte tenu des temps de simulation temps-réel et du contenu harmonique des signaux de commande.

Pour les applications où les commutations sont trop fréquentes par rapport au temps de simulation, ou pour les applications où le temps limite (stop time) est élevé, le modèle topologique n'est pas approprié. On fait appel dans ce cas au modèle moyen.

**II.3.1.1 : Modélisation dans le repère abc coté alternatif [15]**

Dans l'hypothèse d'avoir un système équilibré, les tensions du réseau sont exprimées comme suit :

$$\begin{aligned} e_a &= E_M \sin(\omega t) \\ e_b &= E_M \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c &= E_M \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (\text{II.1})$$

Avec :  $E_M$  et  $\omega$  sont respectivement, l'amplitude maximale de la tension simple et la pulsation du réseau. Les interrupteurs  $K_1$  et  $K'_1$ ,  $K_2$  et  $K'_2$ ,  $K_3$  et  $K'_3$  sont complémentaires deux à deux et commandés d'une manière décalée pour éviter les courts-circuits dans les trois bras.

➤ L'hypothèse d'un système équilibré implique.

$$\begin{aligned} \sum_{i=a}^c e_i &= 0 \\ L_a &= L_b = L_c = L \\ R_a &= R_b = R_c = R \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Avec  $L$  et  $R$  sont respectivement, l'inductance et la résistance du filtre à l'entrée du redresseur.  $a, b, c$  les indices des phases.

➤ On applique la loi de kirchhoff coté alternatif, on obtient :

$$\begin{aligned} e_a &= L \frac{di_a}{dt} + Ri_a + v_{an} \\ e_b &= L \frac{di_b}{dt} + Ri_b + v_{bn} \\ e_c &= L \frac{di_c}{dt} + Ri_c + v_{cn} \end{aligned} \quad (\text{II.3})$$

Ou  $v_{an}$ ,  $v_{bn}$  et  $v_{cn}$  sont les tensions par rapport au neutre de la source.

La forme matricielle :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.4})$$

➤ Egalement, les tensions composées sont définies comme suit

$$U_{ab} = v_{an} - v_{bn}$$

$$U_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \quad (\text{II.5})$$

$$U_{ca} = v_{cn} - v_{an}$$

➤ Pour des tensions composées aux tensions simples, étant donné que la somme instantanée des courant  $i_a + i_b + i_c$  est nulle (les point neutre  $n$  et  $n_0$  sont pas reliés) et que le réseau est équilibré, sinusoïdal, implique la somme des f.e.m  $e_a + e_b + e_c$  nulle.

Alors

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0 \quad (\text{II.6})$$

Ce qui implique

$$v_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca})$$

$$v_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \quad (\text{II.7})$$

$$v_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc})$$

Sous la forme matricielle

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

Le redresseur est dans notre application commandé par les fonctions de commutations ( $C_1, C_2, C_3$ ) comprise entre +1 et 0. Si un interrupteur du bras est bloqué  $C_i = 1$  avec  $i=1,2$  ou 3). De plus lorsque  $C_i = 1$ , alors son complément  $\overline{C}_i = 0$ , pour ne pas court-circuiter un bras de redresseur.

$$C_i \begin{cases} +1: ki \text{ fermé} \\ 0: ki \text{ ouvert} \end{cases}$$

Pour  $K=1, 2,3$

L'état ouvert ou fermé des interrupteurs permet de passer directement des courants d'entrée  $i_a, i_b, i_c$  en fonction des courants dans les interrupteurs  $i_{k1}, i_{k2}, i_{k3}$  ou courant à la sortie du redresseur  $I_{dc}$

Avec

$$\begin{aligned} i_{k1} &= i_a \cdot C_1 \\ i_{k2} &= i_b \cdot C_2 \\ i_{k3} &= i_c \cdot C_3 \end{aligned} \tag{II.9}$$

On déduit le courant à la sortie du redresseur est par :

$$I_{dc} = i_{k1} + i_{k2} + i_{k3} \tag{II.10}$$

On donne ci-dessous la méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs :

$C_1=1, C_2 = 0$  et  $C_3 = 0$ . On déduit facilement de la figure que

$$U_{ab} = U_{dc}, U_{ac} = U_{dc}, i_{k1} = i_a, i_{k2} = 0, i_{k3} = 0, i_{dc} = i_a$$

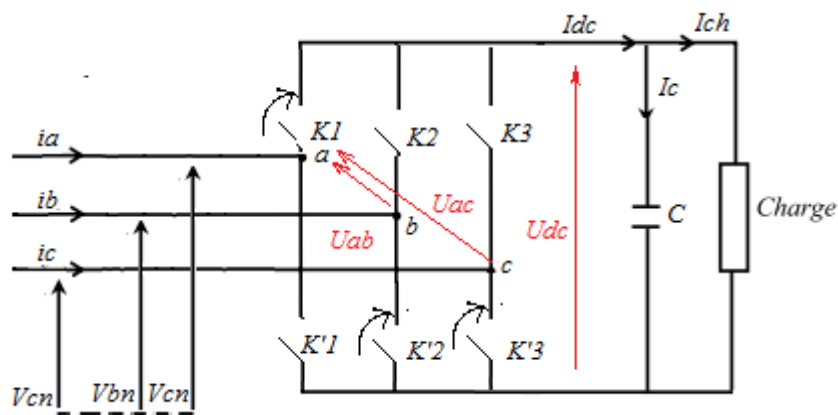


Figure I.3 : Méthode de détermination des tensions en fonction de l'état des interrupteurs [15]

Pour les huit configurations, état fermé (1) ou ouvert (2), des trois interrupteurs  $K_1, K_2$  et  $K_3$ , les trois tensions composées, les tensions simples, les trois courant dans les interrupteurs et le courant à la sortie du redresseur sont résumés par le tableau suivant :

Etat de fonctions de commutation			Tension composées			Tension simples triphasées			Les courants dans les interrupteurs			Le courant de sortie du redresseur
$K_1$	$K_2$	$K_3$	$U_{ab}$	$U_{bc}$	$U_{ca}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$i_{k1}$	$i_{k2}$	$i_{k3}$	$I_{dc}$
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	0	$U_{dc}$	0	$U_{dc}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$i_a$	0	0	$i_a$
0	1	0	0	$U_{dc}$	$U_{dc}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	$i_a$	$i_b$	0	$-i_c$
1	1	0	$-U_{dc}$	$U_{dc}$	0	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	0	$i_b$	0	$i_b$
0	0	1	$-U_{dc}$	0	$-U_{dc}$	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	0	$i_b$	$i_c$	$-i_a$
1	0	1	0	$-U_{dc}$	$-U_{dc}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{-U_{dc}}{3}$	$\frac{2U_{dc}}{3}$	0	0	$i_c$	$i_c$
0	1	1	$U_{dc}$	$-U_{dc}$	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{-2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$i_a$	0	$i_c$	$-i_b$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	$i_a$	$i_b$	$i_c$	0

**Tableau II.1 : Etats des interrupteurs et les tension/courant correspondant**

- ❖ On cherche alors une expression reliant la tension  $U_{dc}$  à la tension  $v_{an}, v_{bn}, v_{cn}$  qui soit une fonction de l'état des interrupteurs. On commence d'abord par trouver l'expression des tensions composées en fonction de l'état des interrupteurs. Pour la tension  $U_{ab}$  par exemple on gardant le tableau précédent, on trouve :

$$U_{ab} = U_{dc} \text{ si } C_1=1, C_2 = 0$$

$$U_{ab} = -U_{dc} \text{ si } C_1=0, C_2 = 1$$

$U_{ab} = 0$  si  $K_1$  et  $K_2$  ont les même états. On fonction de  $C_1$  et  $C_2$ , la tension  $U_{ab}$  peut être donnée par :

$$U_{ab} = U_{dc}(C_1 - C_2) ;$$

On généralisant pour les deux autres tensions, on trouve :

$$U_{ab} = U_{dc}(C_1 - C_2)$$

$$U_{bc} = U_{dc}(C_2 - C_3)$$

$$U_{ca} = U_{dc}(C_3 - C_1)$$

Ces équations peuvent être exprimées sous la forme matricielle comme suit

$$\begin{bmatrix} U_{ab} \\ U_{bc} \\ U_{ca} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} -1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

Sachant que les tensions simples, en fonction des tensions composées, sont donnée par :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3} (U_{ab} - U_{ca}) \\ v_{bn} = \frac{1}{3} (U_{bc} - U_{ab}) \\ v_{cn} = \frac{1}{3} (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

On peut alors déduire les tensions simples en fonction de l'état des interrupteurs :

$$\begin{cases} v_{an} = f_a \cdot U_{dc} \\ v_{bn} = f_b \cdot U_{dc} \\ v_{cn} = f_c \cdot U_{dc} \end{cases} \quad \text{Avec :} \quad \begin{cases} f_a = \frac{2C_1 - (C_2 + C_3)}{3} \\ f_b = \frac{2C_2 - (C_1 + C_3)}{3} \\ f_c = \frac{2C_3 - (C_2 + C_1)}{3} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

On remplace l'équation

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ 1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Ou encore

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

### II.3.1.2 : Modélisation dans le repère abc coté continu

Pour compléter le modèle du redresseur dans le repère triphasé abc on écrit le courant de bus continu comme suit :

$$i_{dc} = i_c + I_{ch} \quad (\text{II.17})$$

$$i_{dc} = C \frac{dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}}{R_{ch}} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$i_c$  : Le courant dans la capacité (c).

$i_{ch}$  : Le courant dans la résistance de charge ( $R_{ch}$ ).

De l'équation (II.18), on obtient

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_{dc} - I_{ch} \quad (\text{II.19})$$

Du tableau (II.1) on déduit que

$$i_{dc} = i_a \cdot C_1 + i_b \cdot C_2 + i_c \cdot C_3 \quad (\text{II.20})$$

En remplace l'équation (II.20) dans (II.19) et on aboutit à :

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_a \cdot C_1 + i_b \cdot C_2 + i_c \cdot C_3 - I_{ch} \quad (\text{II.21})$$

### II.3.2 : Modèle moyen du redresseur dans le repère abc [13]

Dans beaucoup d'usage, nous avons intérêt à transformer le système original en un système continu qui macroscopique au mieux les comportements dynamique et statique du circuit. A cet effet, le comportement moyen est tout à fait adapté.

Le modèle moyen permet de répondre à trois exigences essentielles :

- Une simplicité de mise en œuvre et d'utilisation.
- Une précision suffisante dans son domaine de validité.

- La possibilité d'utilisation en boucle fermée : possibilité éventuelle de passer en fonction de transfert.

Il offre également le meilleur compromis coût de simulation-précision : en effet l'absence d'éléments représentant les commutations, assure des pas de temps nettement plus grand en simulation.

Les fonctions de commutation du redresseur sont des signaux MLI. Si la fréquence de découpage de la MLI est assez importante devant la fréquence des fondamentaux des modulantes, alors les moyennes glissantes des fonctions de commutation peuvent être considérées comme égales aux modulantes des signaux MLI. Plus la fréquence de découpage est importante et plus la moyenne glissante de la MLI est alors proche de la moyenne glissante de la modulante ; souvent l'hypothèse est faite que la moyenne glissante des fonctions de commutation est égale à la modulation. Ainsi, les modèles moyens peuvent être directement commandés par modulation.

Pour le convertisseur à MLI, en supposant que la dynamique de la tension  $U_{dc}$  du bus continu est faible par rapport aux fonctions de commutation, et si la tension  $U_{dc}$  est supposée constante sur une période de découpage, alors les tensions simples moyennes  $\langle v_{an} \rangle$ ,  $\langle v_{bn} \rangle$ ,  $\langle v_{cn} \rangle$  s'écrivent en fonction de l'état des moyens des interrupteurs  $\langle C_1 \rangle$ ,  $\langle C_2 \rangle$ ,  $\langle C_3 \rangle$  comme suit [14] :

$$\begin{bmatrix} \langle v_{an} \rangle \\ \langle v_{bn} \rangle \\ \langle v_{cn} \rangle \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \langle C_1 \rangle \\ \langle C_2 \rangle \\ \langle C_3 \rangle \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Si on considère que la fréquence de découpage est importante devant celle des trois modulantes  $\beta_1(t)$ ,  $\beta_2(t)$ ,  $\beta_3(t)$  alors la moyenne des états des interrupteurs sur une période de la MLI peut être donnée par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \langle C_1 \rangle = \frac{1 + \beta_1(t)}{2} \\ \langle C_2 \rangle = \frac{1 + \beta_2(t)}{2} \\ \langle C_3 \rangle = \frac{1 + \beta_3(t)}{2} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Avec comme modulante de référence :

$$\begin{aligned} \beta_1(t) &= r \sin(\omega(t) + \varphi) \\ \beta_2(t) &= r \sin(\omega(t) + \varphi - \frac{2\pi}{3}) \\ \beta_3(t) &= r \sin(\omega(t) + \varphi + \frac{2\pi}{3}) \end{aligned} \quad (\text{II.24})$$

Les équations écrites précédemment dans le repère (abc) soit pour les grandeurs continues ou alternatives peuvent être traduites par le diagramme de la Figure II.4.

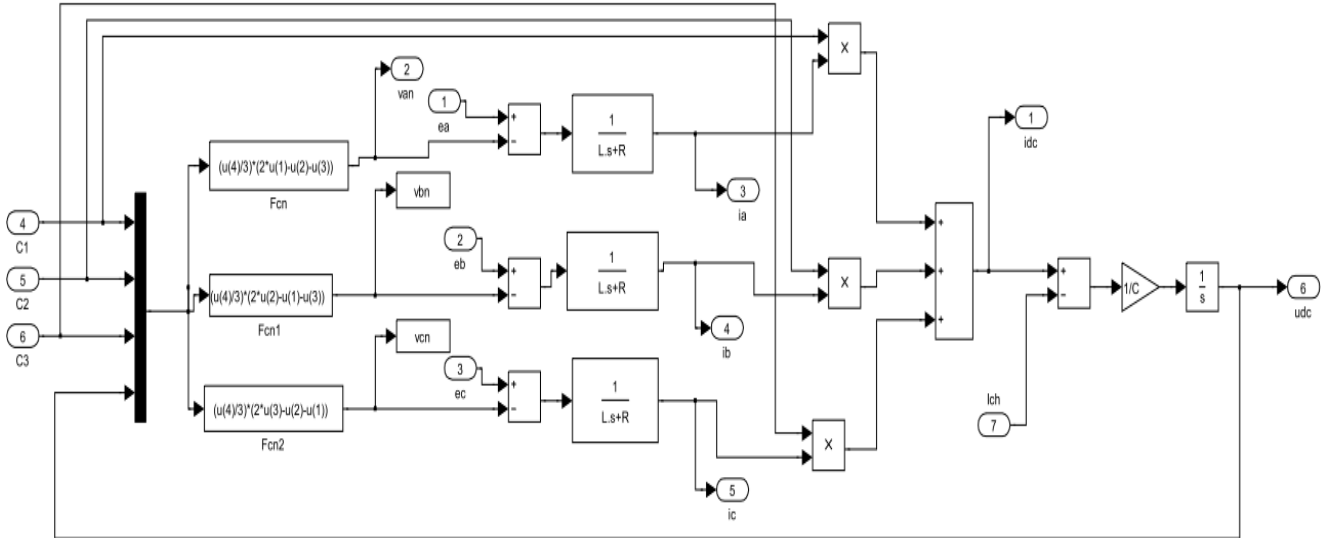


Figure II.4 : schéma MATLAB Simulink du redresseur MLI dans le repère abc

II.4 : Simulation du redresseur MLI

La simulation numérique présente des avantages déterminants tels que :

- Une bonne représentation des éléments et phénomènes électriques de par l'utilisation de modèles pouvant être adapté facilement aux études réalisées.
- Une préparation plus rapide et plus aisée aux tests, car les caractéristiques des composants ainsi que les paramètres de simulation peuvent être modifiés par programmation.
- La sécurité des personnes et du matériel, car les machines tournantes peuvent être modalisées, les tensions et courant peuvent être paramétrés à des valeurs faibles pour ne pas causer des risques aux utilisateurs.
- La possibilité de lire et de simuler des fichiers de mesures réalisés à partir d'un équipement réel.

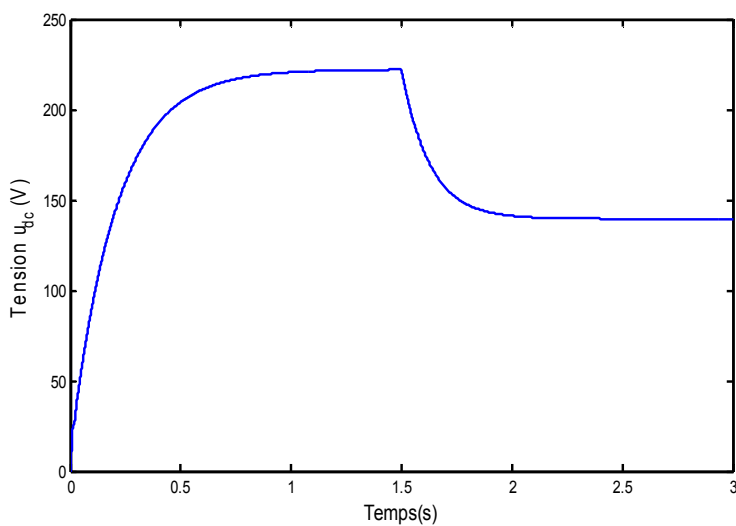
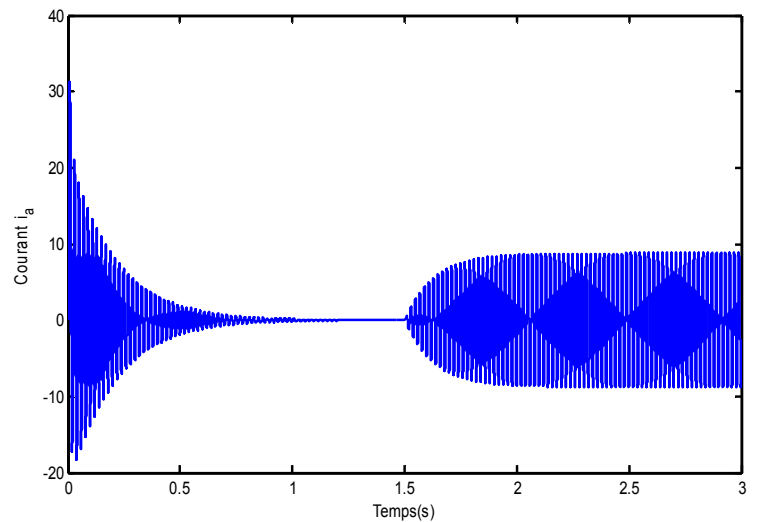
## II.4.1 : Paramètre de simulation

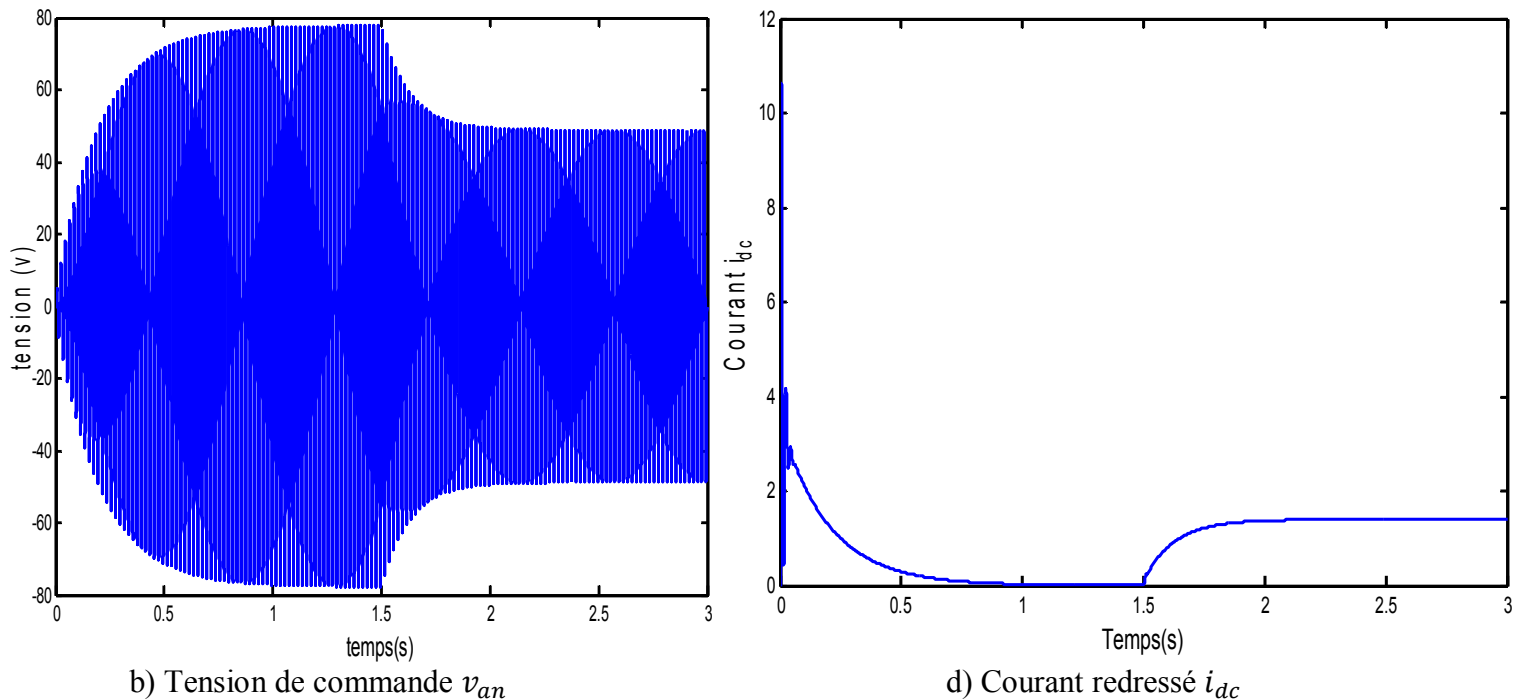
Le tableau suivant montre les paramètres de simulation du redresseur à MLI dans le repère abc

Paramètres	Valeur	Unité	Identification
EM	$55\sqrt{2}$	V	Amplitude maximal de la tension du réseau
F	50	Hz	Fréquence du réseau
R	1	$\Omega$	Resistance de filtre
L	0.01	H	Inductance de filtre
C	0.0033	F	Capacité de bus continu
fp	5000	Hz	Fréquence de la MLI
R	0.7		Coefficient de réglage
Rch	100	$\Omega$	Resistance de charge
$\Phi$	0		Ongle de déphasage

Tableau II.2 Paramètres de simulation

## II.4.2 : les résultats de simulation

a) Tension de bus continue  $U_{dc}$ b) Courant de phase  $i_a$



**Figure II.6 :** allure des grandeurs courant/tension à l'entrée et la sortie du redresseur à MLI dans le cas du modèle moyen dans le repère abc

### II.4.3 : Interprétation des résultats

On montre à la figure (II.6) les résultats de simulation numérique du modèle moyen du redresseur à MLI dans le repère abc ; dont on a effectué une simulation sous les conditions suivantes :

- Période d'échantillonnage ;  $T_e=10^{-4}$ s
- Méthode de résolution numérique : Rung-Kutta d'ordre 4

Le condensateur initialement déchargé. La figure (II.6.a) montre la tension  $U_{dc}$ ; nous voyons que la tension augmente selon une équation du premier ordre, de 0 jusqu'à une valeur constante  $U_{dc} = 222V$ . A l'instant  $t=1.5s$ , on remarque une chute de tension due à la charge appliqué à cet instant.

Dans la figure (II.6.c) on remarque que les courants du réseau sont sous la forme sinusoïdale, ils sont important au début puis ils tendent vers les valeurs correspondant à la charge du condensateur. La figure(II.6.d) montre que le courant du bus continu est constant, ils sont important au début puis ils tendent vers zéro une fois la capacité est chargée.

**II.5 : Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons tous d'abord présenté des notions sur les redresseurs triphasés à MLI de tension. Après avoir étudié la modélisation de ce redresseur dans le repère abc, on a constaté que la commande en boucle ouvert n'est pas adaptée dans ce type de commande, pour ce la dans le troisième chapitre en présente la commande du redresseur.

**Chapitre III :**  
**Commande direct de**  
**puissance du**  
**redresseur à MLI**

## Introduction

Les travaux de recherche concernant les redresseurs à MLI ont connu une croissance rapide au cours de ces dernières années [8]. Ces nouveaux convertisseurs AC/DC sont devenus un domaine de recherche attractif et de grand intérêt, pour leurs applications industrielles et domestiques diverses et des avantages qu'ils offrent, à savoir : la possibilité de régénération de l'énergie, le contrôle de la tension du bus continu sur une large gamme, l'absorption de courants sinusoïdaux, et la possibilité de fonctionnement avec un facteur de puissance proche de l'unité. De nombreuses stratégies de commande ont été proposées récemment dans la littérature pour ce type de convertisseur [8]. Elles peuvent être classées, en fonction de la nature de la boucle de régulation utilisée, en deux catégories:

- **Voltage-Oriented Control VOC** : similaire à la commande vectorielle des machines électriques. Il consiste à orienter le vecteur des courants absorbés par le redresseur à MLI dans la même direction que celle du vecteur des tensions du réseau, par le biais de deux boucles de régulation de courant dans le repère synchrone d-q.

- **Contrôle direct de puissance (Direct Power Control) DPC** : développé par analogie avec le contrôle direct de couple (DTC) des machines électriques. Il s'articule autour de deux boucles de contrôle direct des puissances instantanées actives et réactive. Deux configurations du DPC ont été proposées pour la génération des ordres de commande des interrupteurs commandés constituant le redresseur. La première est basée sur la sélection directe de la séquence de commutation par le biais d'une table de commutation prédéfinie. La deuxième utilise un bloc de modulation de largeur d'impulsion [8].

Ce chapitre est consacré au contrôle direct de puissance du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation prédéfinie, le DPC utilisant la table de commutation classique proposée dans [8].

### III.1 : Commande direct de puissance du redresseur

Le principe du contrôle direct des convertisseurs d'électroniques de puissance à MLI a été proposé pour la première fois en 1986 par [16] et il a été développé plus tard dans plusieurs applications. Le but du contrôle direct de ces systèmes était d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles de régulations internes des variables contrôlées, en les remplaçant par une table de commutation prédéfinie, dont

les entrées sont les erreurs de suivi de référence des grandeurs contrôlées et la sortie est le vecteur de commande.

La première application développée dans cet axe était le contrôle des machines électriques à vitesse variable alimentées par un onduleur à MLI triphasé. La structure de contrôle était connue sous le nom de contrôle direct de couple (DTC). Dans cette application, le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement sans aucun bloc de modulation.

La grande similitude entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à MLI triphasé connecté au réseau, a permis l'émergence d'une technique de contrôle analogue au DTC, appelée contrôle direct de puissance (DPC). La première configuration de ce type de contrôle a été proposée par [16], pour le contrôle direct des puissances instantanées actives et réactive du redresseur à MLI triphasé sans capteurs de tension du réseau. Ensuite, cette approche est développée et différentes configurations ont été proposées par [18]. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Les différentes configurations du DPC, définies dans La littérature, se subdivisent en deux catégories :

- **DPC utilisant le vecteur de tension (V-DPC)** : les références établissent des configurations du DPC basées sur la position du vecteur de tension dans le repère stationnaire  $\alpha$ - $\beta$ .

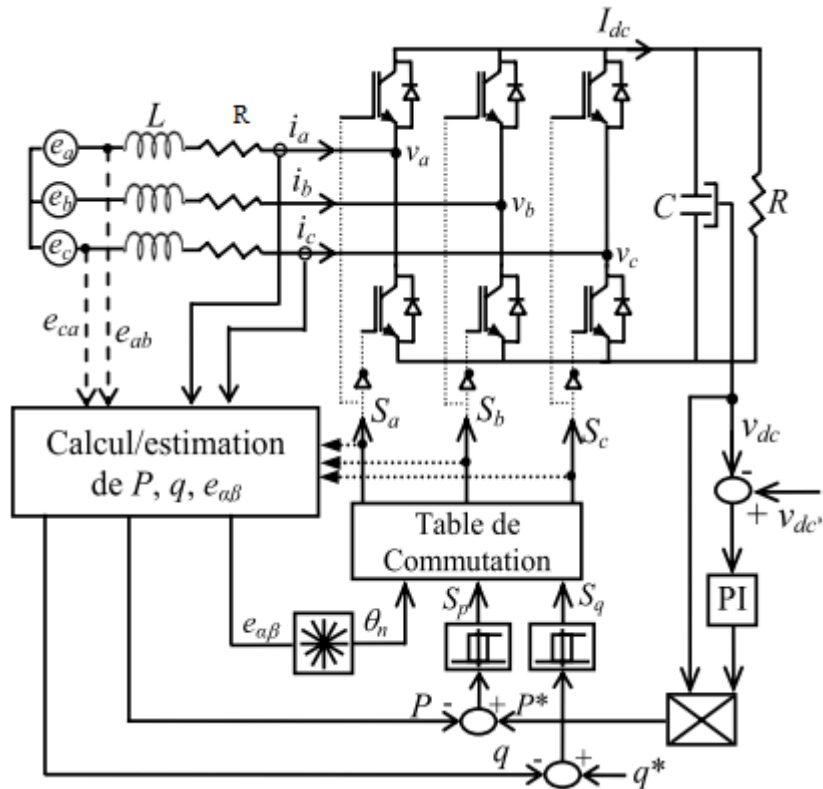
- **DPC utilisant le flux virtuel** : dans, les configurations détaillées sont basées sur le calcul d'un flux virtuel. Dans [17], les auteurs suggèrent d'associer le principe du

DPC avec une modulation de largeur d'impulsion vectorielle (SVM) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante sans l'utilisation d'une table de commutation.

D'autres structures du DPC basées sur des approches prédictives ont été récemment publiées [17]. Le principe du contrôle direct de puissance est également étendu à d'autres applications. Dans ce contexte, les références, exploitent le principe du DPC avec un onduleur de tension pour un système de filtrage actif, pour un moteur asynchrone à double alimentation et pour une interconnexion au réseau, respectivement.

### III.2 : Principe du DPC classique

La structure globale du DPC, utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont triphasé est illustrée sur la figure III.1 Elle est analogue à celle du contrôle direct de couple (DTC) des machines à induction [8].



**Figure III.1** : Configuration du DPC du redresseur à MLI triphasé avec table de commutation prédéfinie [8]

La DPC consiste à sélectionner un vecteur de commande d'après une table de commutation. Cette dernière est fondée sur l'erreur numérisées,  $S_p$  et  $S_q$  qui sont limitées par une bande d'hystérésis à deux niveaux, aussi bien que sur la position angulaire de la tension au point de raccordement de la charge au réseaux. Le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ) est divisé en douze secteurs pour déterminé le secteur de travail.

### III.2.1 Calcul des puissances

#### III.2.1.1 Calcul des puissances instantanées injectées

Basée sur la mesure des tensions et courants injectés, les puissances active et réactive instantanées peuvent être calculées par les expressions :

**Puissance active :**

$$P = i^t \cdot e = [i_a \quad i_b \quad i_c] \cdot \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = i_a \cdot e_a + i_b \cdot e_b + i_c \cdot e_c \quad (\text{III.1})$$

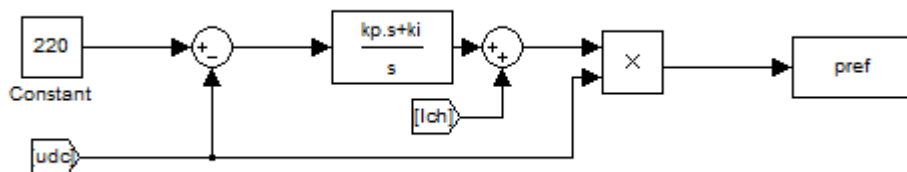
**Puissance réactive:**

$$Q = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot [(e_b - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c] \quad (\text{III.2})$$

Toutefois, le nombre des capteurs requis augmente le coût et réduit la fiabilité du système. Par conséquent, afin d'estimer correctement la puissance et en même temps de réduire le nombre de capteurs de tension, Noguchi propose l'utilisation d'un estimateur du vecteur tension [16].

#### III.2.1.2 Calcul des puissances instantanées de référence

Basée sur la mesure des tensions et courants de charge, la puissance active peut être calculée par l'expression :



**Figure III.2 :** Schéma de principe de génération des puissances de référence pour DPC classique.

Tandis que la puissance réactive de référence est toujours maintenue à zéro.

### III.2.2 Comparateurs à hystérésis

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

$$e_p = p_{ref} - p_{inj} \quad (III. 3)$$

$$e_q = q_{ref} - q_{inj} \quad (III. 4)$$

La sortie des régulateurs à hystérésis est donnée par les variables booléennes  $S_p$  et  $S_q$ , qui prennent l'état "1" pour une augmentation de la variable contrôlée ( $p$  ou  $q$ ) et l'état "0" pour une diminution [20], [22]:

$$\text{Si } p_{ref} - P \geq h_p \quad S_p = 1, \quad \text{Si } p_{ref} - P \leq -h_p \quad S_p = 0 \quad (III.5)$$

$$\text{Si } q_{ref} - q \geq h_q \quad S_q = 1, \quad \text{Si } q_{ref} - q \leq -h_q \quad S_q = 0 \quad (III.6)$$

Où :  $h_p$  et  $h_q$  désignent les bandes d'hystérésis

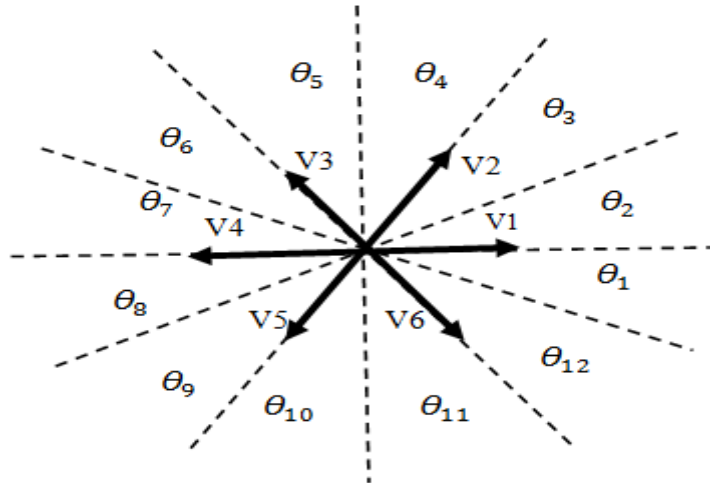
### III.2.3 Détection de secteur

Le calcul de la position angulaire du vecteur des tensions du réseau dans le plan stationnaire  $\alpha$ - $\beta$  nécessite la connaissance des composantes  $e_\alpha$  et  $e_\beta$ , qui peuvent être soit calculées à partir des mesures des tensions du réseau, soit être estimées à partir de l'estimation des puissances instantanées et des courants absorbés. Cette position est définie par la relation suivante:

$$\theta = \arctg\left(\frac{e_\beta}{e_\alpha}\right) \quad (III.7)$$

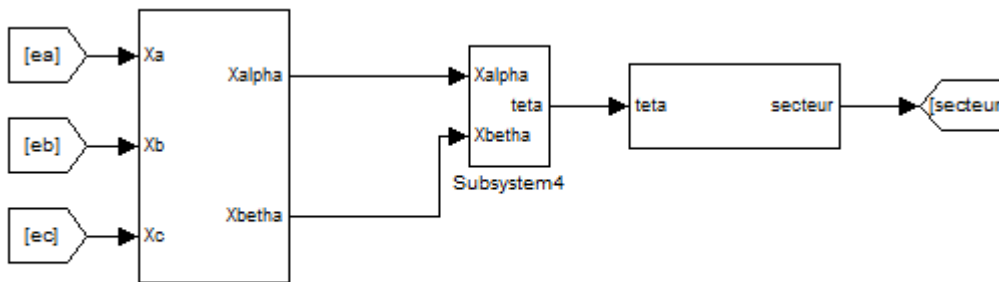
A son tour, le numéro du secteur où se trouve le vecteur des tensions est déterminé en comparant l'angle  $\theta$  avec les bornes de chacun des douze secteurs qui sont définies par la formule ci-dessous:

$$(n-2)\frac{\pi}{6} \leq \theta_n \leq (n-1)\frac{\pi}{6} \quad n=1,2,\dots,12. \quad (III.8)$$



**Figure III.3 :** Secteurs et vecteurs des tensions du redresseur

Le schéma de simulation sous matlab simulink est donné comme suit :



**Figure III.4 :** Schéma matlab simulink de détermination de secteur

### III.2.4 Table de commutation

Une fois les sorties booléennes des comparateurs à hystérésis établies, et suivant le numéro du secteur où se trouve le vecteur  $v_{s\alpha\beta}$ , le vecteur de la tension à appliquer est sélectionné à partir de la table de commutation. Les erreurs numérisées  $S_p$ ,  $S_q$  et le secteur de travail sont les entrées dans cette table, où les états de commutation  $S_a, S_b, S_c$  sont mémorisés [8].

L'état optimal de commutation du redresseur est choisi à chaque état de commutation selon la commutation des signaux numériques  $S_p, S_q$  et secteur c'est-à-dire, que le choix

s'effectue de sorte que l'erreur de la puissance active et réactive instantanée puisse être restreinte dans une bande désirée.

Sachant qu'un redresseur de tension à deux niveaux génère huit vecteurs de tension pour huit combinaisons différents. Chaque vecteur de tension est calculé en se basant sur une combinaison des interrupteurs respectifs et de la tension du bus continu. La sélection des vecteurs de tension de sortie du redresseur, pour construire la table de commutation, est basée sur des erreurs des puissances active et réactive et aussi sur la position du vecteur due à la tension au point PCC dans chaque secteur. Le vecteur de tension de sortie du filtre actif  $v_f$  est contrôlé de telle sorte que le filtre actif injecte un courant  $i_{inj}$  égale et en opposition de phase à celui absorbé par la charge polluante.

Ainsi, le courant fourni par la source, après compensation, devient sinusoïdal. Le meilleur suivi de  $v_f$  est obtenu quand deux des vecteurs de tension adjacents sont non nuls ( $v_k$ ,  $k = 1, 2, \dots, 6$ ) et un des vecteurs nul ( $v_0$  ou  $v_7$ ) est sélectionné. L'application du vecteur de tension approprié parmi les huit vecteurs de tension possibles du filtre conduira à la variation des puissances active et réactive à une direction spécifique. L'influence de chaque vecteur de tension sur la variation de la puissance instantanée est différente, ce qui induit des dynamiques de commande différentes. Supposons, à l'instant ( $t$ ), la tension au point de couplage  $v_s$  est située dans le secteur 1. La sélection des vecteurs tensions du redresseur, pour construire la table de commutation, est basée sur le signe des erreurs des puissances active et réactive dans chaque secteur. Ainsi le vecteur des tensions à appliquer à l'entrée du redresseur est sélectionné à partir de la table de commutation classique comme l'indique le tableau suivant:

Sp	Sq	$\theta_1$	$\theta_2$	$\theta_3$	$\theta_4$	$\theta_5$	$\theta_6$	$\theta_7$	$\theta_8$	$\theta_9$	$\theta_{10}$	$\theta_{11}$	$\theta_{12}$
1	0	$V_6$	$V_7$	$V_1$	$V_0$	$V_2$	$V_7$	$V_3$	$V_0$	$V_4$	$V_7$	$V_5$	$V_0$
	1	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$	$V_7$	$V_7$	$V_0$	$V_0$
0	0	$V_6$	$V_1$	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_6$
	1	$V_1$	$V_2$	$V_2$	$V_3$	$V_3$	$V_4$	$V_4$	$V_5$	$V_5$	$V_0$	$V_6$	$V_1$

$v_1$  (100),  $v_2$  (110),  $v_3$  (010),  $v_4$  (011),  $v_5$  (001),  $v_6$  (101),  $v_0$  (000),  $v_7$  (111).

**Tableau III.1:** Table de commutation classique [8].

**III.3 : Simulation du redresseur**

Après avoir effectué la commande du redresseur on a effectué des essais avec les différents paramètres de simulation

**III.3.1 : Paramètre de simulation**

Les paramètres de simulation du redresseur à MLI sont représentés dans le tableau suivant

Paramètre	Valeur	Unité	Identification
$E_M$	$55\sqrt{2}$	V	Amplitude maximal de la tension du réseau
F	50	Hz	Fréquence du réseau
R	1	$\Omega$	Resistance de filtre
L	0.01	H	Inductance de filtre
C	0.0033	F	Capacité de bus continu
Rch	100	$\Omega$	Resistance de charge
Ts	0.0001	s	Temps de d'échantillonnage
Pref	600	W	Puissance active de référence
Hp	20		Bande d'hystérésis
Hq	20		Bande d'hystérésis
Tr	0.1	s	Temps de repense

**Tableau III.2** Paramètres de simulation

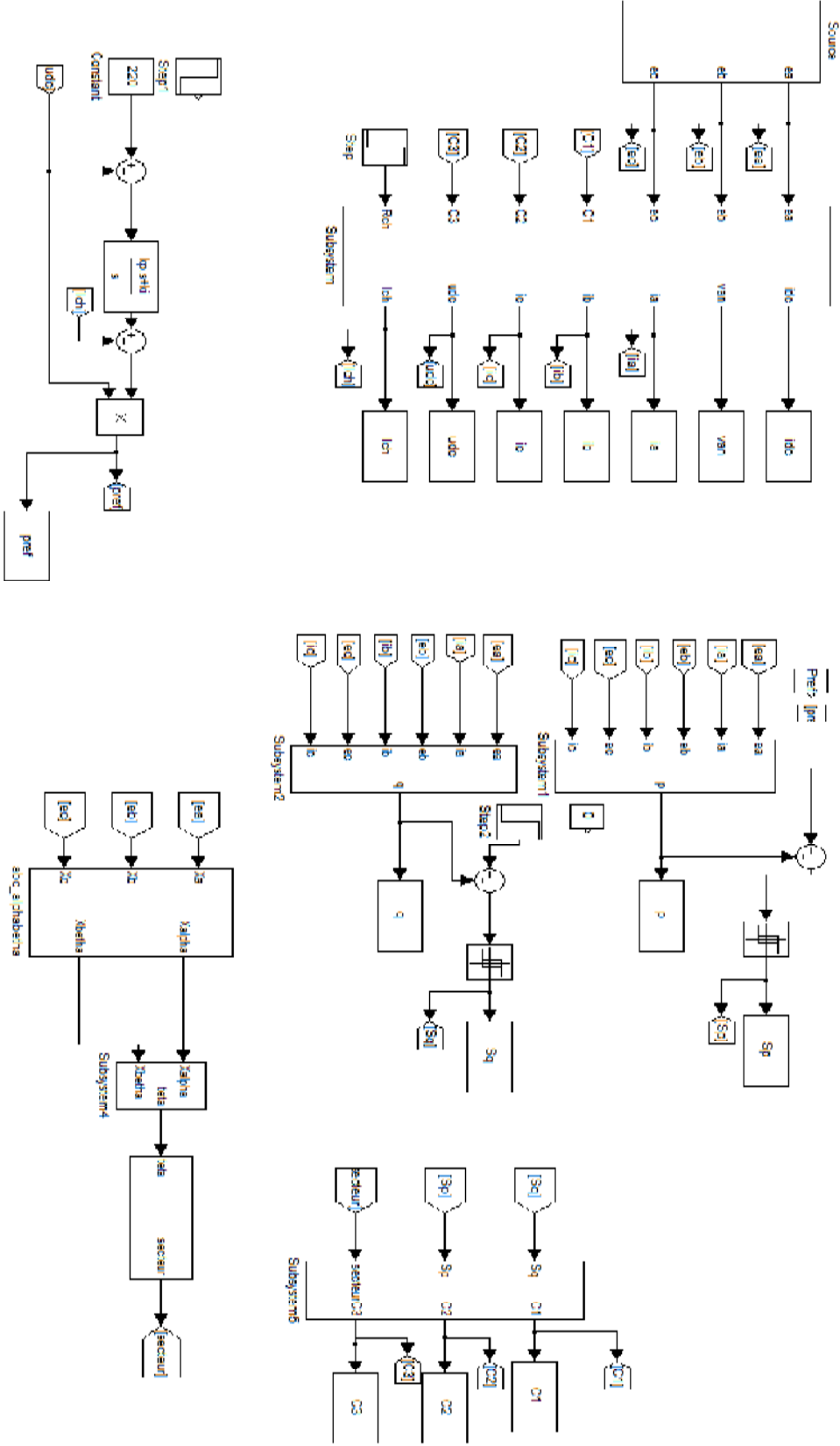


Figure III.5 Schéma globale de simulation du redresseur à MLI

### III.4 : Résultats de simulation

#### III.4.1 : Essai à vide :

Lors de l'essai à vide  $R_{ch}=\infty$

##### III.4.1.1 : Résultats de simulation

Le résultat de simulation de cet essai est comme suit :

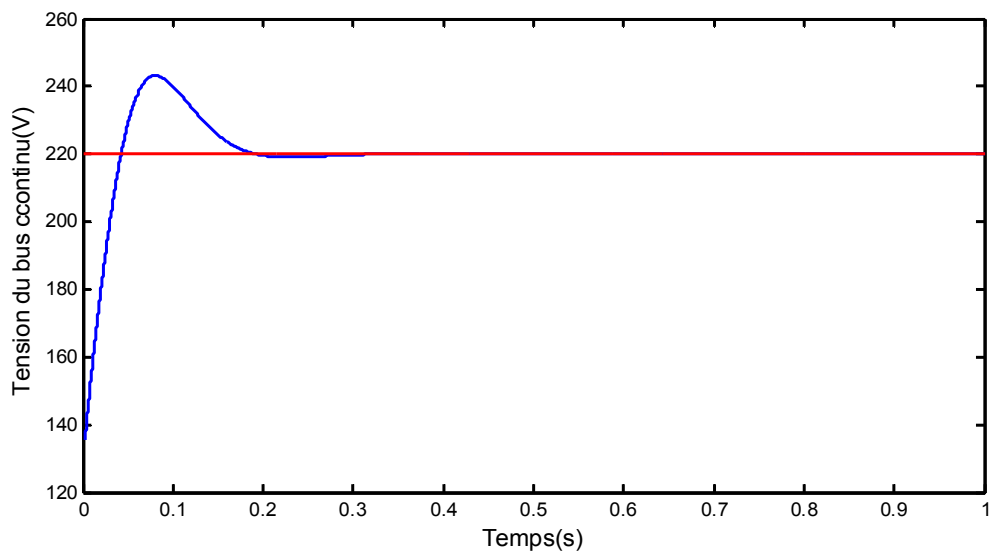


Figure III.4.1.a : Tension du bus continu

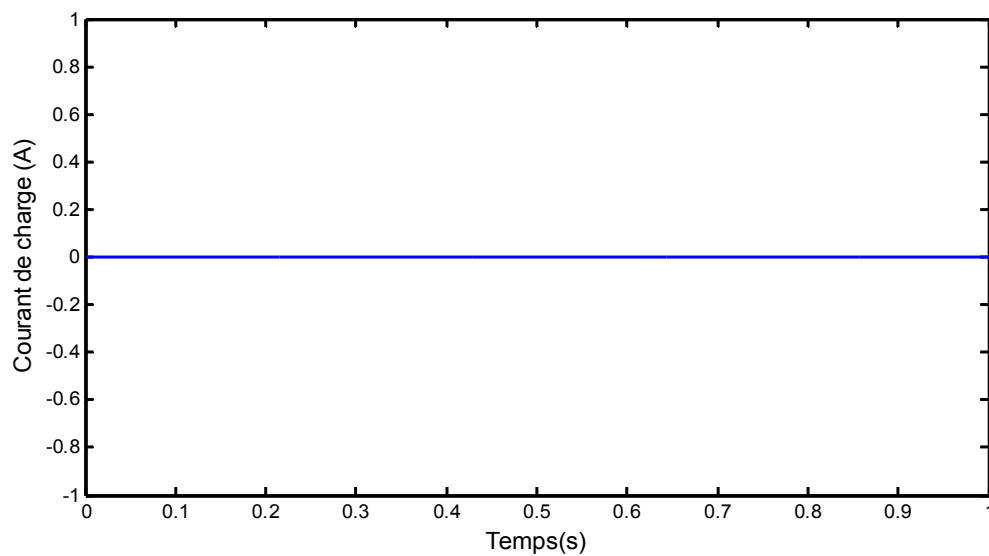


Figure III.4.1.b : Courant de charge

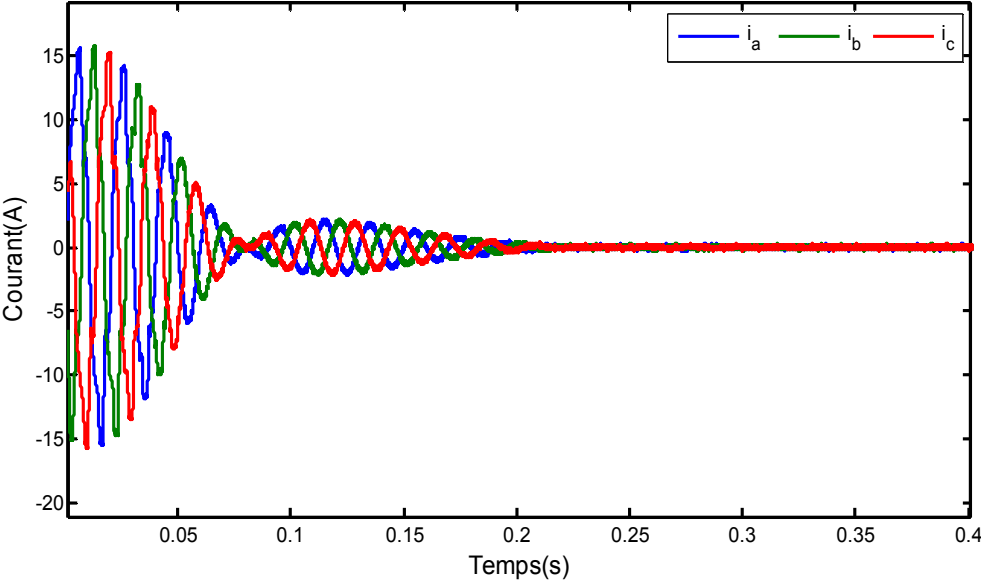


Figure III.4.1.c : Courants d'entrées

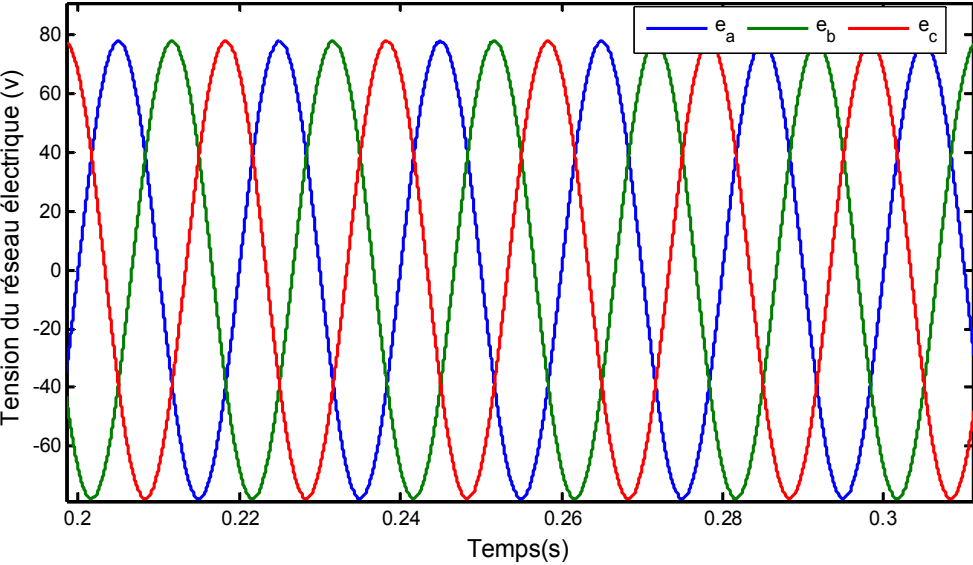
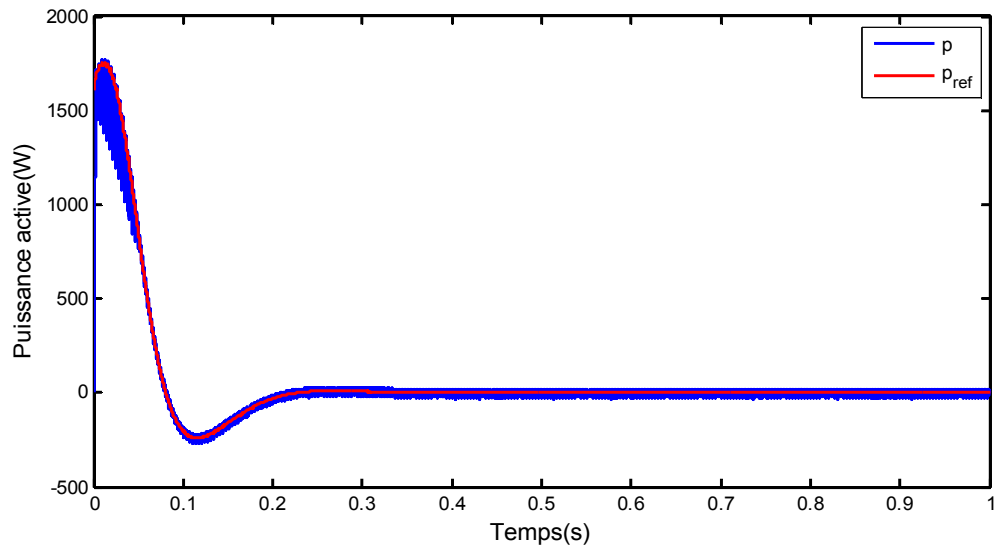
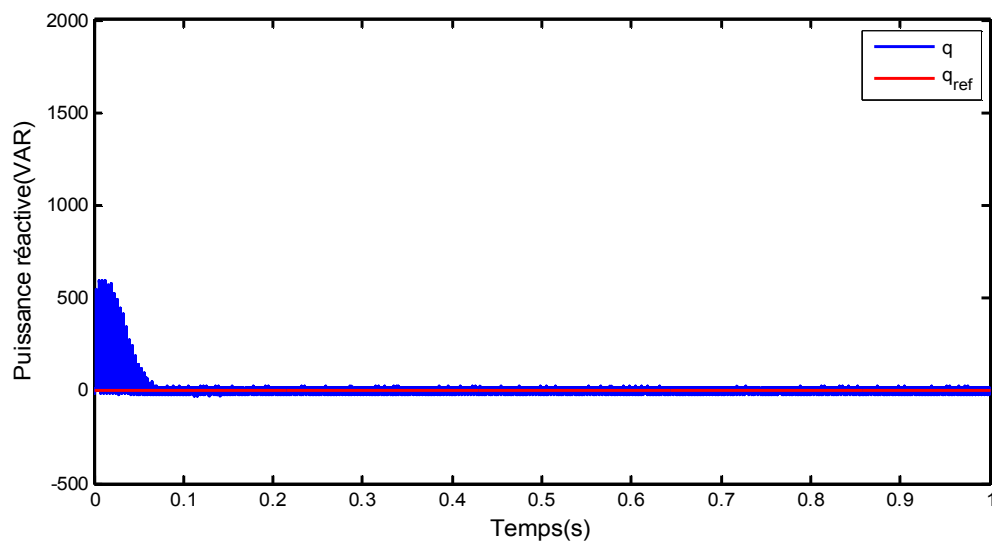


Figure III.4.1.d : Tension du réseau électrique



**Figure III.4.1.e : Puissance active**



**Figure III.4.1.f : Puissance réactive**

### III.4.1.2 : Interprétation des résultats

On constate sur la figure III.4.1.a la variation de la tension  $u_{dc}$  jusqu' à la charge totale de la capacité puis elle se stabilise a une valeur de 220V, et la figure III.4.1.b nous montre un courant nul due à  $R_{ch}=\infty$ .

On constate aussi sur la figure III.4.1.c que les courants d'entrées  $i_a$ ,  $i_b$  et  $i_c$  sont nul en régime permanant.

Sur la figure III.4.1.d on voit l'oscillation des tensions  $e_a$ ,  $e_b$  et  $e_c$  déphasé de  $\frac{2\pi}{3}$ .

On constate sur les figures III.4.1.e et III.4.1.f que les puissances active et réactive sont nulles.

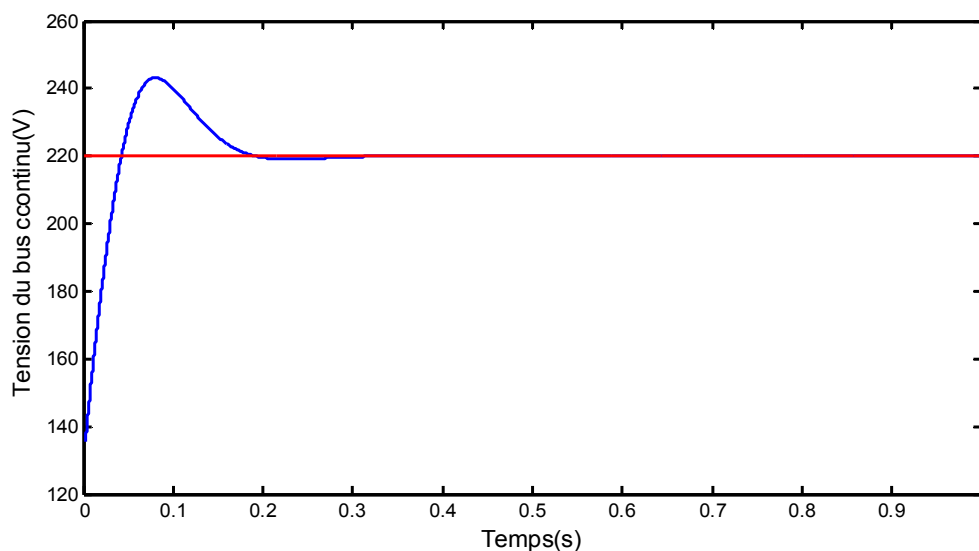
**Remarque :** les tensions d'entrées  $e_a$ ,  $e_b$  et  $e_c$  sont pareilles pour les essais à vide, en charge et dans l'essai de la variation de la puissance réactive.

### III.4.2 : Essai en charge :

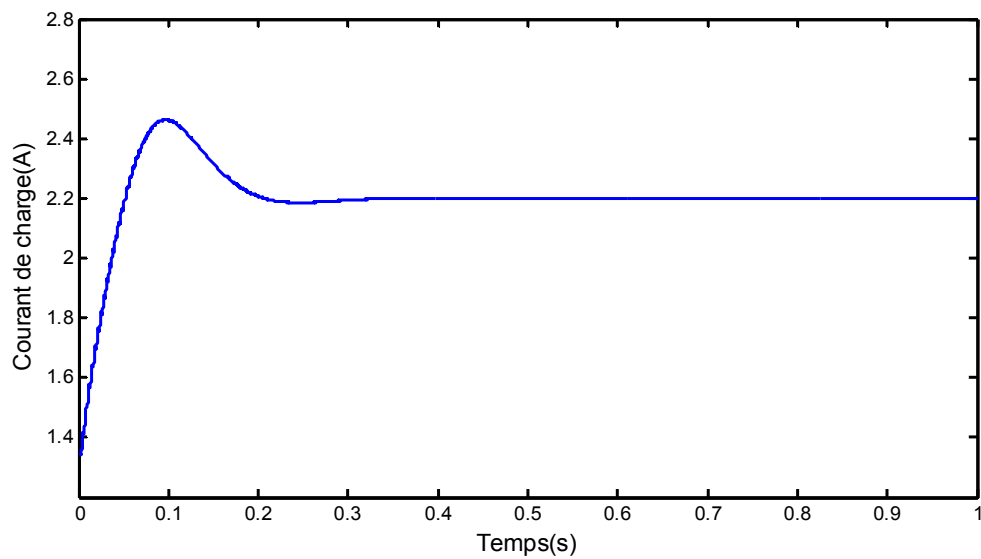
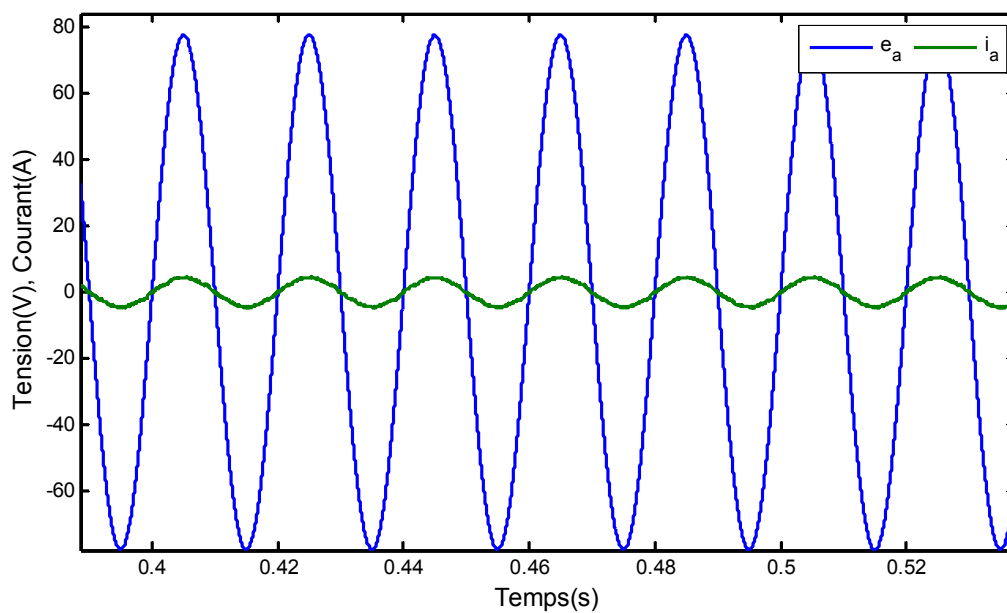
Lors de l'essai en charge  $R_{ch}=100\Omega$

#### III.4.2.1 : Résultats de simulation

Le résultat de simulation de cet essai est comme suit:



**Figure III.4.2.a :** Tension du bus continu

Figure III.4.2.b : Courant de charge  $i_c$ Figure III.4.2.c : Tension d'entrée  $e_a$  et courant d'entrée  $i_a$

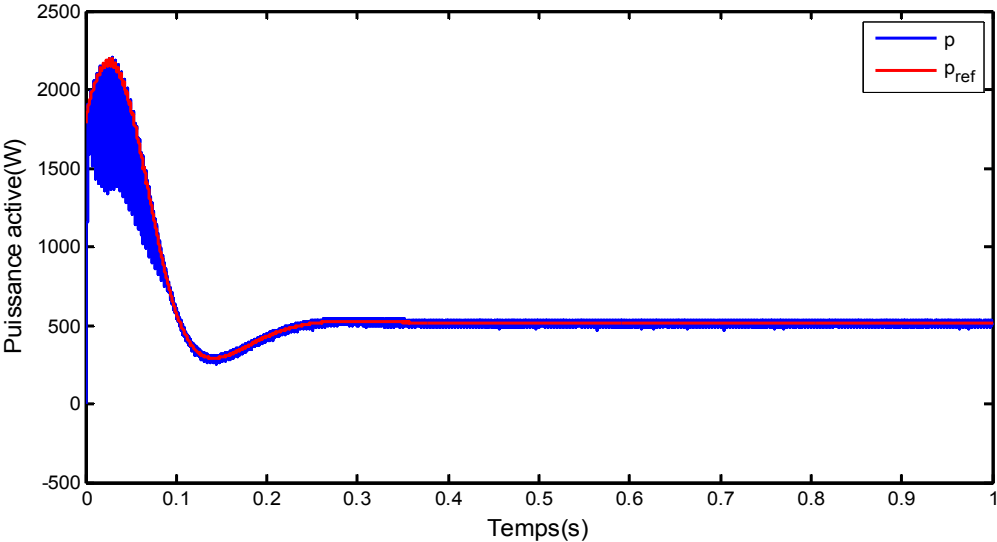


Figure III.4.2.d : Puissance active

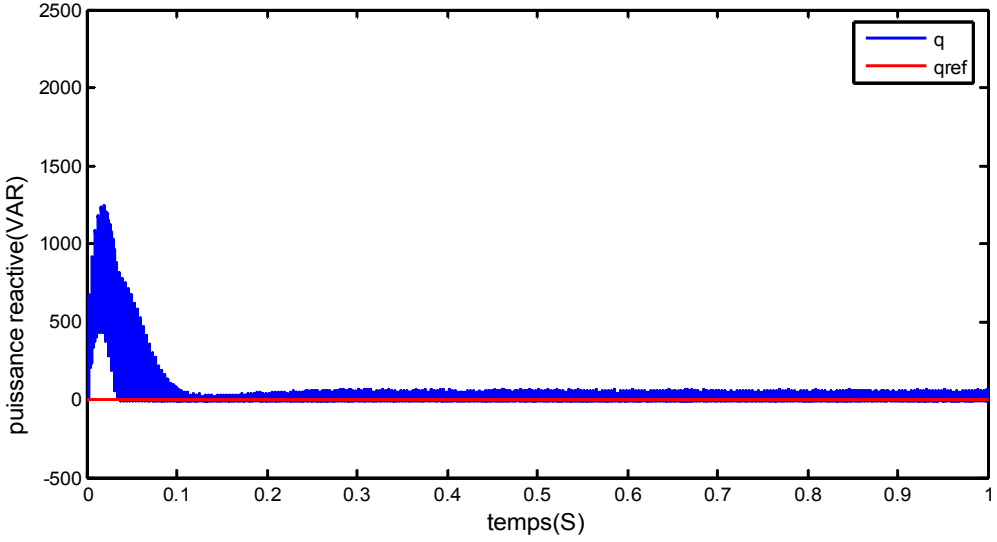


Figure III.4.2.e : Puissance réactive

### III.4.2.2 : Interprétation des résultats

On constate sur la figure III.4.2.a la variation de la tension  $u_{dc}$  jusqu' à la charge totale de la capacité puis elle se stabilise a une valeur de 220V, et la figure b) on voit la variation du courant de charge  $I_{dc}$ .

On constate sur les figures III.4.2.d et III.4.2.e que les puissances active P et réactive Q suivent la variation des puissances de référence active et réactive  $P_{ref}$  et  $Q_{ref}$  respectivement.

Sur la figure III.4.2.c on peut distingués que le courant d entrée  $i_a$  et la tension d entrée  $e_a$  sont en phase.

### III.4.3 : Essai variation de la puissance réactive de référence :

Lors de l'essai les paramètres de simulation restent inchangés sauf pour la puissance réactive, à  $t=0.5(s)$  il y a eu une variation de puissance réactive

- A  $t=0 \rightarrow q=0$  Var A  $t=0.5 \rightarrow q=400$ VAR

#### III.4.3.1 : Résultats de simulation

Le résultat de simulation de cet essai est comme suit :

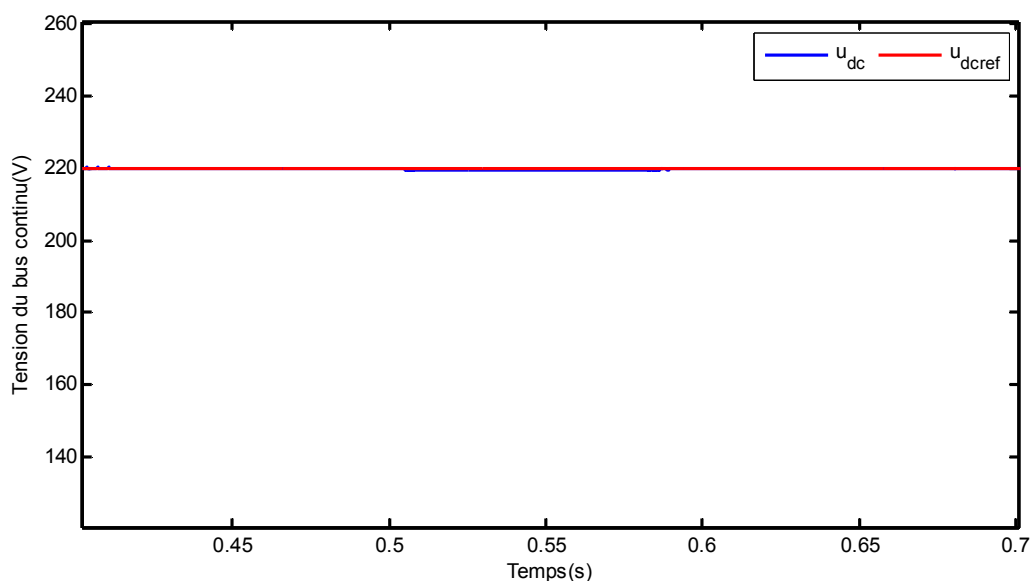


Figure III.4.3.a : Zoom de la tension du bus continu  $u_{dc}$

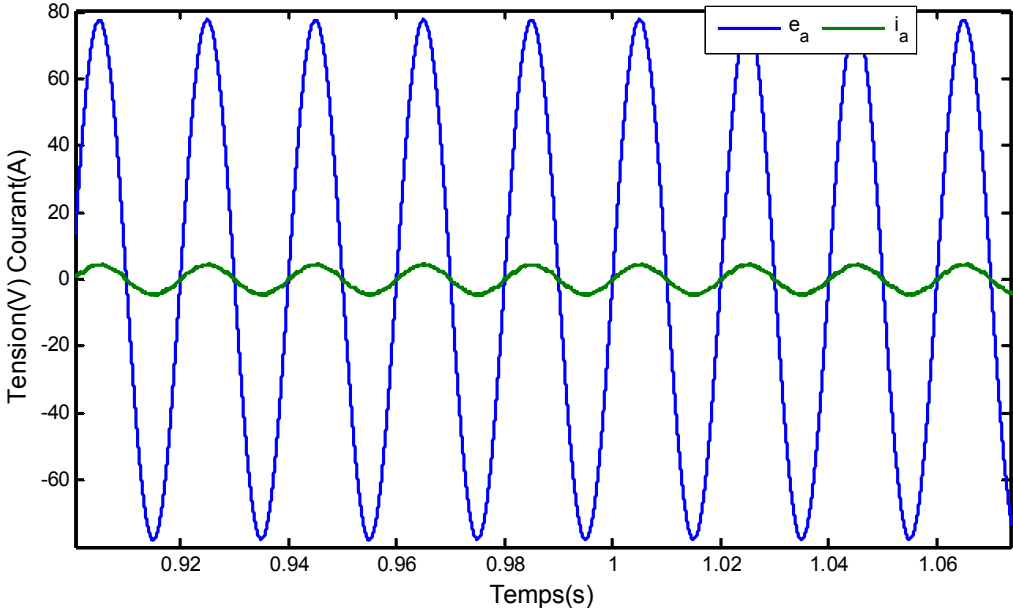


Figure III.4.3.b : Tension  $e_a$  d'entrée et courant  $i_a$  d'entrées

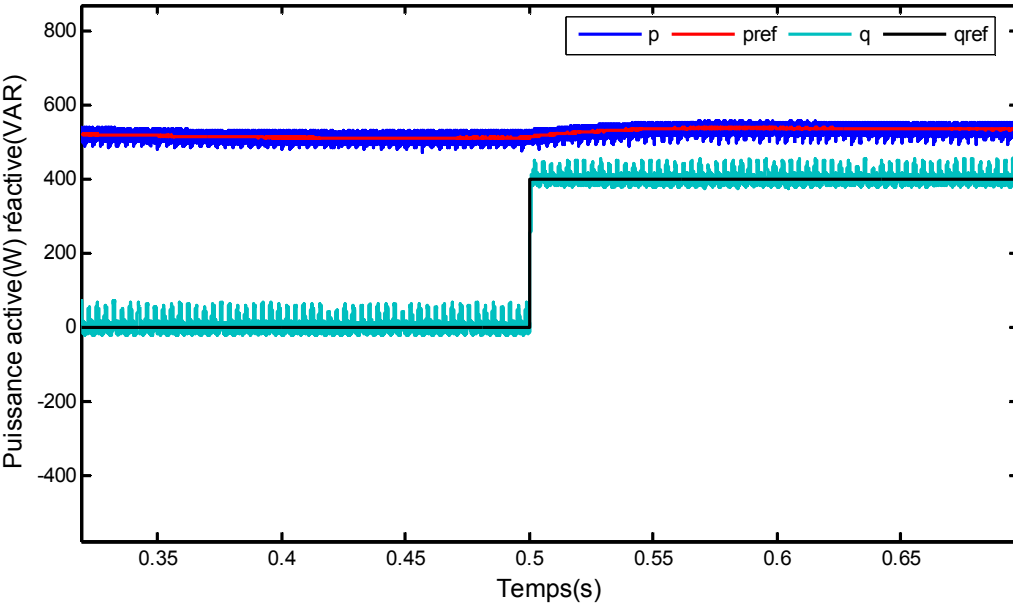


Figure III.4.3.c : Puissance active et réactive

### III.4.3.2 : Interprétation des résultats

Sur la figure III.4.3.a on remarque que la tension de sortie reste inchangée malgré la variation de la puissance réactive.

On constate sur la figure III.4.3.b que la tension d'entrée  $e_a$  et le courant  $i_a$  sont toujours en phase.

On constate sur la figure III.4.3.c que la puissance réactive  $Q$  suit la variation de la puissance réactive de référence  $Q_{ref}$ .

A  $Q_{ref} = 0 \rightarrow Q=0$  et à  $Q_{ref} = 400Var \rightarrow Q=400Var$ .

Sur la même figure aussi en remarque que la puissance active suit la variation de puissance active de référence, à l'instant de la variation de la puissance réactive de référence il y a une petite variation de la puissance active qui est négligeable cette variation est due au non découplage entre les puissances.

### III.4.4 : Essai variation de la largeur de la bande d'hystérésis :

Lors de l'essai les paramètres restent inchangés sauf pour la bande d'hystérésis

- $h_p, h_q=5$ ,  $h_p, h_q=20$ ,  $h_p, h_q=60$

#### III.4.4.1 : Résultats de simulation

Le résultat de simulation de cet essai est comme suit :

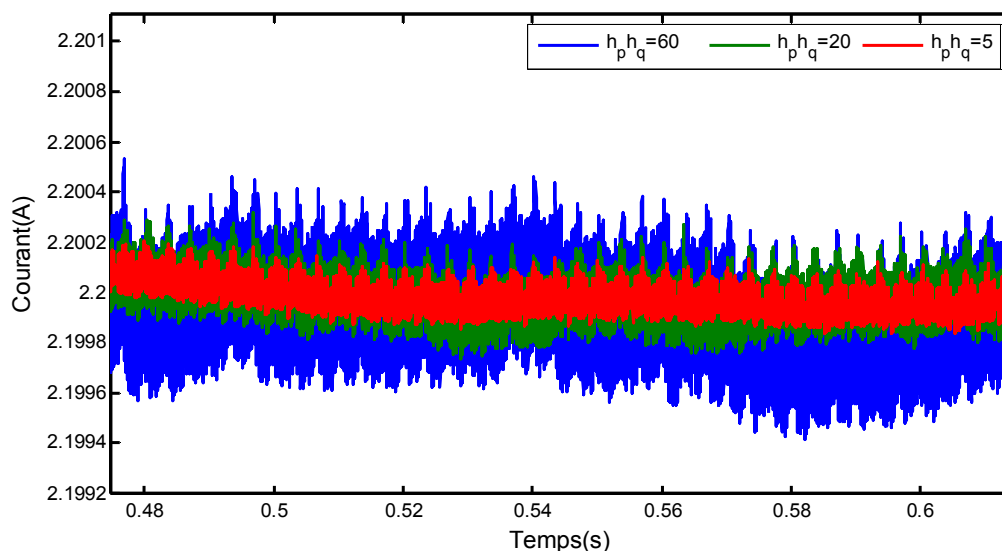


Figure III.4.4.a : Zoom sur une période du courant de charge

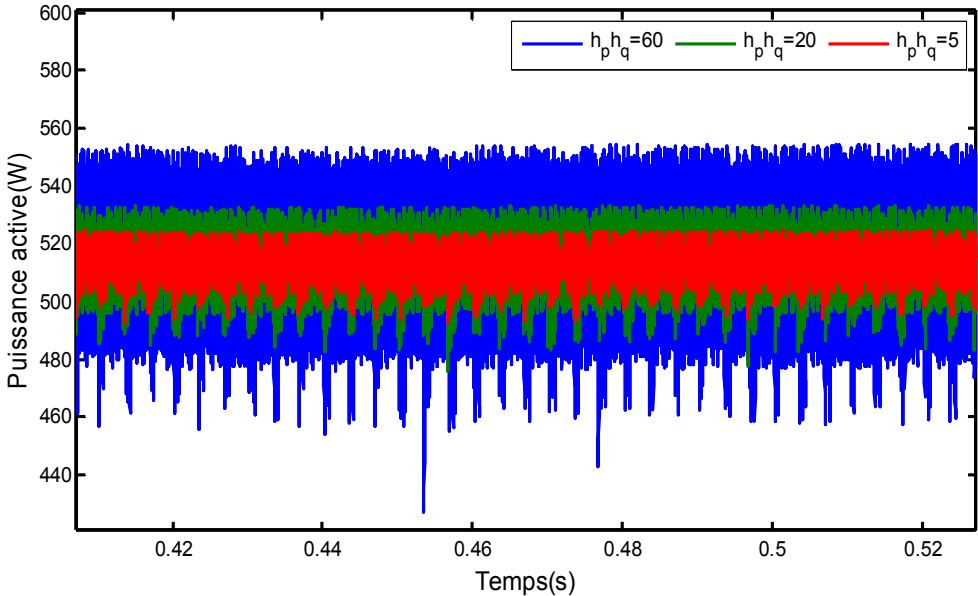


Figure III.4.4.b : Zoom sur une période de la puissance active

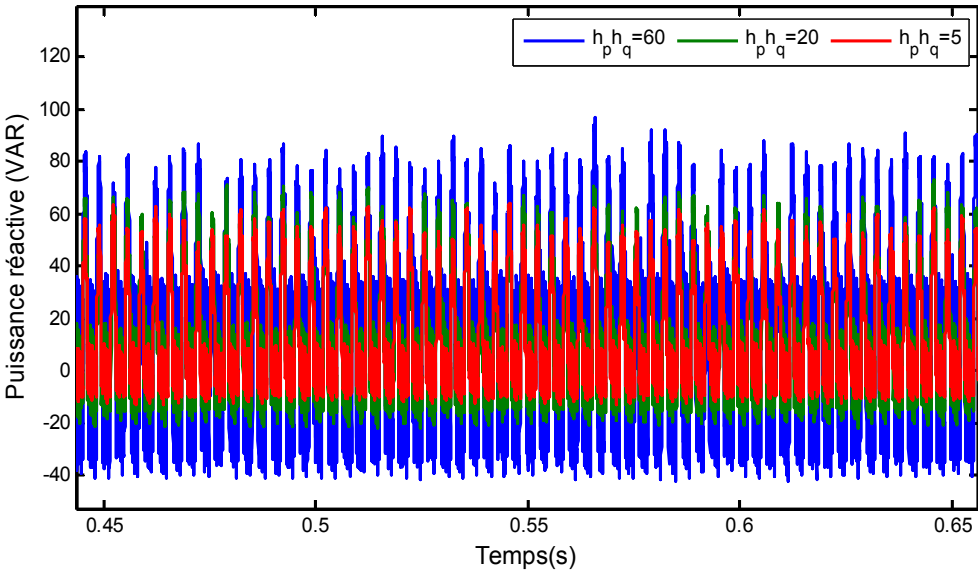


Figure III.4.4.c : Zoom sur une période de la puissance réactive

### III.4.4.2 : Interprétation des résultats

Sur les figures III.4.1 (a, b, c) on déduit que l'amplitude des signaux varie en fonction de la bande d'hystérésis.

Par exemple sur la figure III.4.1.a pour une valeur de  $h_p, h_q=60$  on voit que le signal est compris entre [480-550] Watt par contre pour les valeurs de  $h_p, h_q=20$  l'amplitude du signal est comprise entre [500-530], ainsi en augmentant ou en diminuant la bande d'hystérésis l'amplitude des signaux change.

### III.4.5 : Essai pollution du réseau :

Lors de l'essai les paramètres de simulation restent inchangés

Dans cette essai il y a eu une injection de deux harmoniques qu'on retrouve fréquemment dans notre réseau qui sont le 5<sup>ème</sup> et le 7<sup>ème</sup> harmonique.

Et à l'instant  $t=0.5(s)$  il y a eu une injection de deux perturbations dans deux des phases qui sont de :

- 0.9 pour la phase  $e_a$
- 1.1 pour la phase  $e_b$
- Injection du 5<sup>ème</sup> (10%)+ 7<sup>ème</sup> (30%)

#### III.4.5.1 : Résultats de simulation

Le résultat de simulation de cet essai est comme suit :

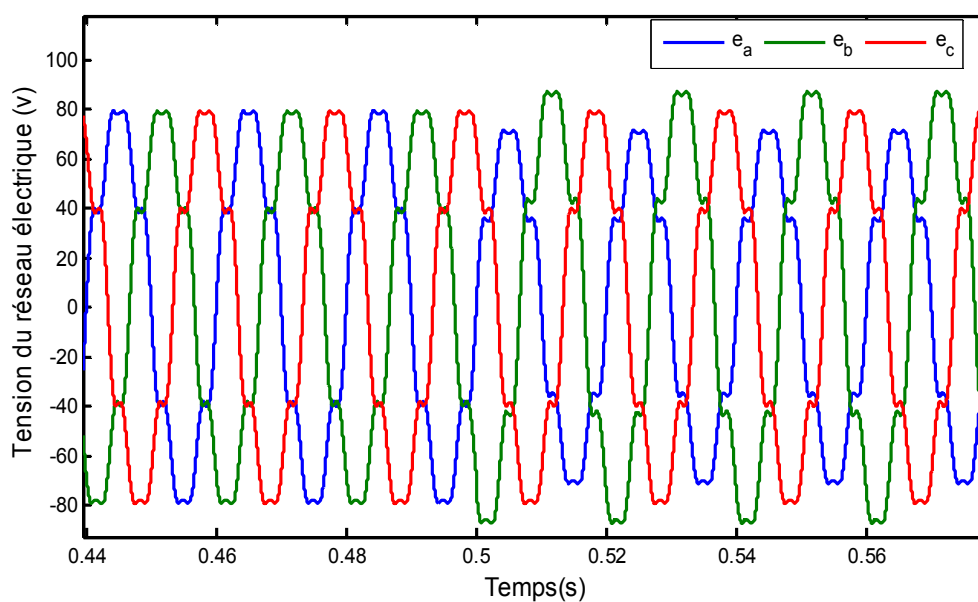
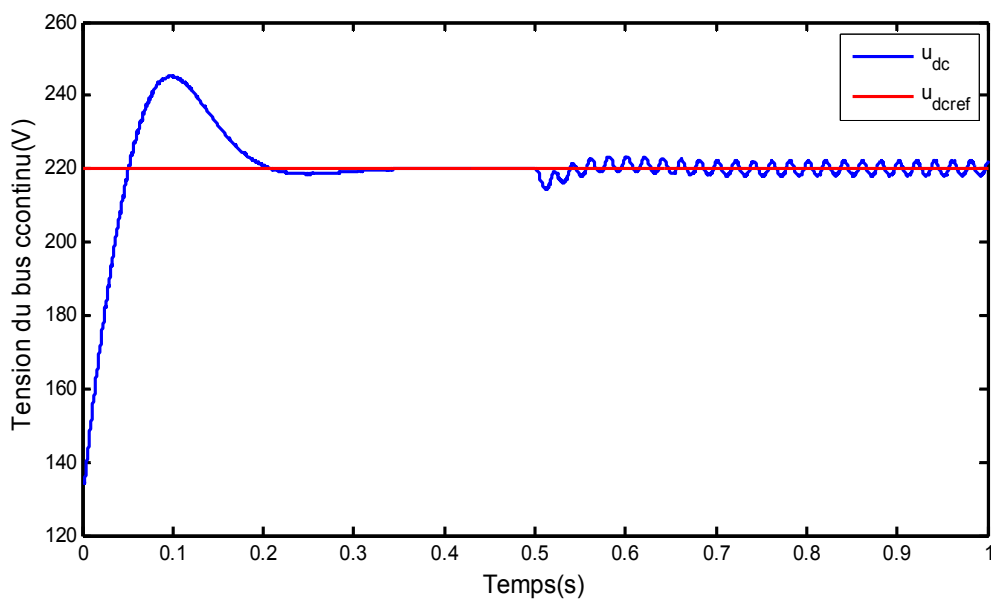
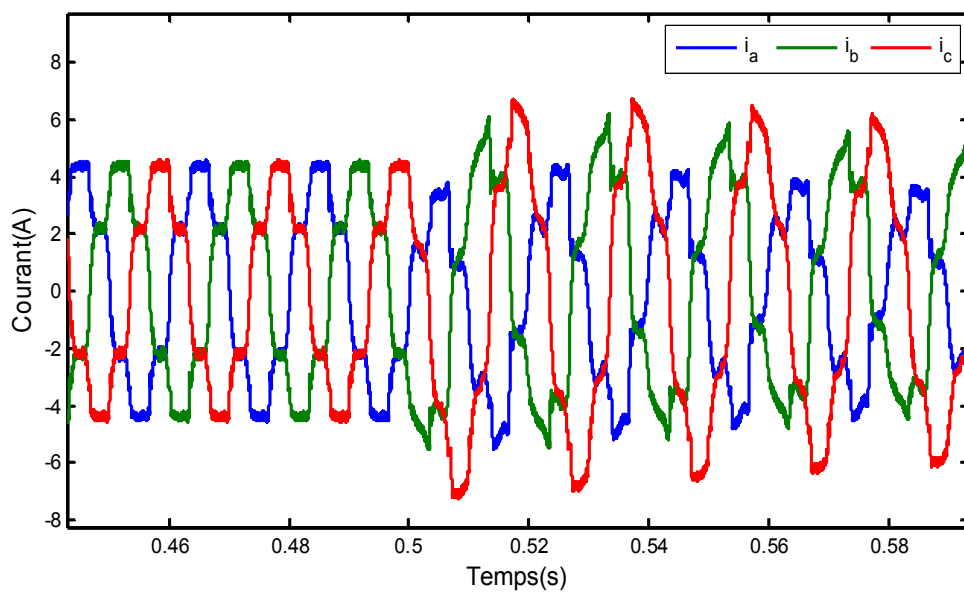


Figure III.4.5.a : Tensions du réseau électrique

**Figure III.4.5.b** : Tension du bus continu**Figure III.4.5.c** : Courants d'entrée

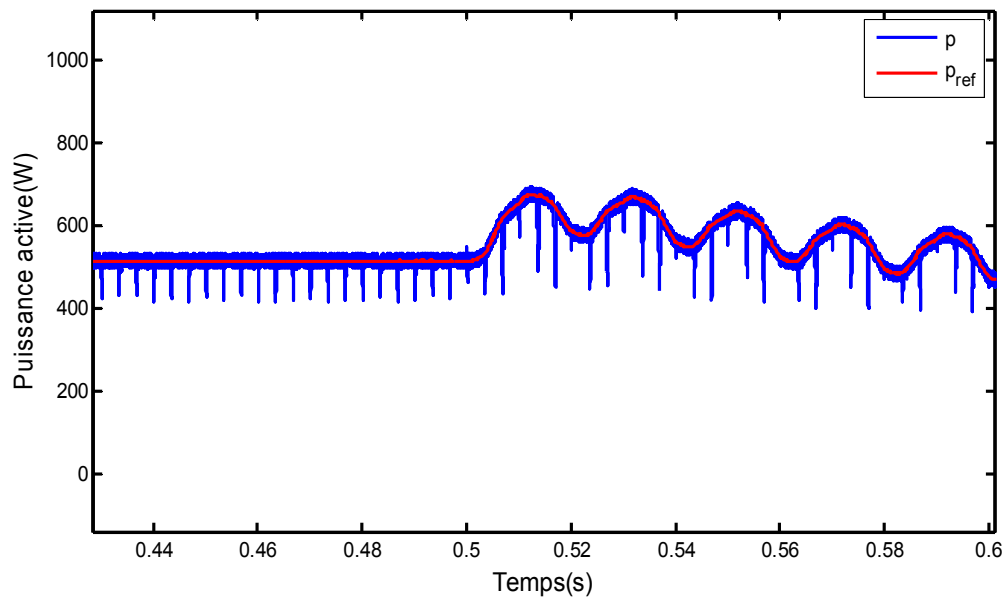


Figure III.4.5.d : Zoom sur une période de la puissance active

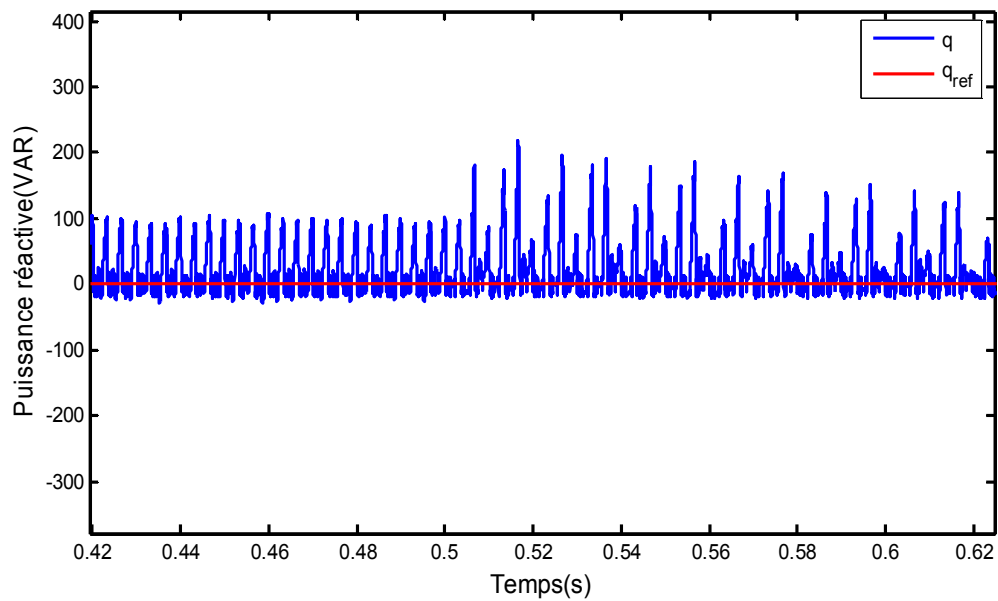


Figure III.4.5.e : Zoom sur une période de la puissance réactive

**III.4.5.2 : Interprétation des résultats**

On constate sur les figures III.4.5.a et III.4.5.d une déformation de la forme des signaux de tension du réseau et du courant et l'apparition du 5<sup>ème</sup> et du 7<sup>ème</sup> Harmonique ainsi que la variation de l'amplitude de deux phases de tension du réseau et du courant qui sont dus à l'injection des deux perturbations.

Sur les autres figures, on constate une perturbation des signaux qui sont dus à la pollution du réseau.

**III.5 : Conclusion**

Ce chapitre, nous l'avons consacré à la commande directe de puissance (DPC), qui est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées. En utilisant la DPC, on peut contrôler l'échange d'énergie entre le redresseur et le réseau électrique donc on peut travailler avec un facteur de puissance unitaire en imposant la puissance réactive nulle. Après une modélisation de l'ensemble du système de puissance avec ces commandes, nous avons mis au point une simulation avec le logiciel MATLAB (SIMULINK).

# **Conclusion générale**

### Conclusion général

Dans notre mémoire nous nous sommes intéressés à l'étude, la modélisation et à la commande d'un redresseur à MLI de tension, l'objectif de ce travail est de maintenir la tension de bus continu constante quelque soit la charge appliquée à notre système c'est-à-dire avoir un contrôle du courant de charge.

Nous avons dans un premier temps données des généralités sur les redresseurs triphasés commandés par modulation de largeur d'impulsion.

Dans le deuxième chapitre nous avons représenté la modélisation du redresseur à MLI qui consiste à faire une représentation plus ou moins abstraite de son fonctionnement dans un but donné. Ainsi, en fonction de l'objectif visé on peut mettre en évidence le fonctionnement dans les différents paramètres de simulation.

Le troisième chapitre de ce travail, a été consacré à l'étude de ce nouveau contrôle proposé. Cette structure de commande, appelée commande directe de puissance (DPC), est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées. Contrairement aux méthodes traditionnelles qui nécessitent une boucle de régulation de courant, cette technique de contrôle des convertisseurs AC/DC sans capteur repose sur l'estimation de la tension de ligne. En utilisant la DPC, on peut contrôler l'échange d'énergie entre le redresseur et le réseau électrique donc on peut travailler avec un facteur de puissance unitaire en imposant la puissance réactive à une valeur nulle. Après une modélisation de l'ensemble du système de puissance avec ces commandes, nous avons mis au point une simulation avec le logiciel MATLAB (SIMULINK).

Le contrôle direct de puissance (D.P.C.), en plus de sa simplicité, une meilleure maîtrise des puissances active et réactive instantanées est obtenue mais les taux de distorsion du courant et de la tension s'avèrent légèrement supérieurs aux techniques précédentes. A ce propos, une piste de travail est en cours d'évaluation, elle concerne l'optimisation de la table de commutation afin de gérer de façon plus précise l'évolution des puissances instantanées [18].

# **Références bibliographiques**

### Références bibliographiques

- [1] **B.Nicolas**, «Contribution à la commande des convertisseurs statique», thèse de Doctorat, institut National Polytechnique de Toulouse, septembre 1996.
- [2] **N.belhaouchet** , «Fonctionnement à la fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des technique de commande avancé, application : amélioration de la qualité de l'énergie» Thèse de Doctorat ; Université Ferhat Abbas Sétif Juillet 2011.
- [3] **Y. Thiaux** , «Conversion AC/DC amélioration du facgteur de puissance » IUT de Nîmes département GEII Electronique de Puissance, Septembre 2013.
- [4] **M.S.Djebbar**, « Etude comparative des redresseur cascade et multi niveaux à commande MLI» Thèse de Magistère en Electrotechnique, Université Mentouri Constantine, 2005.
- [5] **S.Nia Ahmed**, «Contribution à l'étude théorique et expérimentale d'un filtre actif parallèle à commande analogique et numérique temps réel» Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine (INPL), Lorraine, 1996.
- [6] **Guy Séguier**, «Electronique de puissance ; les fonctions de base et leurs principales application » 7<sup>ème</sup> édition, Dunod 1999.
- [7] **A.Mohamed Muftah**, «Structures et stratégie de commande des filtres actifs parallèle et hybride avec validations expérimentales» Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, Mai 2008.
- [8] **A.bouafia**, « Technique de commande prédictive et floue pour les systèmes d'électronique de puissance : application aux redresseur à MLI » Thèse de Doctorat UFAS Algérie, Octobre 2010.
- [9] **P.Ladoux, G.Ollég**, «Compensateur d'harmonique et de puissance réactive» Système didactique, RESELEC 2002.
- [10] **A.Boulahia**, « Etude des convertisseurs statique destinés à la qualité d'énergie électrique» thèse de Magistère en Electrotechnique, Université de Constantine, Avril 2009.
- [11] **B.Imane ; S.Fadhila**, « Contrôle direct de puissance appliqué au filtre actif parallèle» Mastère Académique, Juin 2014.

- [12] **C.Gombert** , « Simulation temps-réels des dispositifs électronique de puissance dédiés aux réseaux d’Energie Electrique » Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.
- [13] **A.Merdassi**, «Outil d’aide à la modélisation moyenne de convertisseur statique pour la simulation de système mécanique » Thèse de Doctorat Institut Polytechnique de Grenoble, Octobre 2009.
- [14] **Dj.Chabane ; K.berkoune**, « Etude du redresseur à la modulation de largeur d’impulsion MLI »Mémoire de Master en Electrotechnique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou 2011.
- [15] **B.Sofiane, H.Ouahiba** « Commande en tension et analyse des stabilités d’un redresseur triphasé à MLI » Mémoire de Master en Electrotechnique, Université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou 2015.
- [16] **T. Takahashi, T. Noguchi**: «A new quick-response and high-efficiency control strategy of induction motor », IEEE Trans. on Industry Applications, vol. I5-22, no.5, pp. 820-827, Sep./Oct. 1986.
- [17] **M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski**: «Simple Direct power control of three phase PWM rectifier using space vector modulation (DPC-SVM) », IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [18] **N.D. HAMOUDA**, « Etude Comparative des Techniques de Filtrage des Harmoniques de Courant », Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas –Sétif, 12/07/2010.

# Résumé

---

La modélisation du redresseur à MLI est une technique qui consiste à faire une représentation plus ou moins abstraite de son fonctionnement dans un but donné. Ainsi, en fonction de l'objectif visé on peut mettre en évidence le fonctionnement dans les différents paramètres de simulation.

La commande directe de puissance (DPC), est basée sur le contrôle direct des puissances active et réactive instantanées. Contrairement aux méthodes traditionnelles qui nécessitent une boucle de régulation de courant, cette technique de contrôle des convertisseurs AC/DC sans capteur repose sur l'estimation de la tension de ligne. En utilisant la DPC, on peut contrôler l'échange d'énergie entre le redresseur et le réseau électrique.

Le contrôle direct de puissance (D.P.C.), en plus de sa simplicité, une meilleure maîtrise des puissances active et réactive instantanées est obtenue mais les taux de distorsion du courant et de la tension s'avèrent légèrement supérieurs aux techniques précédentes. A ce propos, une piste de travail est en cours d'évaluation, elle concerne l'optimisation de la table de commutation afin de gérer de façon plus précise l'évolution des puissances instantanées

## Mots clés

- Réseau électrique
- Redresseur à MLI
- Modélisation du redresseur à MLI
- Simulation du redresseur à MLI
- Control direct de puissance
- DPC