

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

Université de Constantine

Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Electrotechnique

MEMOIRE

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

**Option : Modélisation et Commande
des Machines Electriques**

Présenté par :

Abdelmalek BOULAHIA

Thème

*Etude des Convertisseurs Statiques destinés à
la Qualité de l'Energie Electrique*

Soutenu publiquement le. 28/04/ 2009 devant le jury composé de :

Président	BOUZID Aissa	Pr.	Université de Constantine
Rapporteur	BENALLA Hocine	Pr.	Université de Constantine
Examineurs	BENTOUNSI Amar	M.C	Université de Constantine
	KHEZZAR Abdelmalek	M.C	Université de Constantine

Promotion 2008/2009

REMERCIEMENTS

*Cette étude a été élaborée au Laboratoire d'Electrotechnique de Constantine L.E.C., au sein de l'équipe d'Electronique De Puissance dirigée par **Pr. Hocine Benalla**.*

Alors, mes remerciements vont tout premièrement à Allah tout puissant pour la volonté, la santé et la patience qu'il nous a donné pour réaliser ce travail.

Je tiens à remercier tous ceux qui m'ont fourni, de près ou de loin, leur aide afin que je puisse mener ce travail à terme.

*En particulier, je cite ma très chère **mère Aicha, mon père et ma femme** qui m'ont toujours comblé d'affection et de soutien moral.*

*Aussi, je cite **Pr. Hocine Benalla**, Professeur au sein de notre département, qui n'a pas hésité à donner son accord pour me prendre en charge et m'orienter afin de réaliser ce travail, et qui m'a toujours exprimé de la gentillesse, et de la compréhension.*

*Je remercie **Hind Djaglout**, pour son aide précieuse. Je lui exprime toute ma gratitude.*

Egalement, je tiens à remercier très chaleureusement l'ensemble des membres de jury qui m'ont fait l'honneur d'accepter de juger ce modeste travail.

Enfin, je ne pourrais jamais manquer de remercier tous mes enseignants, désignés par leur gentillesse et leur serviabilité, à qui j'exprime ma profonde reconnaissance.

MERCI A TOUT LE MONDE!

SOMMAIRE

INTRODUCTION GENERALE.....	1
REMIER CHAPITRE : QUALITE D'ENERGIE ELECTRIQUE	5
I.1 Introduction.....	6
I.2 Problèmes liés aux harmoniques.....	7
I.3 Conséquences des harmoniques.....	8
I.3.1 Effets instantanés.....	9
I.3.2 Effets à terme.....	9
I.3.3 Caractérisation des perturbations harmoniques.....	10
I.4 Solutions de dépollution harmoniques des réseaux électriques.....	12
I.4.1 Solutions traditionnelles.....	12
I.4.2 Solutions modernes.....	13
I.5 Conclusion.....	14
SECOND CHAPITRE : GENERALITES SUR LES REDRESSEURS MLI.....	15
II.1 Introduction.....	16
II.2. Redresseur à commande MLI	16
II.3 Le principe de fonctionnement.....	17
II.4 Les techniques de commande.....	17
II.4.1 MLI à Bande d’hystérésis.....	17
II.4.2 MLI à échantillonnage périodique.....	18

II.4.3 MLI à porteuse triangulaire.....	18
II.4.4 MLI vectorielle.....	19
II.5. Modélisation du redresseur	19
II.5.1. Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel triphasé.....	22
II.5.2. Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel fixe $\alpha\beta$	24
II.5.3. Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel tournant (dq).....	25
II.6. Contrôle en courant du redresseur MLI	26
II.6.1. Configuration des circuits de contrôle	26
II.7 Simulation	28
II.7.1. Résultats de simulation	28
II.8. Conclusion	30
TROISIEME CHAPITRE : CONTROLE VECTORIEL.....	31
III.1. Introduction	32
III.2. Méthode de synchronisation	32
III.2.1. Boucle a verrouillage de phase PLL	32
III.2.2. Estimation du flux virtuel.....	33
III.3. Contrôle vectoriel du redresseur MLI	35
III.3.1. Schéma fonctionnel de contrôle à tension orientée (VOC)	35
III.3.1.1. Etude de la boucle des courants du coté alternatif	38
III.3.1.2. Boucle de régulation de tension du bus continu	39
III.3. 2. Schéma fonctionnel de la commande a flux virtuel oriente (VFOC)	41
III.4. Modulation vectorielle dite « space vector »	42
III.4.1. Principe	42
III.4.1.2. Calcul des temps d'applications des vecteurs de tensions	43
III.4.2. Modulation vectorielle avec porteuse	47
III.5. Simulation	50
III.5.1. Résultats de simulation	50
III.6. Conclusion	54

QUATRIEME CHAPITRE : CONTROLE DIRECT DE PUISSANCE (DPC).....	56
IV.1. Introduction	57
IV.2. DPC classique	57
IV.2.1. Tableau de commutation	58
IV.2.2. Régulateurs à hystérésis	61
IV.2.3. Calcul des puissances instantanées	62
IV.2.3.1. Calcul des puissances instantanées par capteurs de tension du réseau et de courant.....	63
IV.2.3.2. Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension du réseau	63
IV.2.3.3 Calculs des puissances instantanées par estimation du flux virtuel	64
IV.2.4. Simulation	65
IV.2.4.1 Schéma bloc d'un redresseur avec le DPC classique avec calcul de p et q par estimation du flux virtuel.....	65
IV.2.4.2. Résultats de simulation.....	67
IV.3. DPC avec modulation vectorielle	69
IV.3.1. Réglage des correcteurs des puissances instantanées	70
IV.3.2. Simulation	72
IV.4. Conclusion	75
CONCLUSION GENERALE	75
BIBLIOGRAPHIE	78
ANNEXE	82
NOTATIONS	83

Introduction

Générale

INTRODUCTION GENERALE

La plupart des redresseurs triphasés sont réalisés par des circuits à pont de diodes et capacité de lissage. Ce montage a l'avantage de la simplicité, et un coût faible. Cependant, un redresseur à diodes est unidirectionnel pour l'écoulement de puissance, un faible facteur de puissance, et une distorsion des courants d'entrés. En conséquence, le redresseur à modulation de la largeur d'impulsion (PWM rectifier en anglais) est une solution intéressante de plus en plus utilisée dans les applications industriels, et présente les avantages suivants:

- La puissance est bidirectionnelle (réversible);
- Faible distorsion harmonique du courant du réseau ;
- Facteur de puissance presque unitaire;
- Contrôle de la tension du bus continu;
- Réduction des dimensions du condensateur du bus continu.

Les redresseurs MLI sont appliqués comme convertisseurs AC/DC/AC ou comme système de puissance de distribution HVDC.

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

Différentes techniques de contrôle ont été proposées ces dernières années pour ce type de redresseurs [KW-99], [MU-01], [NO-98]. La technique connue sous le nom VOC (voltage-oriented control) garantit une performance dynamique et statique élevées par l'intermédiaire de boucle de contrôle des courants internes. Cependant, ces performances dépendent de la qualité de la stratégie de contrôle de courant choisie [BO-02], [KZ-98]. Autre technique basée sur le contrôle directe de puissance active et réactive connue sous le nom de contrôle direct de puissance (direct power control (DPC)) utilise un tableau de commutation approprié [NO-98]. Les deux stratégies mentionnées

précédemment ne donnent pas un courant sinusoïdal lorsque la tension du réseau est perturbée. Seulement la stratégie DPC basée sur le flux virtuel, appelée VF-DPC, assure un courant sinusoïdal avec un faible THD du courant [MA-01]. Cependant, cette stratégie de contrôle a les inconvénients suivants:

- L'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide [AM-06].
- La fréquence de commutation n'étant pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable.

Ces inconvénients peuvent être éliminées en substituant un tableau de commutation, par un modulateur vectoriel.

Dans ce mémoire nous présentons une autre méthode de contrôle à base de DPC mais avec une modulation vectorielle (DPC-SVM) [MA-04].

Le document a été organisé en quatre chapitres :

Le premier chapitre consacré à la qualité d'énergie électrique.

Le second chapitre a été consacré d'une part à des définitions et des généralités sur les redresseurs à commande MLI. D'autre part nous avons présenté la modélisation de ces redresseurs nécessaire pour la suite de l'étude. Dans le même chapitre nous avons procédé à des simulations lorsque le redresseur est contrôlé en courant dans le repère normal (triphase) afin de montrer la limitation de cette méthode classique.

Le troisième chapitre présente deux techniques de contrôle vectoriel. La première technique, la mesure des trois tensions du réseau pour la synchronisation connue sous le nom (VOC), cette méthode présente plusieurs inconvénients. Quant à la seconde dont le principe est basé sur l'estimation du flux virtuel du réseau (VFOC) est plus efficace. L'efficacité de cette méthode est vérifiée par simulation sous Matlab/Simulink. Des améliorations sont aussi obtenues sur cette dernière technique par l'application d'une modulation vectorielle SVM.

Quant au **quatrième chapitre** est entièrement consacré à l'étude de la technique de Contrôle Direct de Puissance DPC. Nous avons commencé par la présentation des différentes méthodes de calcul des puissances instantanées:

- Par mesure des tensions et des courants
- Par estimation des tensions et mesure de courants
- Estimation du flux virtuel et mesure de courants.

Une part importante de l'étude a été consacrée à la dernière méthode.

Une conclusion générale de ce travail ainsi que des perspectives clôturent le document.

Chapitre I

Qualité d'énergie électrique

I.1. INTRODUCTION:

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

L'énergie électrique est fournie sous forme de tension constituant un système sinusoïdal triphasé dont les paramètres caractéristiques sont les suivants [DO-05]:

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

La qualité d'énergie peut être affectée, soit du fait de certains incidents inhérents à la nature physique et aux sujétions liées à l'exploitation du réseau, soit du fait de certains récepteurs. Ces défauts se manifestent sous forme de différentes perturbations affectant un ou plusieurs des quatre paramètres précédemment définis. On a donc quatre possibilités distinctes de perturbations :

- **les fluctuations de la fréquence à 50 Hz:** elles sont rares et ne sont observées que lors de circonstances exceptionnelles, par exemple certains défauts graves du réseau, au niveau de la production ou du transport;

- **les variations de l'amplitude:** il ne s'agit pas des variations lentes de tension qui sont corrigées par les transformateurs de réglage en charge, mais de variations rapides de tension ou de creux de tension se présentant souvent sous forme d'à-coups brusques. Les creux de tension peuvent être soit isolés, soit plus ou moins répétitifs, de forme régulière ou non;

- **la modification de la forme d'onde de la tension:** cette onde n'est alors plus sinusoïdale, et peut être considérée comme représentable par une onde fondamentale à 50 Hz, associée soit à des harmoniques de fréquence multiple entier de 50 Hz, soit même parfois à des ondes de fréquence quelconque;

- **la dissymétrie du système triphasé :** que l'on appelle déséquilibre. On peut, en plus, mentionner un type particulier de perturbations difficile à classer puisqu'il concerne tout à la fois l'amplitude et la forme d'onde : ce sont les variations transitoires d'amplitudes dont la durée est inférieure à 10 ms.

I.2 PROBLEMES LIES AUX HARMONIQUES [MA-02] :

Certains appareils, contenant en général des éléments d'électronique de puissance (les différents convertisseurs sont vus comme étant des charges non linéaires qui injectent des courants harmoniques sur le réseau électrique) pour se raccorder au réseau, absorbent un courant qui n'est pas sinusoïdal. Ces charges sont connues sous le nom de charges non linéaires et sont principalement à l'origine de la distorsion harmonique présente sur le réseau. la Figure I.1 illustre les courants non sinusoïdaux absorbés par la charge non linéaire la plus répandue : le redresseur à diodes ou à thyristors. Ce dispositif génère les harmoniques impairs non multiples de 3 (dans le cas triphasé), les plus importants étant les harmoniques 5, 7, 11 e13

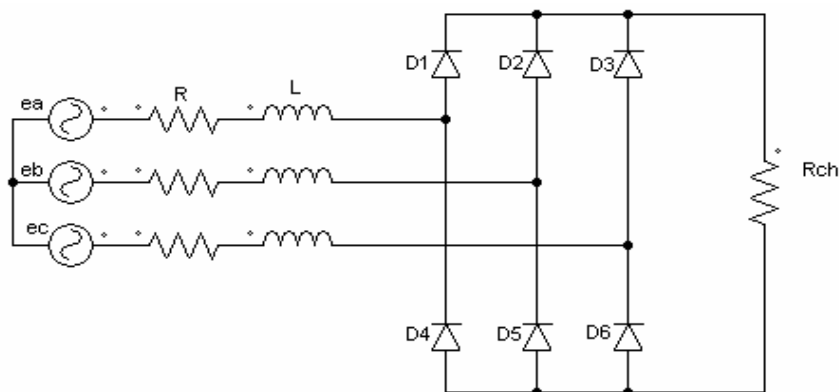


Figure I.1 : Pont de redresseur triphasé à diode alimentant une charge résistive

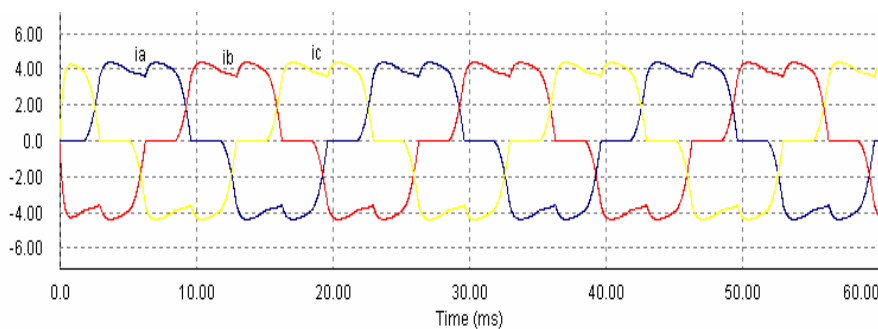


Figure I.2 : Courants absorbés par un redresseur à diodes

La façon la plus simple de représenter un courant non sinusoïdal est de considérer sa série de Fourier jusqu'à un rang significatif, c'est-à-dire en représentant les fréquences discrètes qui composent ce signal avec une précision souhaitée et une complexité acceptée. Dans ce cas-là, le courant absorbé, par les charges non linéaires, peut être généralement modélisé comme l'addition de plusieurs sources de courant, une pour chaque composante fréquentielle, mises en parallèle comme le montre la Figure I. 3.

$$(i)_h = i_0 + i_1 + \dots + i_n = I_0 + I_1 \sqrt{2} \cos (wt + \Phi_1) + I_n \sqrt{2} \cos (nwt + \Phi_n) \quad (\text{I.1})$$

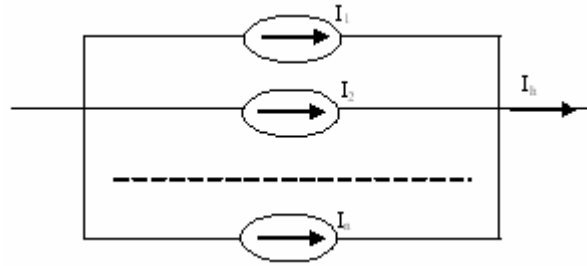


Figure I.3 : Modélisation d'une charge non linéaire.

Dans le cas d'un système triphasé équilibré, le modèle de la charge sera :

$$(i a)_h = I_1 + I_2 \sqrt{2} \cos (wt + \Phi_1) + \dots I_n \sqrt{2} \cos (nwt + \Phi_n) \quad (\text{I.2})$$

$$(i b)_h = I_1 + I_2 \sqrt{2} \cos (wt + \Phi_1 - \frac{2}{3}) + \dots I_n \sqrt{2} \cos (nwt + \Phi_n - n \frac{2}{3}) \quad (\text{I.3})$$

$$(i c)_h = I_1 + I_2 \sqrt{2} \cos (wt + \Phi_1 + \frac{2}{3}) + \dots I_n \sqrt{2} \cos (nwt + \Phi_n + n \frac{2}{3}) \quad (\text{I.4})$$

On observe que les fondamentaux composent un système direct (c'est-à-dire de même séquence que la tension réseau), les harmoniques multiples de 3 composent un système homopolaire, l'harmonique 5 un système inverse (la séquence des phases est inverse par rapport à la tension réseau), l'harmonique 7 un système direct (même séquence que la tension réseau)...etc.

Dans un circuit électrique quelconque, le courant et la tension sont couplés (en régime stationnaire) à travers la notion d'impédance : une variation du courant de la charge modifie la tension au point de raccordement et vice-versa. Une méthode itérative serait donc nécessaire pour mener une étude approfondie des interactions entre les charges non linéaires et le réseau. Toutefois, pour des raisons de simplification, on considère ici les charges non linéaires indépendantes des harmoniques de la tension réseau. En d'autres termes, on étudiera les effets des harmoniques de courant sur le réseau et non l'inverse.

I.3. CONSEQUENCES DES HARMONIQUES :

Les courants harmoniques se propagent dans le réseau électrique, de forme l'allure du courant de la source et polluent les consommateurs alimentés par ce même réseau. Ils peuvent occasionner des incidents au niveau de l'appareillage du client et donnent lieu à des surcoûts de

production d'énergie importants. On peut classer les effets engendrés par les harmoniques en deux type : les effets instantanés et les effets à terme.

1.3.1 Effets instantanés

Les effets instantanés apparaissent immédiatement dans certains appareillages.

▪ ***Défauts de fonctionnement de certains équipements électriques :***

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

▪ ***Troubles fonctionnels des micro-ordinateurs :***

Les effets sur ces équipements peuvent se manifester par la dégradation de la qualité de l'image et par des couples pulsatoires des moteurs d'entraînement de disque.

▪ ***Erreurs dans les appareils de mesure :***

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

▪ ***Vibrations et bruits :***

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

1.3.2 Effets à terme

Ils se manifestent après une exposition plus ou moins longue à la perturbation harmonique. L'effet à terme le plus important est de nature thermique, il se traduit par l'échauffement. Il conduit à une fatigue prématurée du matériel, des lignes et amènent un déclassement des équipements.

▪ ***Echauffement des câbles et des équipements :***

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

▪ ***Echauffement des condensateurs :***

L'échauffement est causé par les pertes dues au cycle d'hystérésis dans le diélectrique. Les condensateurs sont aussi sensibles aux surcharges, qu'elles soient dues à une tension

fondamentale trop élevée ou à la présence d'harmoniques. Ces échauffements peuvent conduire au claquage.

▪ **Echauffement dû aux pertes supplémentaires des machines et des transformateurs :**

Un échauffement est causé par les pertes dans le stator des machines et principalement dans leurs circuits rotoriques (cages, amortisseurs, Circuits magnétiques) à cause des différences importantes de vitesse entre les champs tournants inducteurs harmoniques et le rotor. Les harmoniques génèrent aussi des pertes supplémentaires dans les transformateurs, par effet Joule dans les enroulements, accentuées par l'effet de peau et des pertes par hystérésis et courants de Foucault dans les circuits magnétiques.

I.3.3 Caractérisation des perturbations harmoniques [MA-02] :

Différentes grandeurs sont définies pour caractériser la distorsion en régime de forme. Le taux global de distorsion harmonique (THD) et le facteur de puissance sont les plus employés pour quantifier respectivement les perturbations harmoniques et la consommation de puissance réactive.

▪ **Le taux de distorsion harmoniques**

Étude se limite au cas où la source de tension est sinusoïdale et où le courant absorbé par la charge est entaché de composantes harmoniques. Dans ces conditions, le taux global de distorsion harmonique est bien adapté pour quantifier le degré de pollution harmonique sur les réseaux électriques. Le THD s'exprime par rapport à la fréquence fondamentale et caractérise l'influence des harmoniques sur l'onde de courant déformé. Il est donné par l'expression suivante

$$THD (\%) = \sqrt{\frac{\sum_{i=2}^n i_{ci}^2}{i_{c1}^2}} \quad (I.5)$$

Avec i_{c1} la valeur efficace du courant fondamental et i_{ci} les valeurs efficaces des différentes harmoniques du courant. Le domaine des fréquences qui correspond à l'étude des harmoniques est généralement compris entre 100 et 2000 Hz. Soit de l'harmonique de rang 2 jusqu'à l'harmonique de rang 40. Il est à signaler aussi que l'amplitude des harmoniques décroît généralement avec la fréquence.

▪ **Le facteur de puissance**

En présence des harmoniques, la puissance apparente S est composée de trois parties : active P , réactive Q et déformante D . Son expression est donnée par l'équation suivante :

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (I.6)$$

La puissance réactive Q est associée au courant fondamental. La puissance déformante D est due aux harmoniques de courant avec

$$D = 3E\sqrt{I_c^2 - I_{c1}^2} \quad (\text{I.7})$$

Où I_c est la valeur efficace du courant de la charge.

Pour un signal sinusoïdal le facteur de puissance F_p est égal au quotient de la puissance active P par la puissance apparente S :

$$F_p = \frac{P}{S} = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (\text{I.8})$$

Le facteur de puissance sera toujours inférieur à 1, en posant:

$$P = 3EI_{c1} \cos \Phi \quad (\text{I.9})$$

On aura

$$F_p = \frac{I_{c1}}{I_c} \cos \Phi = F_{dis} \cos \phi \quad (\text{I.10})$$

Où F_{dis} représente le facteur de distorsion. Il vaut 1 lorsque le courant est parfaitement sinusoïdal et il décroît lorsque la déformation de l'onde s'accroît. ϕ représente le déphasage entre le courant fondamental et la tension. Afin d'éviter les désagréments causés par la présence de courants et de tensions harmoniques dans le réseau, des normes sont imposées aux utilisateurs.

Rangs impairs		Rangs impairs		Rangs pairs	
rang	Taux (%)	rang	Taux (%)	rang	Taux (%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.5	4	1
11	3.5	15	0.3	6	0.5
13	3	21	0.2	8	0.5
17	2	>21	0.2	10	0.5
19	1.5			12	0.2
23	1.5			>12	0.2
25	1.5				
>25	0.2+1.3*25/h				

Tableau I.1 Niveaux de compatibilité pour les tensions harmoniques individuelles sur les réseaux publics basse tension (norme CEI 61000-2-2)

I.4 SOLUTIONS DE DEPOLLUTION HARMONIQUES DES RESEAUX ELECTRIQUES

[MA-02]:

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

I.4.1 Solutions traditionnelles

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

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

Le filtrage consiste à placer en parallèle sur le réseau d'alimentation une impédance de valeur très faible autour de la fréquence à filtrer et suffisamment importante à la fréquence fondamentale du réseau. Parmi les dispositifs de filtrage les plus répandus, on distingue le filtre passif résonnant et le filtre passif amorti ou passe-haut

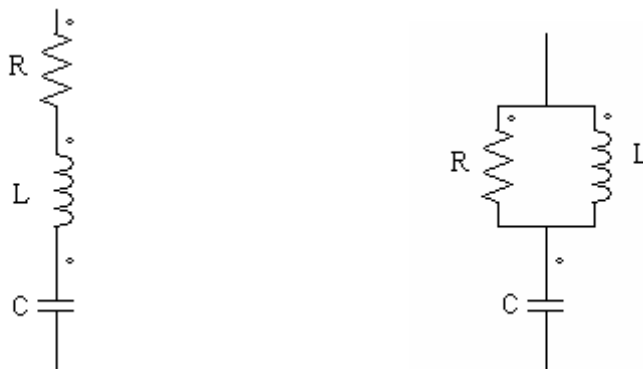


Figure I.4 a) *Filtre passif résonnant* b) *Filtre passif amorti*

Ces dispositifs sont utilisés pour empêcher les courants harmoniques de se propager dans les réseaux électriques. Ils peuvent aussi être utilisés pour compenser la puissance réactive. Malgré leur large utilisation dans l'industrie, ces dispositifs peuvent présenter beaucoup d'inconvénients :

- manque de souplesse à s'adapter aux variations du réseau et de la charge,

- équipements volumineux,
- problèmes de résonance avec l'impédance du réseau.

1.4.2 Solutions modernes

Les solutions de dépollution traditionnelle ne répondant plus à l'évolution des réseaux électriques et des charges à protéger, comme nous venons de le décrire précédemment, d'autres solutions modernes ont été proposées. La première solution de dépollution consiste à fabriquer la charge la moins polluante possible, comme le pont redresseur dodécaphasé, de manière à réduire le taux d'émission d'harmoniques.

Pour fournir aux consommateurs une bonne qualité de l'énergie électrique, même dans les conditions de fonctionnement les plus perturbées, les filtres actifs sont proposés comme des solutions avancées de dépollution des réseaux électriques. En effet, ces solutions peuvent s'adapter aux évolutions de la charge et du réseau électrique et ceci sans toucher aux installations du fournisseur d'énergie et du consommateur.

Cependant, ces solutions entraînent un coût supplémentaire et demandent plus que le savoir-faire habituel pour les mettre en oeuvre. De plus, ces solutions ne résolvent pas les problèmes causés par les charges polluantes qui existent sur le marché.

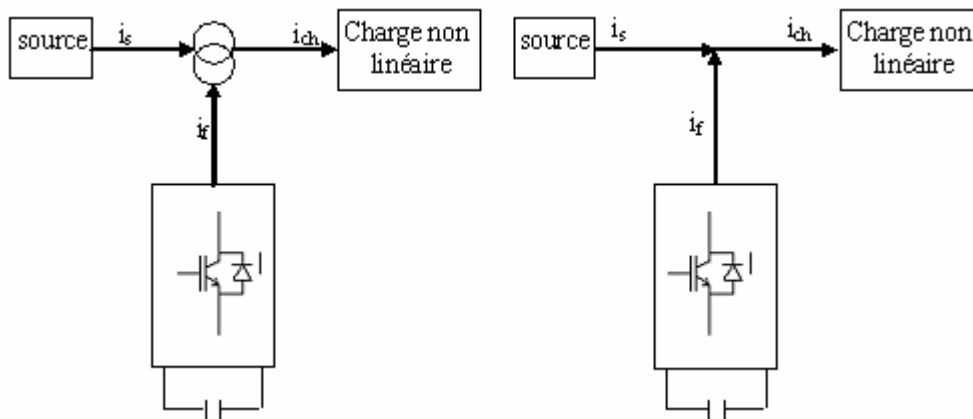


Figure 1.5 a) filtre actif parallèle

b) filtre actif série

1.5 CONCLUSION:

L'énergie électrique, principalement produite et distribuée sous forme de tensions triphasées sinusoïdales, permet de fournir la puissance électrique nécessaire aux différentes charges sur le réseau électrique. Lorsque la forme d'onde n'est plus sinusoïdale, on rencontre des perturbations qui peuvent affecter le bon fonctionnement de nombreux équipements et de

charges raccordés sur le réseau. Dans ces conditions, des problèmes de compatibilité électromagnétique peuvent survenir entre ces éléments connectés au réseau.

Dans ce chapitre, nous avons vu l'origine, les effets ainsi que les normes qui s'appliquent au phénomène des harmoniques sur les réseaux électriques. Cette pollution est principalement causée par la présence croissante des convertisseurs statiques qui sont vus par le réseau comme des charges non linéaires. Les dommages causés par la présence des harmoniques peuvent être plus ou moins importants selon la configuration du réseau et les équipements présents. Différentes normes existent afin d'établir les limites permises d'harmoniques sur les réseaux.

Chapitre II

Généralités sur les redresseurs MLI

II.1. INTRODUCTION

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

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

II.2 REDRESSEUR A COMMANDE MLI:

Contrairement aux redresseurs classiques, les redresseurs MLI sont réalisés à l'aide de semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture. La possibilité de commande à l'ouverture permet un contrôle total du convertisseur, parce que les interrupteurs peuvent être commuté, selon les besoins, aussi bien à la fermeture qu'à l'ouverture avec une fréquence assez élevée.

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

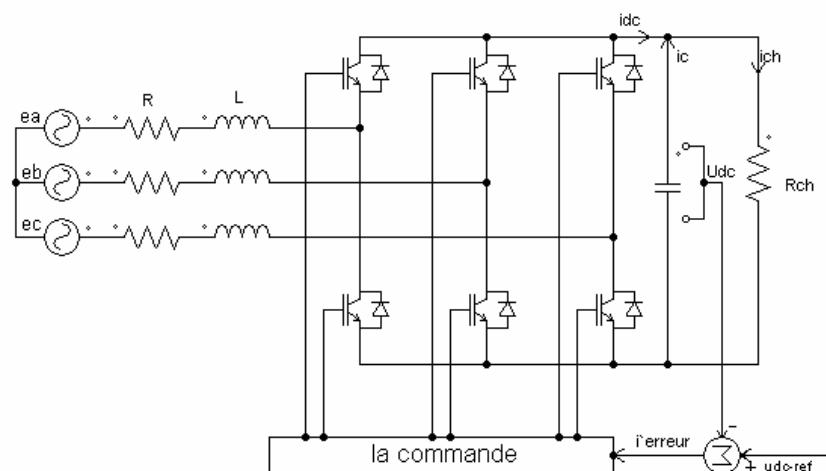


Figure II.1 topologies de base d'un redresseur de tension.

Les redresseurs de tension sont de plus loin extensivement utilisés et en raison de la dualité des deux topologies, seulement ce type du redresseur serait expliqué en détail.

II.3 LE PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT :

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 II.1. Pour accomplir cette tâche, la tension du 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 du redresseur à la fermeture et à l'ouverture. De cette façon, la puissance peut s'écouler dans les deux sens selon les conditions sur la tension du bus continu U_{dc} mesurée aux bornes du condensateur C .

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

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

II.4 LES TECHNIQUES DE COMMANDE MLI :

II.4.1 MLI à Bande d'hystérésis

La méthode de la bande d'hystérésis permet la commutation des interrupteurs du redresseur lorsque l'erreur entre le signal et sa consigne excède une amplitude fixée. Cette amplitude est communément appelée fourchette ou bande d'hystérésis cette technique ne demande qu'un comparateur à hystérésis par phase.

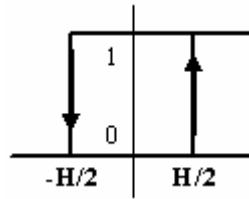


Figure II.2 principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis.

Le comparateur à hystérésis fonctionne selon le principe expliqué dans la Fig. II.2, l'interrupteur s'ouvre si l'erreur devient inférieure à $-H/2$, il se ferme si cette dernière est supérieure à $+H/2$, où H représente la fourchette (ou largeur) d'hystérésis. Si l'erreur est maintenant comprise entre $-H/2$ et $+H/2$ (c à d, qu'elle varie à l'intérieur de la fourchette d'hystérésis), l'interrupteur ne commute pas.

II.4.2 MLI à échantillonnage périodique

La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Comme illustré à la Figure. II.3, ce type de commande est très simple à implanter dans la mesure où il ne nécessite qu'un comparateur et une bascule D type par phase. L'avantage principal de cette méthode est que le temps minimal entre les commutations est limité par la période d'échantillonnage de l'horloge. Cependant, la fréquence de commutation actuelle n'est pas clairement définie.

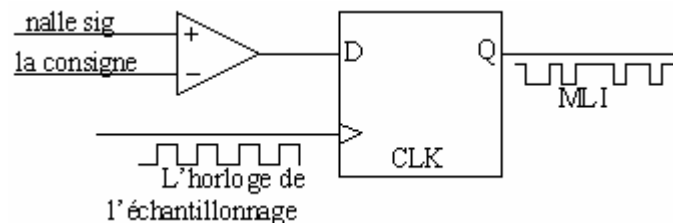


Figure II.3. Modulateur MLI à échantillonnage périodique.

II.4.3 MLI à porteuse triangulaire

La méthode de la MLI à porteuse triangulaire, compare l'erreur entre le signal (courant ou tension) et sa consigne avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixées. L'erreur passe par un correcteur avant d'être comparée avec la porteuse triangulaire.

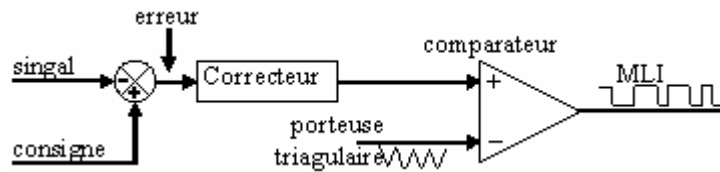


Figure II.4. Modulateur MLI à porteuse triangulaire.

II.4.4 MLI vectorielle

Dans la MLI vectorielle les vecteurs à appliquer et les temps d'application de ces vecteurs sont calculés analytiquement à travers des équations mathématiques. Chacun des états possibles du convertisseur est représenté par un vecteur de tension. L'ensemble de ces vecteurs forme le diagramme vectoriel des tensions du convertisseur.

La modulation vectorielle diffère, entre d'autres techniques par le fait que les signaux de commandes sont élaborés en tenant compte de l'état des trois bras de redresseur en même temps.

Cette technique sera traitée en détail dans le chapitre 3.

II.5 MODELISATION DU REDRESSEUR MLI [MA-01]:

La figure suivante présente le schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau, \bar{e} est tension de la source et R, L sont les paramètres de la ligne, \bar{v} est la tension d'entrée de redresseur.

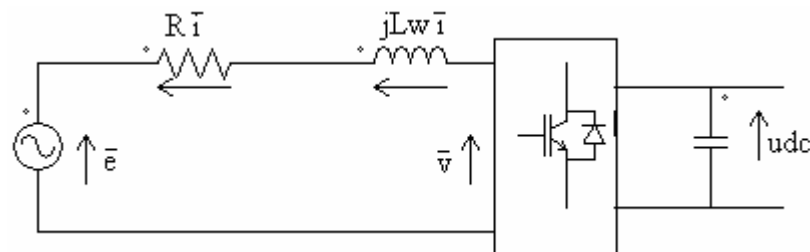


Figure II.5 schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau.

Le courant de ligne \bar{i} est commandé par la chute de tension produite par l'inductance L , et la résistance R de la ligne et la tension d'entrée de redresseur \bar{v} . Le pont redresseur est constitué de trois bras avec deux transistors (thyristors) bipolaires antiparallèle avec des diodes (figure II.6). qui sont présentées comme des interrupteurs peuvent être commandées en ouverture '1' et en fermeture '0', et la tension d'entrée v est en fonction des états de ces interrupteurs.

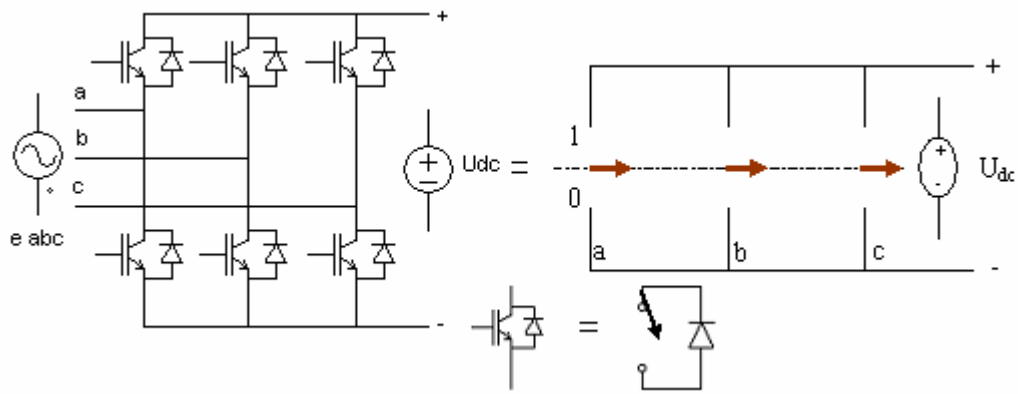


Figure II.6 Pont redresseur

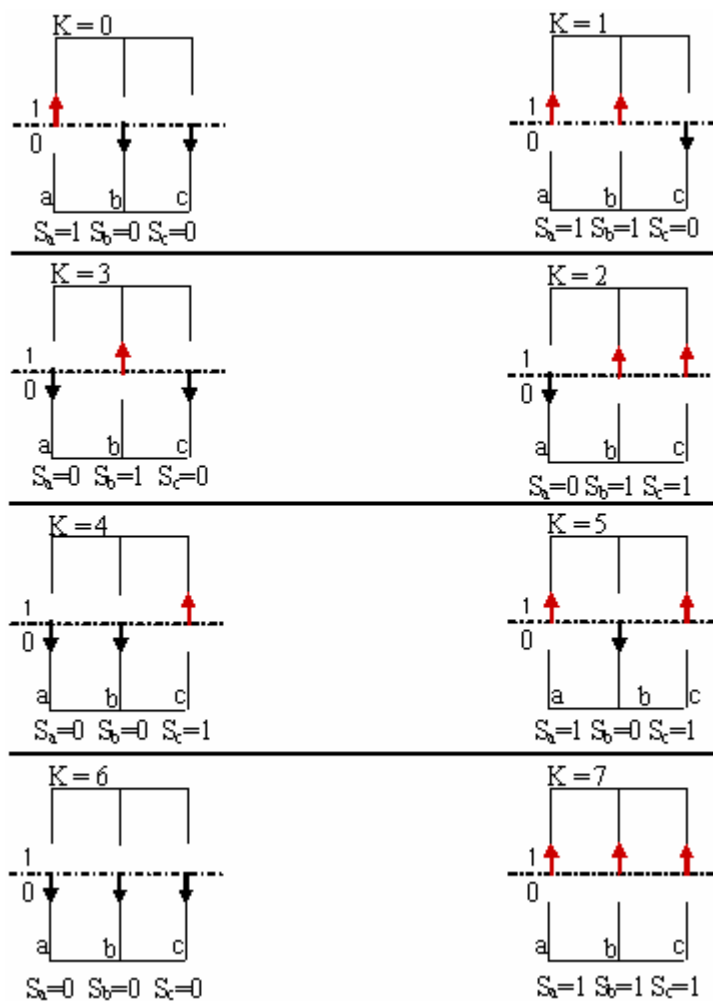


Figure II.7 Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI

K	S _a	S _b	S _c	V _{ab}	V _{bc}	V _{ca}
0	1	0	0	u _{dc}	0	- u _{dc}
1	1	1	0	0	u _{dc}	- u _{dc}
2	0	1	0	- u _{dc}	u _{dc}	0
3	0	1	1	- u _{dc}	0	u _{dc}
4	0	0	1	0	- u _{dc}	u _{dc}
5	1	0	1	u _{dc}	- u _{dc}	0
6	0	0	0	0	0	0
7	1	1	1	0	0	0

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

De cette table on peut écrire les tension d'entrée redresseur d'une manière générale comme suit :

$$v_{ab} = (S_a - S_b) U_{dc}$$

$$v_{bc} = (S_b - S_c) U_{dc}$$

$$v_{ca} = (S_c - S_a) U_{dc}$$

(II .1)

D'où on peut déduire les tension simples :

$$v_b = f_b U_{dc}$$

$$v_a = f_c U_{dc}$$

(II .2)

Avec :

$$f_a = \frac{2S_a - (S_b + S_c)}{3}$$

$$f_b = \frac{2S_b - (S_a + S_c)}{3}$$

$$f_c = \frac{2S_c - (S_a + S_b)}{3}$$

(II .3)

L'auteur [MA-01] a considéré la relation (II .4) pour présenter les huit états possibles de la tension d'entrée v dans un plan complexe $\alpha\beta$:

$$v_{k+1} = \begin{cases} \left(\frac{2}{3}\right) U_{dc} e^{jk\pi/3} \text{ pour } k = 0 \dots 5 \\ v_7 = v_0 = 0 \end{cases}$$

(II .4)

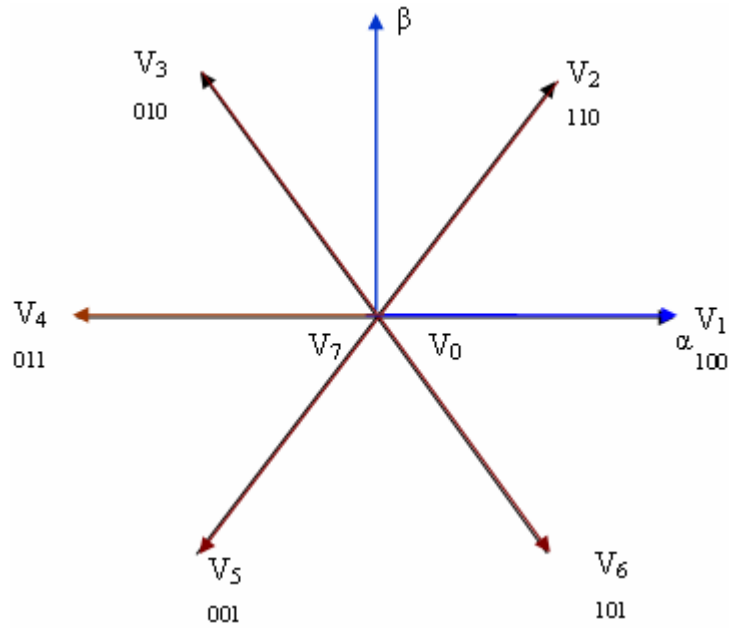


Figure II. 8 présentation de vecteur de tension v_k

II.5.1 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel triphasé

Les équations de tensions pour le système triphasé équilibré sans neutre peuvent être écrites comme (figure II.7):

$$\bar{e} = \bar{v}_l + \bar{v} \quad (\text{II.5})$$

$$\bar{e} = R\bar{i} + L\frac{d\bar{i}}{dt} + \bar{v} \quad (\text{II.6})$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Et la tension d'entrée du redresseur peut être écrit comme suit

$$v_n = U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{II.8})$$

Où $S_n = 0$ ou 1 , sont l'état des interrupteurs, où ($n=a, b, c$),

Par ailleurs, on peut écrire le courant du bus continu comme

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = i_c \quad (\text{II.9})$$

Le courant dans la capacité peut aussi écrire

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \quad (\text{II.10})$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{dc} \quad (\text{II.11})$$

Aussi, le courant i_c est la somme du produit des courant de chaque phase par l'état de son interrupteur

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \quad (\text{II.12})$$

Donc, le coté alternatif du redresseur

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} + Ri_a &= e_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_a - U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_b}{dt} + Ri_b &= e_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_b - U_{dc} \left(S_b - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c &= e_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) = e_c - U_{dc} \left(S_c - \frac{1}{3} (S_a + S_b + S_c) \right) \end{aligned} \quad (\text{II.13})$$

Où les tension du réseau sont exprimé par

$$\begin{aligned} e_a &= E_m \sin wt \\ e_b &= E_m \sin \left(wt - \frac{2\pi}{3} \right) \\ e_c &= E_m \sin \left(wt + \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (\text{II.14})$$

L'équation précédent peut résumé comme suit

$$\left(L \frac{d}{dt} + R \right) i_n = e_n - U_{dc} \left(S_n - \frac{1}{3} \sum_{n=a}^c S_n \right) \quad (\text{II.15})$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{k=a}^c i_n S_n - i_{ch} \quad (\text{II.16})$$

La combinaison des équations (II.15), (II.16) peut être représentée comme le schéma fonctionnel triphasé, qui montré dans la figure II.9.

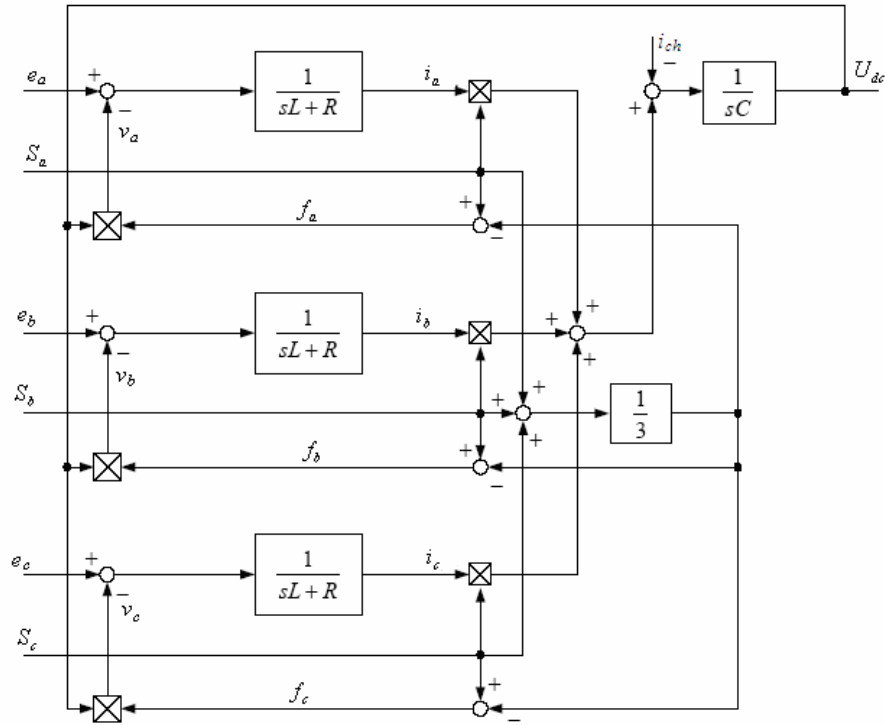


Figure II.9 Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans les coordonnées triphasées normales.

II.5.2 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel fixes $\alpha\beta$

Les équations de tensions dans le repère fixe $\alpha\beta$ sont obtenues par l'application des équations annexe (A.1), (II.7) et (II.11) et sont écrits comme:

$$Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} = e_\alpha - U_{dc} S_\alpha$$

$$Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} = e_\beta - U_{dc} S_\beta \tag{II.17}$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \sum_{k=\alpha}^{\beta} S_n i_n - i_{ch} = \frac{3}{2} (S_\alpha i_\alpha + S_\beta i_\beta) - i_{ch} \tag{II.18}$$

Où

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

Un schéma fonctionnel dans le repère fixe $\alpha\beta$ est présenté dans la figure II.10.

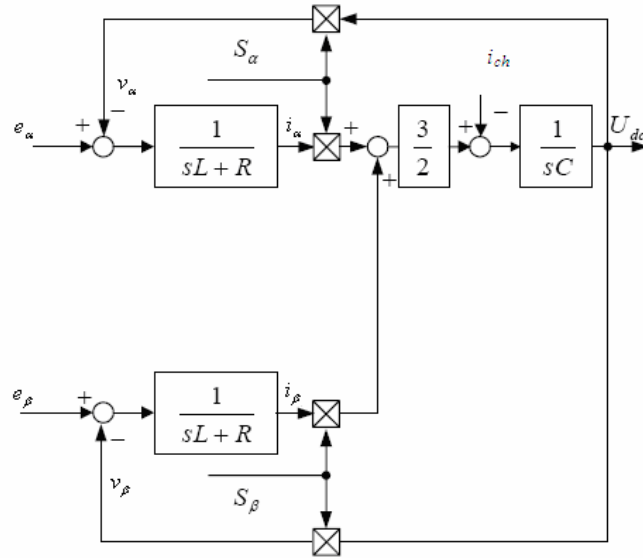


Figure II.10. Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans le système de coordonnées fixes $\alpha\beta$.

II.5.3 Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel tournant (dq)

Les équations dans le repère tournant $d-q$ sont obtenues à l'aide de la transformation de l'annexe (A.1):

$$e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_d \quad (\text{II.19})$$

$$e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + v_q$$

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = \frac{3}{2} \sum_{k=d}^q S_n i_n - i_{ch} = (S_d i_d + S_q i_q) - i_{dc} \quad (\text{II.20})$$

Où

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

Un schéma fonctionnel dans le repère $d-q$ est présenté dans la figure II.11.

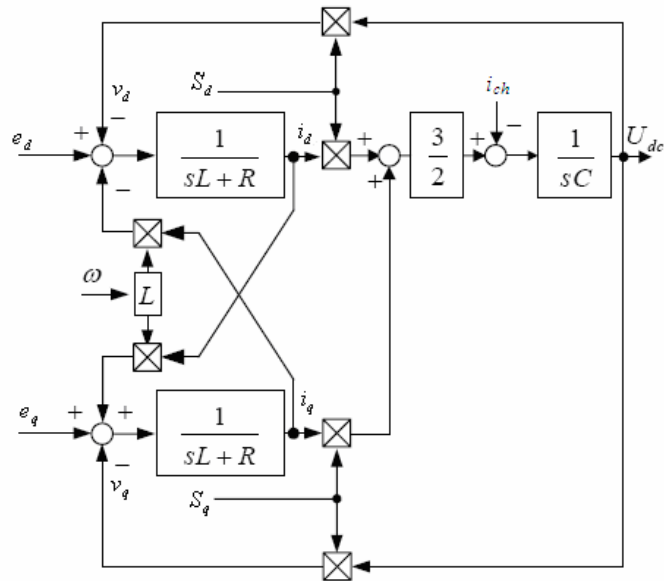


Figure II.11 Schéma fonctionnel du redresseur MLI de tension dans le référentiel tournant d - q

II.6. CONTROLE EN COURANT DU REDRESSEUR MLI [JO-05][MU-01]

II.6.1. Configuration des circuits de contrôle

Le contrôle de la tension continue U_{dc} exige une boucle d'asservissement fermée. Comme déjà expliqué dans le paragraphe (II.2), la tension continue U_{dc} est mesurée et comparée à une référence U_{dc_ref} et le signal d'erreur obtenu à partir de cette comparaison est employé pour produire une forme d'onde pour la référence du courant. La référence devrait être une forme d'onde sinusoïdale avec la même fréquence que la tension d'entrée.

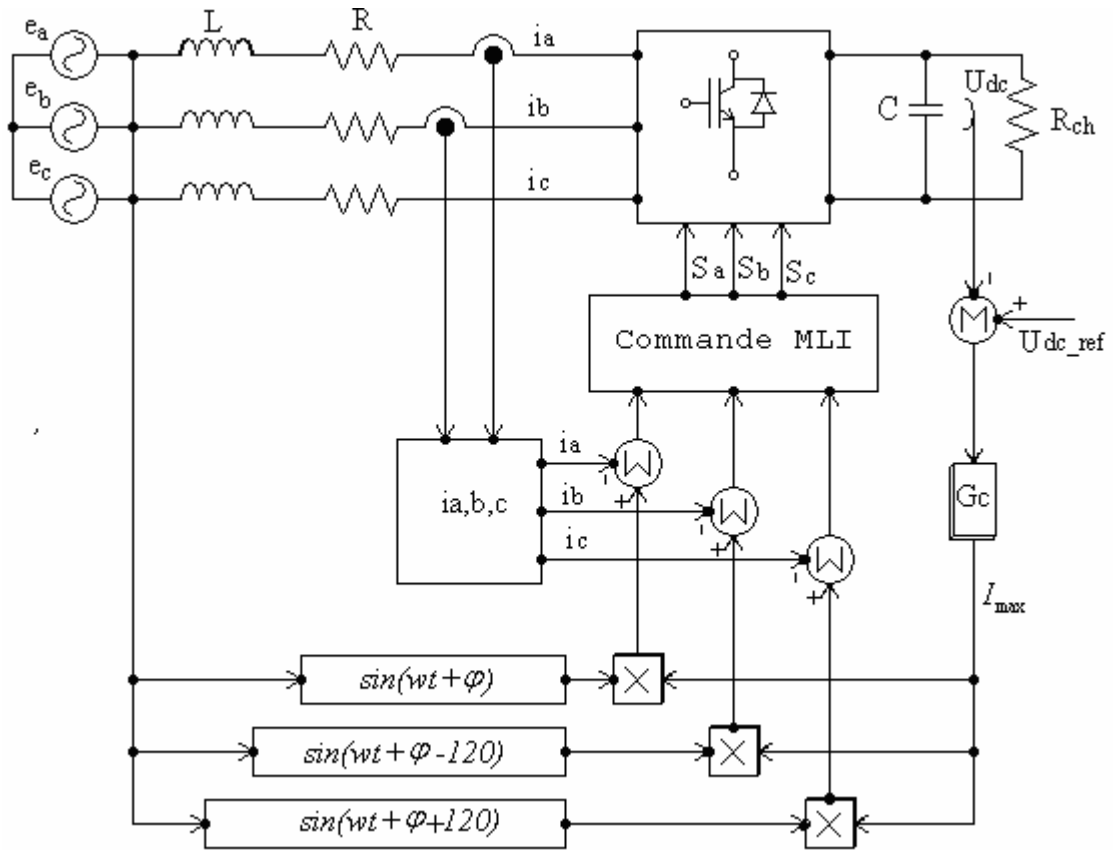


Figure II.12 Commande du redresseur MLI.

Cette méthode de contrôle est montrée dans la figure II.12. Le contrôle est réalisé par la mesure des courants instantanés des phases i_a , i_b et i_c . On les force pour suivre des courants de référence sinusoïdaux i_{ref} . L'amplitude de la référence du courant I_{max} est évaluée par la sortie d'un régulateur de tension du bus continu selon l'équation suivante :

$$I_{max} = G_C \cdot (U_{dc_ref} - U_{dc}) \quad (II.21)$$

Où G_C est représenté un correcteur de type PI, P, logique floue ou autres.

La forme d'onde sinusoïdale de la référence du courant est obtenue en multipliant I_{max} avec une fonction sinus, de même fréquence de la source, et avec angle de déphasage φ désiré. De plus, la référence doit être synchronisée avec la source d'alimentation. Une fois que la référence a été créée, la commande MLI est produite, par le régulateur utilisé, pour commuter les interrupteurs.

II.7 SIMULATION

Le redresseur MLI a été étudié par simulation sous Matlab/Simulink selon le schéma de la figure II.12, le courant a été commandé dans le repère abc par régulateurs à hystérésis, les paramètres de simulation sont résumés au tableau de l'annexe (A.3).

II.7.1. Résultats de simulation

Le fonctionnement était en redresseur où le courant de charge est positif ($i_{ch} > 0$). A l'instant $t = 0.25$ (Sec) on fait changer le mode de fonctionnement par inversion le sens du courant de charge $i_{ch} < 0$ donc en fonctionnement onduleur.

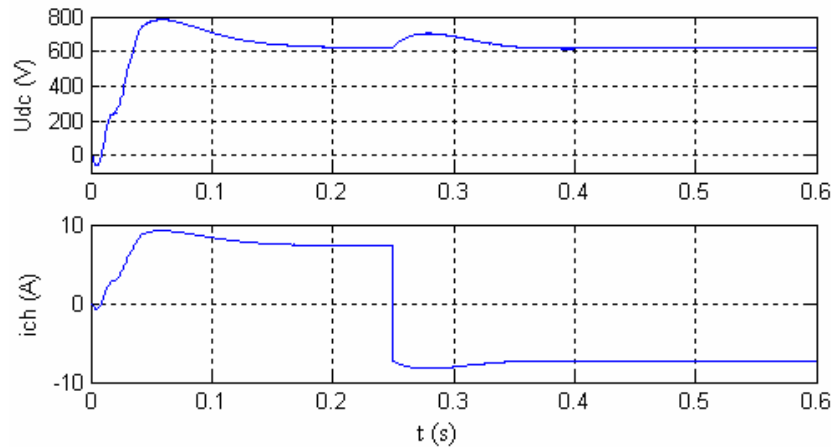


Figure II.13. Représentation de la tension du bus continu U_{dc} , et le courant de charge i_{ch} .

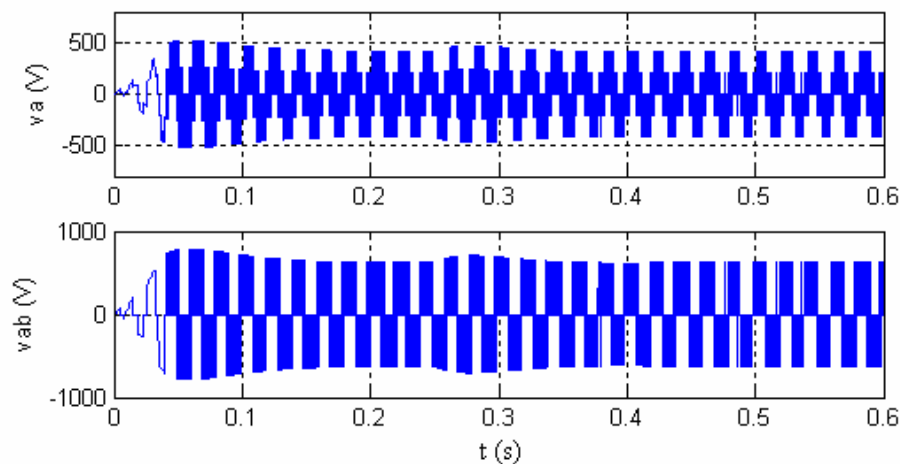


Figure II.14. Tension d'entrée du pont convertisseur phase neutre v_{an} et entre phases v_{ab} .

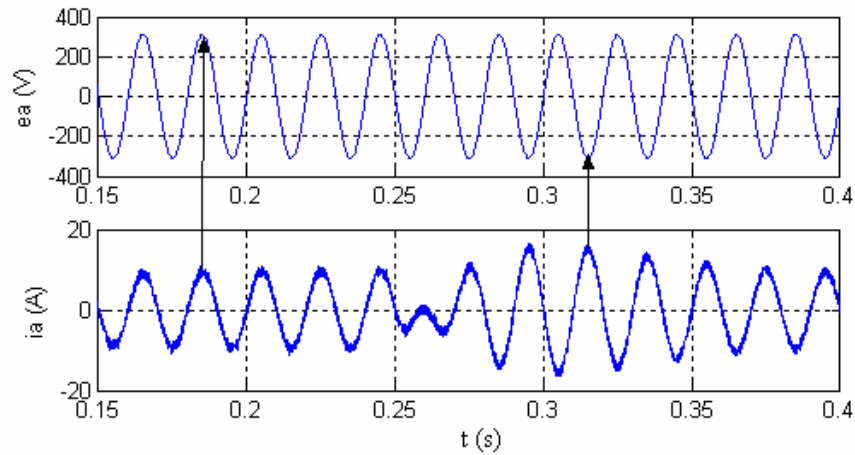


Figure II.15. Tension du réseau e_a , courant du réseau i_a .

Zoom du Résultats

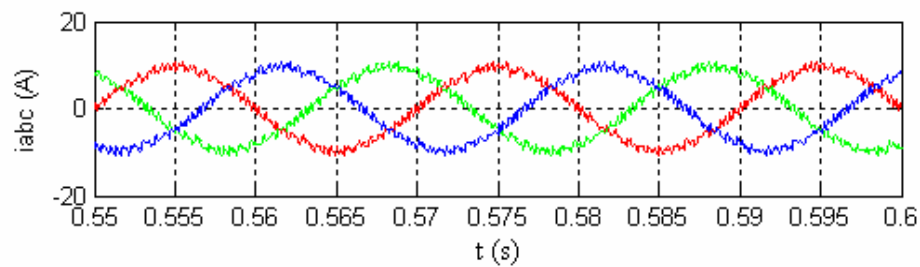


Figure II.16. Représente les trois courant du réseau.

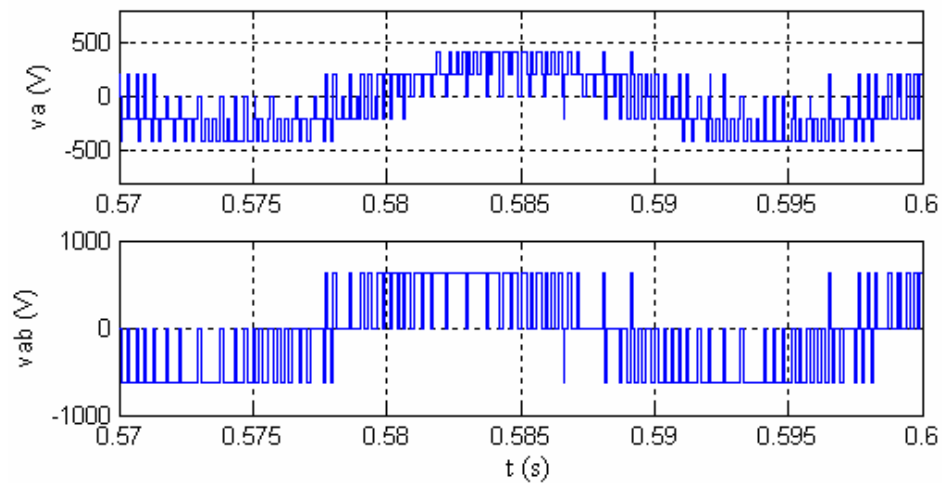


Figure II.17. Tension d'entrée du pont convertisseur entre phases v_{Sab} ,
et phase neutre v_{an}

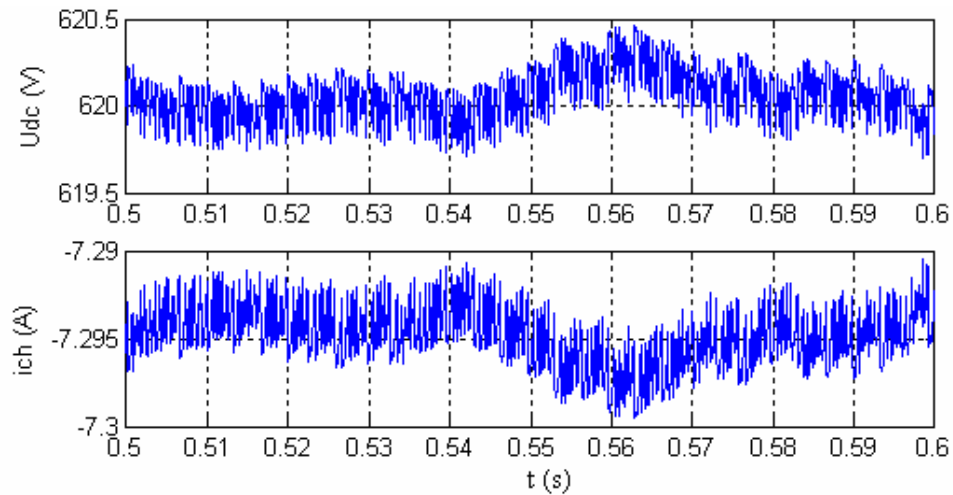


Figure II.18. Représente de l'ondulation de la tension du bus continu U_{dc} ,
et le courant de charge i_{ch} .

II.8 CONCLUSION

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

Afin d'éviter le premier problème, une solution est proposée dans le cas des systèmes triphasés, il s'agit d'utiliser les correcteurs PI dans un repère tournant (avec la transformée de Park) [BO-99] [MA-01]. Ainsi, si le repère tourne à la même vitesse et dans le même sens que le vecteur de courant, les projections du courant dans ce repère seront considérés comme des grandeurs continues ainsi, le correcteur PI pourra éliminer correctement les erreurs statiques.

D'autres part pour éviter le surcoût de l'installation on doit éliminer certains capteurs. Les solutions pour ces problèmes seront exposées dans le chapitre suivant.

Chapitre III
Contrôle vectoriel

III.1. INTRODUCTION

Comme dans la commande à flux orienté (FOC) d'un moteur à induction, la commande à tension orienté (VOC) et La commande à flux virtuel orientée (VFOC) pour le côté réseau du redresseur MLI est basée sur la transformation des coordonnées entre le système de coordonnées fixe $\alpha\beta$ et de coordonnées dq .

Les deux stratégies garantissent une réponse transitoire rapide et haut comportement statique par l'intermédiaire des boucles de régulation des courants internes. En conséquence, la configuration finale et le comportement du système dépendent largement par la qualité de la stratégie de commande du courant appliqué. La solution la plus facile est la commande du courant par hystérésis qui donne une réponse dynamique rapide, bonne précision, aucune compensation continue et robustesse élevée. Cependant, le problème principal de la commande par hystérésis est que sa fréquence moyenne de commutation change avec le courant de charge, qui rend la fréquence de commutation inégale et aléatoire, ainsi, résultant un additionnel problème sur les dispositifs de commutation et la difficulté de la conception du filtre d'entrée LC. Par conséquent, on rapporte que plusieurs stratégies en littérature améliorent le comportement de commande du courant. Parmi les régulations présentées et largement répandues pour la commande du courant et de comportement élevé c'est la régulation dans le système de coordonnées tournant, où les courants sont réglés comme des grandeurs continues ce qui élimine l'erreur statique [MA-01].

III.2 METHODE DE SYNCHRONISATION

Afin d'échanger une puissance contrôlée, le redresseur doit toujours être synchronisé avec le réseau. Le but du bloc de synchronisation est donc d'obtenir la phase de la tension instantanée du réseau. Plusieurs techniques sont utilisées, le choix le plus commun consiste à utiliser une boucle à verrouillage de phase (en anglais PLL, *Phase Locked Loop*). Cependant, quelques auteurs utilisent aussi une estimation du flux virtuel [MA-04].

III.2.1 Boucle a verrouillage de phase PLL [ET-03]

Dans les applications réseau électrique, la PLL sert essentiellement à estimer et filtrer la phase et l'amplitude instantanée du phaseur équivalent d'un système triphasé. La PLL réalise la suivi de phase de la composante directe de la tension du réseau, e_d , afin d'éliminer la composante

en quadrature, e_q , ce qui se produit lorsque la phase estimée, γ_e , est égale à la phase du réseau. La Figure III.1 montre la structure classique d'une PLL triphasée.

Elle est composée d'un détecteur de phase (la transformée de coordonnées), un filtre passe bas (le correcteur) et un oscillateur (l'intégrateur).

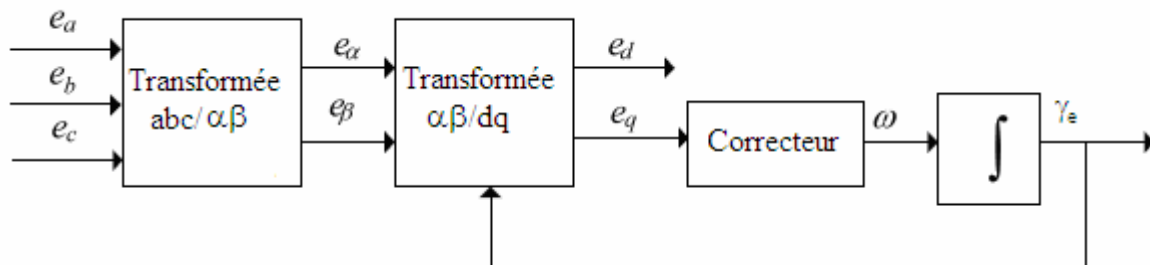


Figure III.1. Structure classique d'une PLL triphasée

Souvent la tension du réseau n'est pas parfaite et présente des harmoniques. Dans ce cas-là, la vitesse et l'amplitude instantanées du phaseur équivalent de la tension du réseau ne sont pas constantes. La vitesse moyenne de rotation et l'amplitude moyenne correspondront à la vitesse et l'amplitude de la composante fondamentale, tandis que les oscillations seront dues aux harmoniques.

Du fait de la nature du filtre d'une PLL, l'information de phase obtenue à sa sortie dépend de sa bande passante. Ainsi, si celle-ci est très élevée, la phase de sortie sera une image de celle correspondant au phaseur équivalent instantané de la tension, c'est-à-dire, contenant tous les harmoniques. Par contre, si la bande passante est suffisamment réduite, les harmoniques seront filtrés et la sortie sera une image de la phase du phaseur équivalent de la composante fondamentale. Cette dernière méthode est la meilleure solution pour pouvoir rejeter les harmoniques qui agissent sur la phase. Ce fait entraîne une diminution de la dynamique de la PLL. Cependant, dans cette application, il n'y a pas de compromis à faire entre la précision et la vitesse de la réponse, car le but recherché est une bande passante réduite de la PLL. Evidemment, cette dynamique limitée provoque un ralentissement du temps de synchronisation lors de la mise en route du système.

III.2.2 Estimation du flux virtuel [DU -99]

Initialement, l'estimation de la tension du réseau par la méthode du flux virtuel était utilisée pour améliorer le contrôle pour des systèmes avec boucles imbriquées. Ensuite dans [MA-01],

cette technique a été utilisée pour calculer les puissances instantanées sans nécessité des capteurs de tension. Plus tard, l'estimateur du flux virtuel a servi à se synchroniser au réseau [MA-04].

Le principe basique de cette technique de synchronisation consiste à calculer la tension du réseau à partir de l'estimation des tensions de l'onduleur et du filtre. Toutefois, afin d'améliorer la qualité du calcul et d'éviter les discontinuités de la tension de l'onduleur, l'estimation de la tension est réalisée à travers le flux virtuel.

Afin d'identifier le flux virtuel, la tension du réseau et les inductances du filtre sont considérées comme les grandeurs d'un moteur alternatif virtuel comme montre la Figure III.2. Ainsi, L et R représentent l'inductance et la résistance du stator du moteur virtuel et donc les tensions entre phases e_{ab} , e_{bc} et e_{ca} seront induites par un flux virtuel. L'intégration des tensions entre phases crée un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées $\alpha\beta$.

La tension du réseau et les inductances L , sont supposés des grandeurs relatives au *Moteur à Courant Alternatif Virtuel* comme montré dans la figure III.2.

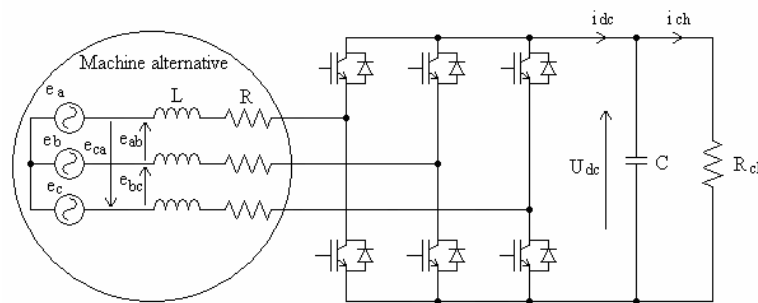


Figure III.2 Schéma d'un redresseur triphasé avec la partie alternative représenté comme un moteur AC virtuel.

Ainsi, R et L représentent la résistance statorique et l'inductance de fuite du moteur virtuel et les tensions du réseau entre phases: e_{ab} , e_{bc} , e_{ca} , serait induites par le flux virtuel d'entrefer. En d'autres termes l'intégration des tensions mène à un vecteur du flux virtuel dans les coordonnées fixes $\alpha - \beta$.

De même pour l'équation. (III.1), une équation du flux virtuel peut être présentée comme

$$\overline{\Psi} = \overline{\Psi}_r + \overline{\Psi}_l \quad (\text{III.1})$$

En se basant sur la mesure de la tension du bus continu U_{dc} et les états des interrupteurs du convertisseur S_a , S_b , S_c . Donc les tensions d'entrée du redresseur sont estimées comme suit :

$$\begin{aligned}
 v_\alpha &= \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\
 v_\beta &= \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c)
 \end{aligned}
 \tag{III.2}$$

Puis, les composants du flux virtuel $\widehat{\Psi}$ sont calculées à partir de l'équation (III.1) dans le système de coordonnées fixe $\alpha - \beta$:

$$\begin{aligned}
 \widehat{\Psi}_\alpha &= \int (v_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt}) dt \\
 \widehat{\Psi}_\beta &= \int (v_\beta + L \frac{di_\beta}{dt}) dt
 \end{aligned}
 \tag{III.3}$$

Ainsi, la phase instantanée du phaseur équivalent de tension du réseau d'un système triphasé est obtenue par l'expression suivante. Un déphasage égal au quart de la période est ajouté car la tension est en quadrature avec le flux virtuel.

$$\gamma_\Psi = \arctan\left(\frac{\Psi_\beta}{\Psi_\alpha}\right) + 90^\circ
 \tag{III.4}$$

Cette technique permet d'obtenir de bonnes valeurs de phase même quand la tension du réseau est relativement perturbée. Par ailleurs, ce mécanisme de synchronisation permet d'éliminer les capteurs de tension et donc fait diminuer le coût de l'ensemble du système.

Néanmoins, cette technique présente l'inconvénient de se connecter directement, sans une mise en marche graduelle, ce qui dans certaines applications peut être critique à cause des forts transitoires lors du démarrage (car dans les premiers instants, les valeurs des états de commutation ne sont pas connues).

III.3. CONTROLE VECTORIEL DU REDRESSEUR MLI

Il y a deux méthodes de contrôle vectoriel, la première basée sur la synchronisation par le PLL, et la deuxième basée sur le flux virtuel, comme expliqué dans le paragraphe (III .2). Dans ce qui suit on développera ces deux techniques de commande.

III.3.1. Schéma fonctionnel de contrôle à tension orientée (VOC) [KZ-02], [BO-02], [AR-07], [JO-05]

Le système de commande conventionnel utilise la commande en boucle fermée du courant dans le système de coordonnées tournant, commande à tension orientée (VOC) est montrée dans la figure III.3.

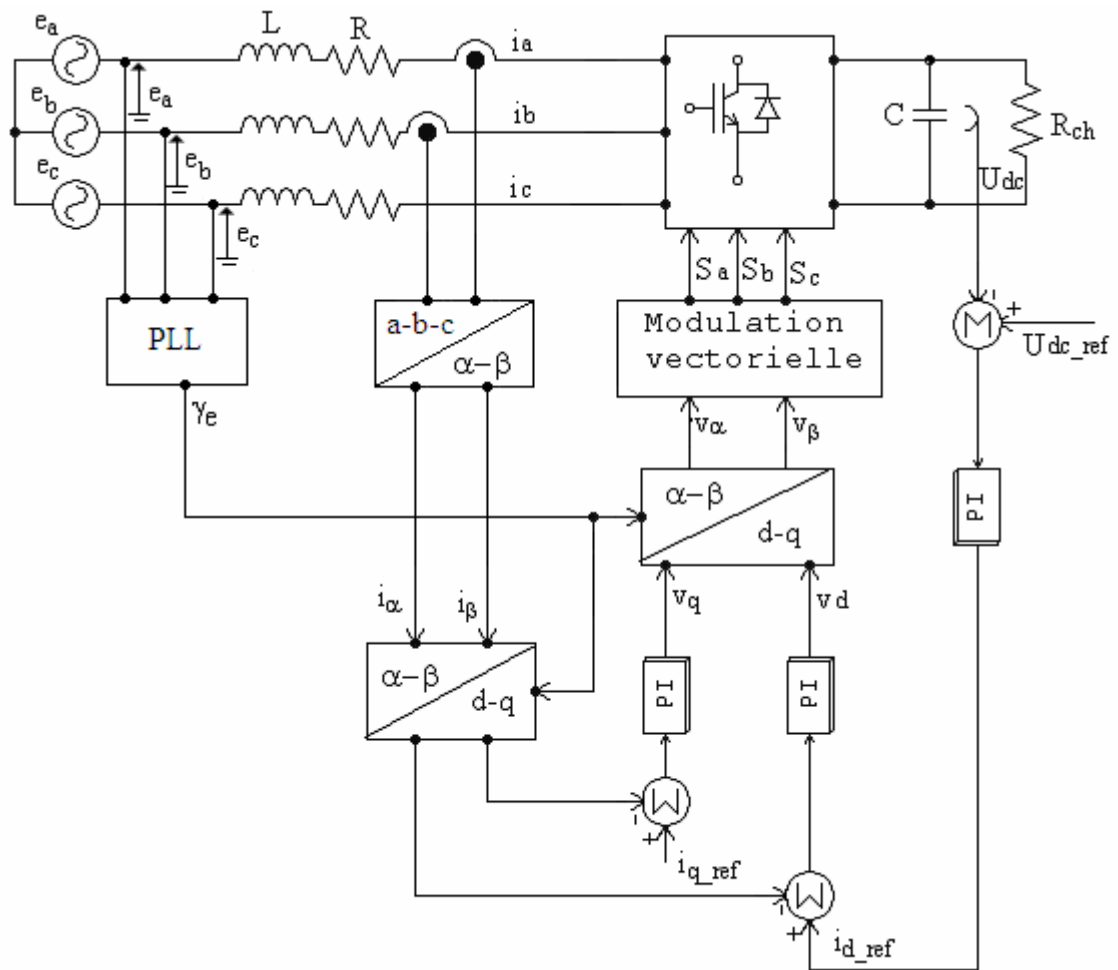


Figure III.3 Schéma fonctionnel de la commande à tension orientée (VOC).

La caractéristique de ce dispositif de contrôle en courant est basée sur les transformées dans deux systèmes de coordonnées. Le premier est le système de coordonnées fixe $\alpha - \beta$, et le second est le système de coordonnée tournant $d - q$. Les valeurs mesurées de trois phases sont converties en équivalent système de deux phase ($\alpha - \beta$) et alors sont transformées au système de coordonnées tournant dans le bloc $(\alpha - \beta)/(d - q)$.

$$\begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_e & \sin \gamma_e \\ -\sin \gamma_e & \cos \gamma_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{III.5})$$

Grâce à ce type de transformation, les grandeurs de commande sont des signaux continus. Une transformation inverse $(d-q)/(\alpha-\beta)$ est réalisée sur la sortie du système de commande et il donne des signaux des références du redresseur dans les coordonnées fixes :

$$\begin{bmatrix} k_\alpha \\ k_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma_e & -\sin \gamma_e \\ \sin \gamma_e & \cos \gamma_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_d \\ k_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

Pour les deux transformations de coordonnées l'angle du vecteur de tension γ_e est défini comme:

$$\begin{aligned} \sin \gamma_e &= e_\beta / \sqrt{(e_\alpha)^2 + (e_\beta)^2} \\ \cos \gamma_e &= e_\alpha / \sqrt{(e_\alpha)^2 + (e_\beta)^2} \end{aligned} \quad (\text{III.7})$$

Dans le système des coordonnées tournants $(d-q)$, le vecteur courant du réseau \bar{i} a deux composantes perpendiculaire $\bar{i} = [i_d, i_q]$ (figure III.4) la composante i_q détermine la puissance réactive, tandis que i_d concerne au découlement de la puissance active. Ainsi les puissances réactive et active peuvent être commandées indépendamment. La condition pour un facteur de puissance unitaire est obtenue quand le vecteur courant du réseau \bar{i} est aligné avec le vecteur tension du réseau \bar{e} , (figure III.4) en plaçant l'axe d du système de coordonnées tournant sur le vecteur tension du réseau, un modèle dynamique simplifié peut être obtenu.

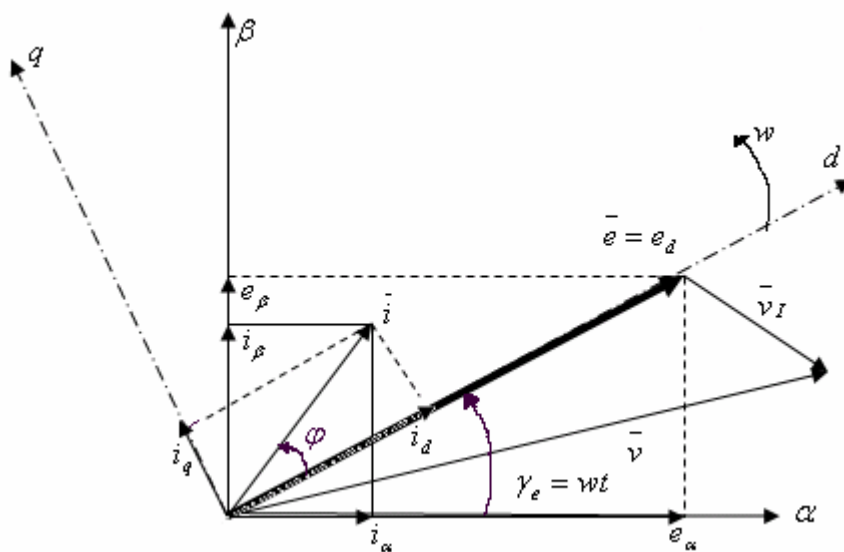


Figure. III.4 Diagramme vectoriel pour le VOC

III.3.1.1. Etude de la boucle des courants du coté alternatif

L'utilisation, des correcteurs PI dans un repère triphasé, présente des problèmes d'application. En effet, des composantes alternatives se retrouvent dans les erreurs à l'entrée des correcteurs PI. Ces grandeurs alternatives sont à l'origine d'erreurs statiques non compensées par les correcteurs PI. Pour résoudre ce problème, des transformées de Park dont le repère qui tourne à la fréquence des tensions du réseau sont utilisées. Ainsi les variables alternatives des courants sont transformées en composantes d'axe d et q continus dès lors que ces signaux ont la même fréquence que le réseau. Cela exige la connaissance de l'angle de référence des tensions du réseau sera nécessaire pour le calcul des transformées.

Cependant, il y a un couplage entre les axes de la transformation de Park., donc une variation sur i_d provoque une variation sur i_q et l'inverse.

Les équations de tension dans le système de coordonnées tournant ($d - q$) sont :

$$\begin{aligned} e_d &= R.i_d + L \frac{di_d}{dt} + v_d + \omega.L.i_q \\ e_q &= R.i_q + L \frac{di_q}{dt} + v_q - \omega.L.i_d \end{aligned} \quad (III.8)$$

Le découplage entre l'axe d et q est réalisé par le variable h_d et h_q :

$$\begin{aligned} h_d &= e_d - v_d - \omega L i_q = L \frac{di_d}{dt} + R.i_d \\ h_q &= e_q - v_q + \omega L i_d = L \frac{di_q}{dt} + R.i_q \end{aligned} \quad (III.9)$$

Le système d'état découplé est présenté donc, par :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (III.10)$$

Il est possible de commander indépendamment les composants du courant i_d et i_q par action sur h_d et h_q , ainsi, il est simple de dimensionner les régulateurs.

la figure III.5 présente le schéma fonctionnel pour le réglage du courant.

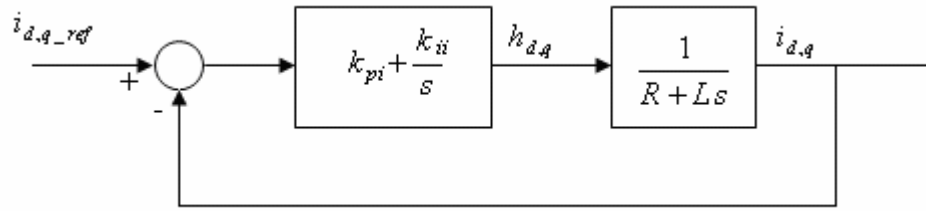


Figure III.5. Schéma fonctionnel pour le réglage du courant.

Dans ce cas, les contrôleurs de courants utilisés, sont de type PI. Les paramètres K_p et K_i sont calculés en fonction de temps de réponse et le coefficient d'amortissement.

$$\begin{aligned} k_{pi} &= 2\zeta\omega_n L - R \\ k_{ii} &= L\omega_n^2 \end{aligned} \quad (\text{III.11})$$

Où $\xi = \frac{\sqrt{2}}{2}$ et ω_n dépend de temps de reponse choisi. Aussi, le système en boucle fermée pour le courant direct et en quadrature est donné :

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{i_q}{i_{q_ref}} = \frac{k_p}{L} \frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III.12})$$

On prend $\omega_n = \omega_c / 5$, pour obtenir une régulation interne rapide [VE - 98].

Où $\omega_c = 2\pi f_c$ la pulsation de commutation.

f_c : Fréquence de commutation.

III.3.1.2. Boucle de régulation de tension du bus continu

Le modèle dynamique pour le circuit du bus continu aide sur le calcul de fonction de transfert de tension du bus continu, il est représenté par la figure III.6.

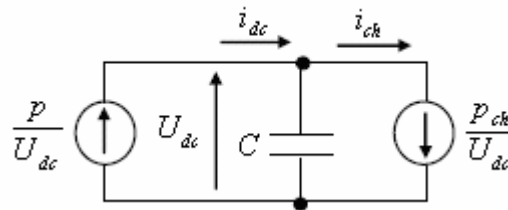


Figure III.6. Modèle dynamique pour le circuit du bus continu

$$p = e_d i_d \approx U_{dc} i_{dc} \approx p_{dc} + p_{ch} = U_{dc} C \frac{dU_{dc}}{dt} + U_{dc} i_{ch} \quad (\text{III.13})$$

On fait la linéarisation du modèle on obtient :

$$(e_d + \tilde{e}_d)(i_d + \tilde{i}_d) = (U_{dc} + \tilde{U}_{dc})C \frac{d(U_{dc} + \tilde{U}_{dc})}{dt} + (U_{dc} + \tilde{U}_{dc})(i_{ch} + \tilde{i}_{ch}) \quad (\text{III.14})$$

En régime permanent $e_d i_d = U_{dc} i_{ch}$ et les perturbations de deuxième ordre sont négligeables, et la tension du réseau est alors constante :

$$e_d \tilde{i}_d = U_{dc} C \frac{d\tilde{U}_{dc}}{dt} + U_{dc} \tilde{i}_{ch} \quad (\text{III.15})$$

On obtient aussi par la division des termes sur U_{dc}

$$\frac{e_d}{U_{dc}} \tilde{i}_d = C \frac{d\tilde{U}_{dc}}{dt} + \tilde{i}_{ch} \quad (\text{III.16})$$

On trouve par l'emploi de la transformation de Laplace. Le terme \tilde{i}_{ch} apparaît comme perturbation :

$$\frac{\tilde{U}_{dc}(s)}{\tilde{i}_d(s)} = \frac{e_d}{U_{dc} C} \frac{1}{s} \quad (\text{III.17})$$

La figure (III.7) représente le schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de tension du bus continu:

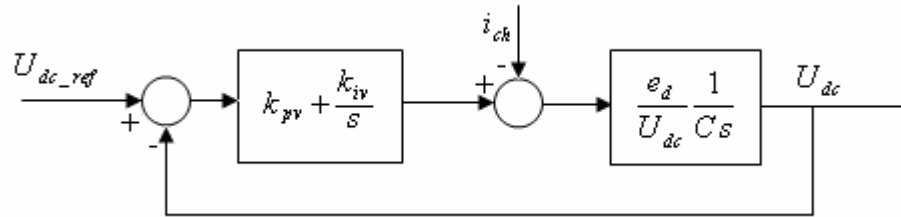


Figure.III.7. Schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de tension du bus continu.

Selon les critères sur le temps de réponse et le coefficient d'amortissement [VE -98], on a :

$$k_{iv} = \frac{C w_{nv}^2}{\frac{e_d}{U_{dc}}} = \frac{C w_{nv}^2}{\sqrt{3/2} \frac{E_m}{U_{dc}}} \quad (\text{III.18})$$

$$k_{pv} = 2 \frac{C}{\sqrt{3/2} \frac{E_m}{U_{dc}}} \xi_v w_{nv}$$

Où $w_{nv} = w/6$ et $\xi_v = \frac{\sqrt{2}}{2}$

$w = 2\pi f$ Avec, f : fréquence du réseau.

III.3.2. Schéma fonctionnel de la commande à flux virtuel orienté (VFOC)

il est plus facile de remplacer l'angle du vecteur de tension du réseau γ_e par l'angle du vecteur flux γ_ψ , parce que γ_ψ est moins sensible que γ_e aux perturbations dans la tension du réseau, grâce au comportement (passe-bas) de l'intégrateur de l'équation (III.3) (parce que les harmoniques sont réduits par un facteur $1/k$ et l'ondulation, liée à la commutation des transistors, à haute fréquence est fortement atténuée). Pour cette raison, il n'est pas nécessaire de mettre en application le (PLL). Pour réaliser la robustesse du système à flux orienté, puisque $\bar{\Psi}$ tourne beaucoup plus lisse que \bar{e} . L'angle de déplacement du vecteur flux virtuel $\bar{\Psi}$ dans les coordonnées $(\alpha - \beta)$ est définie comme:

$$\begin{aligned} \sin \gamma_\psi &= \Psi_\beta / \sqrt{(\Psi_\alpha)^2 + (\Psi_\beta)^2} \\ \cos \gamma_\psi &= \Psi_\alpha / \sqrt{(\Psi_\alpha)^2 + (\Psi_\beta)^2} \end{aligned} \tag{III.19}$$

Le schéma de la commande à flux virtuel orienté (VFOC) est montré dans figure III.8.

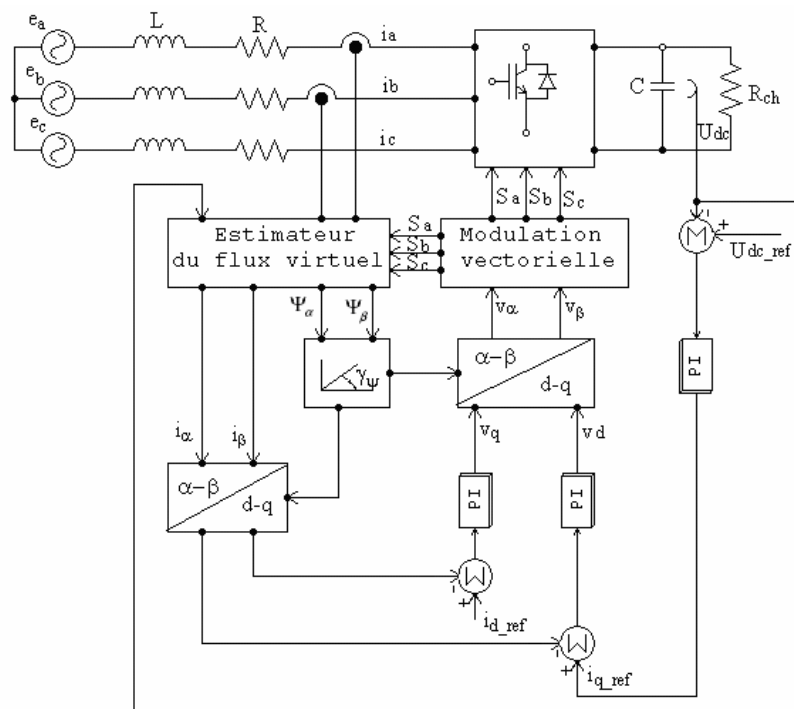


Figure III.8. Schéma fonctionnel de la commande à flux virtuel orienté (VFOC).

Le vecteur de flux virtuel est en retard au vecteur de tension par 90° (Figure III.9). Par conséquent, pour la condition du facteur de puissance unitaire (UPF), la composante d du vecteur courant, \bar{i} doit être nul.

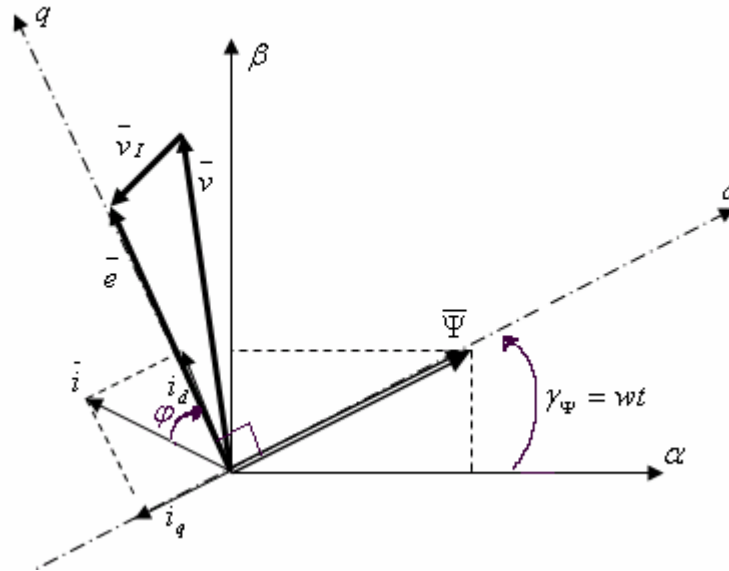


Figure III.9 Diagramme vectoriel pour le (VFOC).

Pour un flux virtuel orienté les équations de tension sont transformées comme :

$$\begin{aligned} e_q &= L \frac{di_q}{dt} + v_q + \omega.L.i_d \\ 0 &= L \frac{di_d}{dt} + v_d - \omega.L.i_q \end{aligned} \quad (\text{III.20})$$

Pour $i_d = 0$, les équations (III.20) peuvent être écrites :

$$\begin{aligned} e_q &= L \frac{di_q}{dt} + v_q \\ 0 &= v_d - \omega.L.i_q \end{aligned} \quad (\text{III.21})$$

III.4. MODULATION VECTORIELLE

III.4.1 Principe

La modulation vectorielle (en anglais : Space Vector Modulation ou SVM) est différente des méthodes classiques par le fait que les signaux de commandes sont établis en tenant compte de l'état des trois bras de l'onduleur en même temps.

La technique de modulation vectorielle consiste à reconstituer le vecteur tension de référence \vec{v}_c pendant une période de commutation par les vecteurs tensions adjacents \vec{v}_k , \vec{v}_{k+1} , \vec{v}_0 et \vec{v}_7 correspondant aux huit états possibles de l'onduleur.

Calcul des temps d'applications des vecteurs de tensions

Pour un onduleur de tension triphasé, il y a huit états de fonctionnement possibles. On rappelle que l'équation qui détermine les tensions de l'onduleur est:

$$\vec{v}_k = \begin{cases} \frac{2}{3} U_{dc} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & \text{si } k=1, \dots, 6 \\ 0 & \text{si } k=0, 7 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

Cette équation forme un hexagone et divise le plan en six secteurs notés I, II, III, IV, V, VI, comme montré à la figure III.10

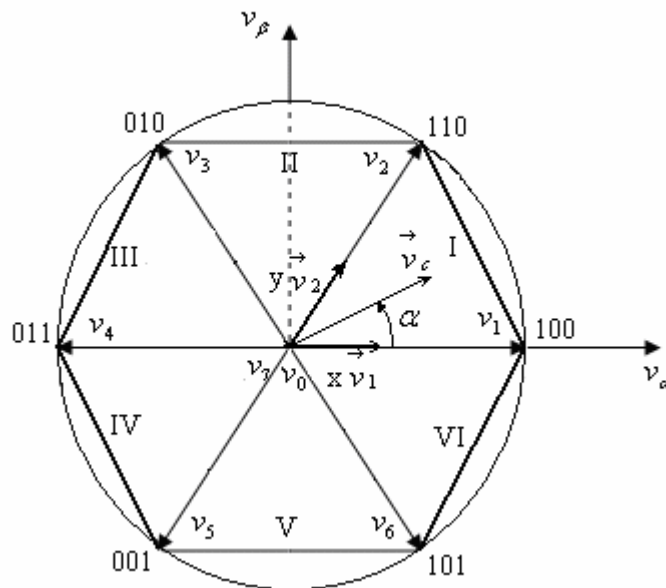


Figure III.10 Représentation des vecteurs de tension dans le plan $\alpha\beta$.

Le vecteur tension de contrôle \vec{v}_c est approché, sur la période de modulation T_{MLI} , par un vecteur de tension moyen \bar{v}_c élaboré par application des vecteurs d'état de l'onduleur \vec{v}_k et \vec{v}_{k+1} adjacents pendant les temps T_k , T_{k+1} respectivement et des vecteurs nuls \vec{v}_0 et \vec{v}_7 pendant T_0 .

Pour réduire le nombre de commutations (et donc de minimiser les pertes). La transition d'un état à état suivant est réalisée par la commutation d'un seul interrupteur, donc un interrupteur ne commute alors que deux fois pendant la période de commutation. Cette condition est réalisée quant en démarrant par l'état nul et termine par l'état nul. Les séquences temporelles de vecteurs d'état appliqués sont celles montrés sur la figure III.11. Lorsque en rangeant les vecteurs à appliquer, premier mot pour les secteurs impair : $\vec{v}_0 \vec{v}_k \vec{v}_{k+1} \vec{v}_7 \vec{v}_{k+1} \vec{v}_k \vec{v}_0$, et pour les secteurs pair en inversant les vecteurs actifs: $\vec{v}_0 \vec{v}_{k+1} \vec{v}_k \vec{v}_7 \vec{v}_k \vec{v}_{k+1} \vec{v}_0$.

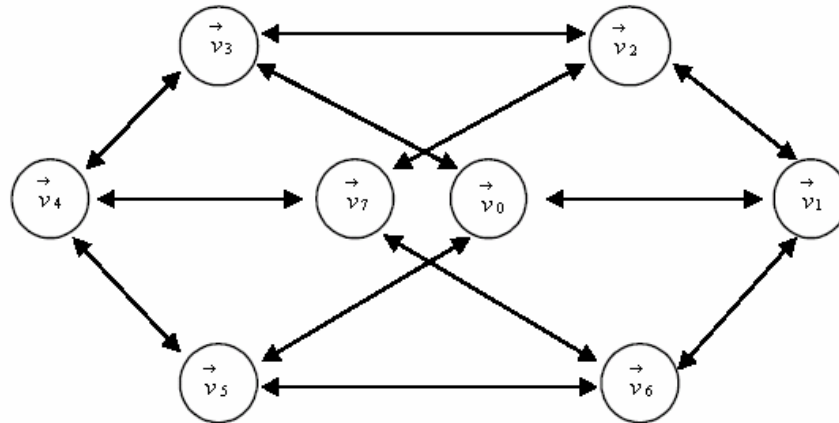


Figure III.11. Graphique montrant les transitions entre les différents états de l'onduleur permettant de minimiser les commutations.

La partie fondamentale de MLI vectorielle est le calcul des temps active et nul pour chaque vecteur de tension à appliquer pendant un cycle. Ceci est réalisé par l'approximation du vecteur de référence par sa valeur désirée. A partir des équations suivantes on calcule les temps d'application des vecteurs:

$$\int_0^{T_{MLI}} \vec{v}_c dt = \int_0^{\frac{T_0}{2}} \vec{v}_0 dt + \int_{\frac{T_0}{2}}^{\frac{T_0}{2}+T_K} \vec{v}_k dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_K}^{\frac{T_0}{2}+T_K+T_{k+1}} \vec{v}_{k+1} dt + \int_{\frac{T_0}{2}+T_K+T_{k+1}}^{T_{MLI}} \vec{v}_7 dt \quad (III.23)$$

Avec,

$$T_0 + T_k + T_{k+1} = T_{MLI} \quad (\text{III.24})$$

$$\begin{cases} x = \frac{T_1}{T_{MLI}} \\ y = \frac{T_2}{T_{MLI}} \\ z = \frac{T_0}{T_{MLI}} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

Pour une fréquence de commutation T_{MLI} suffisamment élevée le vecteur de référence \vec{v}_c est considéré constant pendant un cycle de commutation. Tenant compte que \vec{v}_k , \vec{v}_{k+1} sont constants et $\vec{v}_0 = \vec{v}_7 = \vec{0}$, il s'en suit pour un cycle de commutation :

$$\vec{v}_c \cdot T_{MLI} = \vec{v}_k \cdot T_k + \vec{v}_{k+1} \cdot T_{k+1} \quad (\text{III.26})$$

En décomposant cette équation en partie réelle et imaginaire, et à partir de l'équation (III.22), donc:

$$\begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} T_{MLI} = \frac{2}{3} U_{dc} \left(T_k \begin{pmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} \end{pmatrix} + T_{k+1} \begin{pmatrix} \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{k\pi}{3} \end{pmatrix} \right) = \frac{2}{3} U_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{k\pi}{3} \\ \sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \sin \frac{k\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} \quad (\text{III.27})$$

Où k est obtenu à partir de l'argument du vecteur de référence.

$$\alpha = \arg \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{III.28})$$

$$\frac{(k-1)\pi}{3} \leq \arg \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \leq \frac{k\pi}{3}$$

La solution de l'équation (III.27) donne:

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \frac{T_{MLI}}{U_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (\text{III.29})$$

Le temps total T_0 pour les vecteurs appliqués nuls, doit être divisé entre les deux vecteurs nuls \vec{v}_0 et \vec{v}_7 de façon égale, à partir (III.24) on obtient :

$$T_0 = T_{MLI} - (T_k + T_{k+1}) \tag{III.30}$$

Ainsi, pour le secteur I, la construction de la MLI vectorielle s'effectue comme présenté sur la figure III.12.

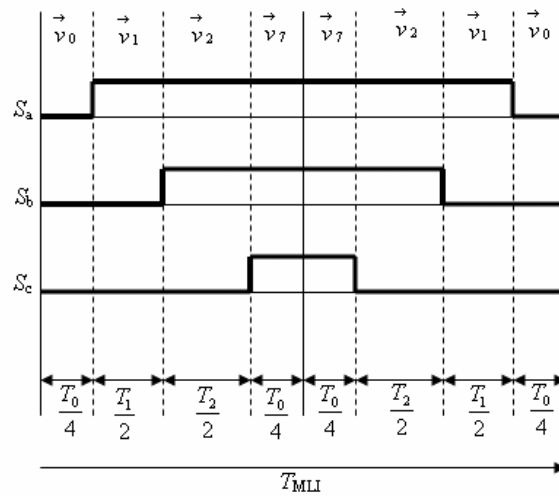


Figure. III.12. Principe d'élaboration de la MLI vectorielle

Les structure de base montré a la figure III.12 se répété dans le secteur I, comme monté à la figure III.13, et le même par les structure de base pour les autres secteurs.

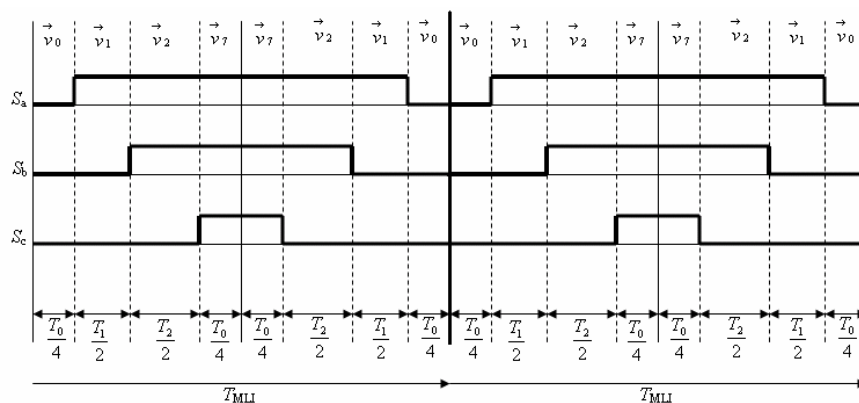


Figure III.13. Reptation de la MLI vectorielle sur le secteur I.

Le vecteur de référence peut être écrit en nombre complexe par:

$$\vec{v}_c = \hat{V}_c e^{j\omega t} = \hat{V}_c (\cos(\omega t) + j \sin(\omega t)) \quad (\text{III.31})$$

Avec, \hat{V}_c est l'amplitude du vecteur de référence, et ω son pulsation.

L'équation (II.31) devient :

$$\begin{pmatrix} T_k \\ T_{k+1} \end{pmatrix} = \sqrt{3} \frac{\hat{V}_c}{U_{dc}} T_{MLI} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \cos(\omega t) \\ \sin(\omega t) \end{pmatrix} \quad (\text{III.32})$$

Pour $0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3}$, et si le vecteur de référence se trouve dans le secteur I, l'équation (III.32)

devient:

$$\begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \end{pmatrix} = \sqrt{3} \frac{\hat{V}_c}{U_{dc}} T_{MLI} \begin{pmatrix} \sin(\frac{\pi}{2} - \omega t) \\ \sin(\omega t) \end{pmatrix} \quad (\text{III.33})$$

III.4.2 Modulation vectorielle avec porteuse [NE-05]

La modulation vectorielle avec porteuse permet une implémentation rapide et efficace sans détermination du secteur. En comparant le rapport cyclique avec une porteuse triangulaire de fréquence plus élevée pour produire les impulsions, basé sur le même principe que la modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale.

En général, dans une contrôle MLI à porteur comme montré dans la figure III.14a, la tension de contrôle est comparé avec un signal porteuse triangulaire a fréquence élevé $1/T_{MLI}$ pour commandé les interrupteurs du redresseur. La tension de branche résultant dans la figure III.15b a une valeur moyenne qui dépend de la tension de contrôle :

$$\begin{aligned} \overline{v_{aN}}(t) &= \frac{U_{dc}}{2} + \frac{U_{dc}}{2} \cdot \frac{v_{ca}(t)}{\hat{V}_{tri}}; \\ \overline{v_{bN}}(t) &= \frac{U_{dc}}{2} + \frac{U_{dc}}{2} \cdot \frac{v_{cb}(t)}{\hat{V}_{tri}}; \\ \overline{v_{cN}}(t) &= \frac{U_{dc}}{2} + \frac{U_{dc}}{2} \cdot \frac{v_{cc}(t)}{\hat{V}_{tri}}; \end{aligned} \quad (\text{III.34})$$

Ces expressions mènent à une représentation moyenne comme montré dans la figure III.14c pour chaque branche est comme la somme de la tension de phase désiré et un tension de mode commune (common-mode voltage) $\bar{v}_{cm}(t)$ comme discuté sou dessous

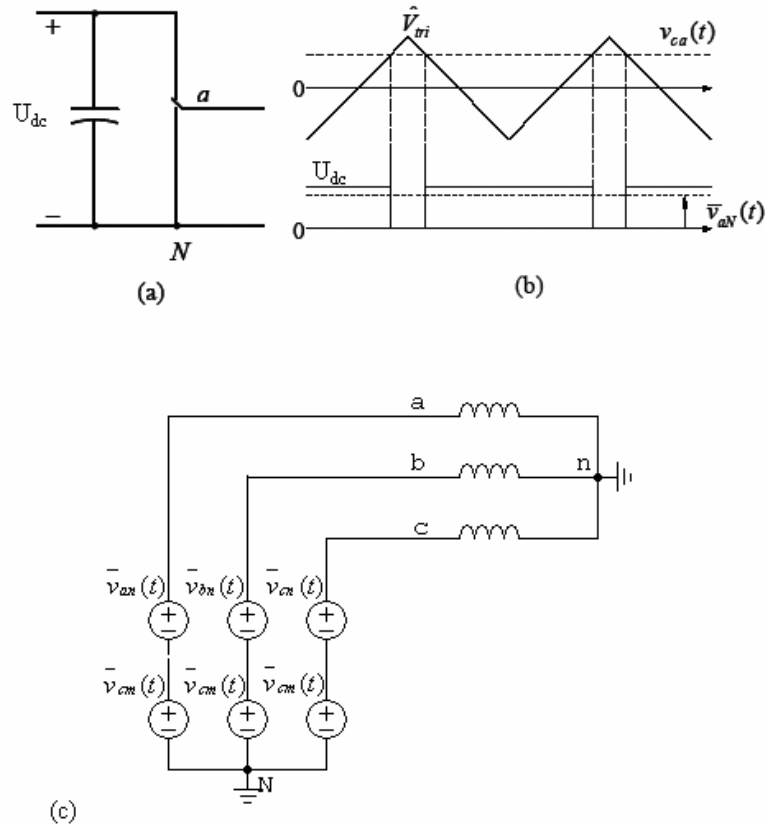


Figure III.14 (a) interrupteur de puissance, (b) porteuse basée sur MLI, (c) tension moyenne de branche.

Dans la MLI sinusoïdale les tensions de contrôle dans l'équation (III.34) forme un ensemble des signaux sinusoïdaux équilibré et leur somme instantanée est toujours zéro. Par conséquent, ils n'ont pas de tension de mode commune, et comme vu dans l'équation (III.34), la tension moyenne de chaque branche a une tension de mode commune : $\bar{v}_{cm}(t) = \frac{1}{2}U_{dc}$.

Dans la modulation vectorielle, le secteur I avec les vecteurs de base non nuls $\vec{v}_1(100)$ et $\vec{v}_2(110)$ données par la figure III.12, la tension de branche "c" est toujours 0 et prend U_{dc} sur l'intervalle $\frac{z}{2}T_{MLI}$ qui correspond à $\vec{v}_7(111)$. Par conséquent, la valeur moyenne de la tension de branche "c" est :

$$\bar{v}_{cN}(t) = \frac{z}{2}U_{dc} \tag{III.35}$$

Avec $z = \frac{T_0}{T_{MLI}}$

de la même façon, on note sur la figure III.12, que dans le secteur I avec les vecteurs de base non nuls $\vec{v}_1(100)$ et $\vec{v}_2(110)$ la tension de branche "a" est toujours U_{dc} et prend 0 pour l'intervalle $\frac{z}{2}T_{MLI}$ qui correspond à $\vec{v}_0(000)$. Par conséquent, la valeur moyenne de la tension de branche "a" est:

$$\bar{v}_{aN}(t) = U_{dc} - \frac{z}{2}U_{dc} \quad (\text{III.36})$$

Les équations (III.35) et (III.36) donnent la tension de branche comme montrée dans la figure III.14c,

$$\bar{v}_{cn}(t) + \bar{v}_{cm}(t) = \frac{z}{2}U_{dc} \quad (\text{III.37})$$

Et

$$\bar{v}_{an}(t) + \bar{v}_{am}(t) = U_{dc} - \frac{z}{2}U_{dc} \quad (\text{III.38})$$

Les équations (III.37) et (III.38) donnent :

$$\bar{v}_{cm}(t) = \frac{U_{dc}}{2} - \left(\frac{\bar{v}_{an}(t)}{2} + \frac{\bar{v}_{cn}(t)}{2} \right) \quad (\text{III.39})$$

L'équation (II.41) est valable pour le secteur I. Pour généraliser sur tous les secteurs, elle peut être remplacée par le maximum et le minimum des tensions de phase comme suit:

$$\bar{v}_{cm}(t) = \frac{U_{dc}}{2} - \left(\frac{\max(\bar{v}_{an}(t), \bar{v}_{bn}(t), \bar{v}_{cn}(t)) + \min(\bar{v}_{an}(t), \bar{v}_{bn}(t), \bar{v}_{cn}(t))}{2} \right) \quad (\text{III.40})$$

En utilisant la représentation de la figure III.14c et les équations (III.34) et (III.40), on obtient l'équation III.41, qui donne la tension de contrôle pour la phase A.

$$\frac{\bar{v}_{ca}(t)}{\widehat{V}_{tr}} = \frac{\bar{v}_{an}(t)}{U_{dc}/2} - \left(\frac{\max(\bar{v}_{an}(t), \bar{v}_{bn}(t), \bar{v}_{cn}(t)) + \min(\bar{v}_{an}(t), \bar{v}_{bn}(t), \bar{v}_{cn}(t))}{U_{dc}} \right) \quad (\text{III.41})$$

La tension de l'onduleur produite est équivalente à celle produite par une modulation vectorielle (SVM), elle est représentée par la figure III.15.

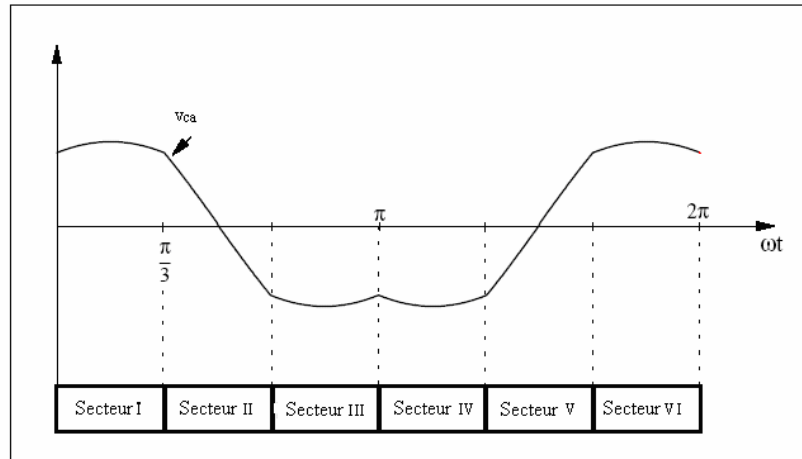


Figure III.15. Tension de commande pour la phase A

III.5. SIMULATION

On a fait simuler la technique de contrôle à flux virtuel orienté par ce que la plus utilisée. Les principaux paramètres du système sont résumés dans le tableau (A.3).

On fait deux cas de simulation:

1. Tensions du réseau idéale (équilibrée et sinusoïdale),
2. Tensions du réseau déformées avec 5% (5e harmonique) et 4.5% de déséquilibre.

III.5.1. Résultats de simulation

III.5.1.1. Comportement en régime statique

-Comportement sous tension du réseau purement sinusoïdal :

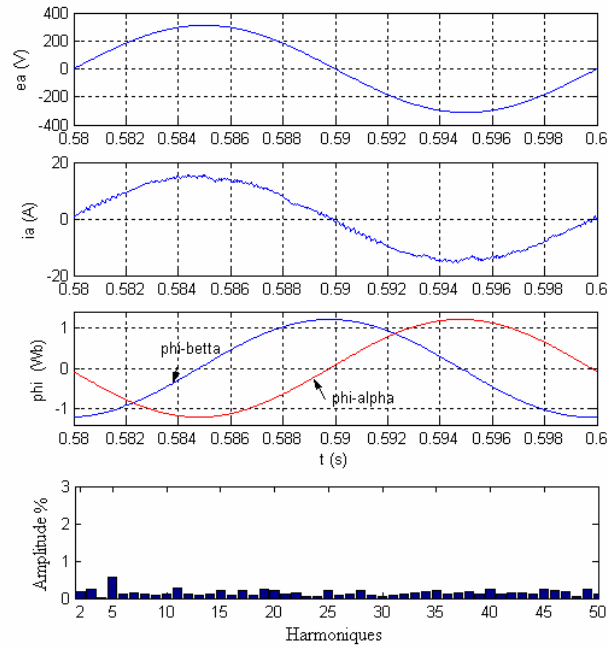


Figure III.16 Tension du réseau e_a , courant du réseau i_a , composantes des flux virtuel Ψ_α et Ψ_β
 Spectre harmonique pour le courant du réseau. (Avec THD de courant=3.1%).

-Comportement sous tension du réseau no sinusoïdal :

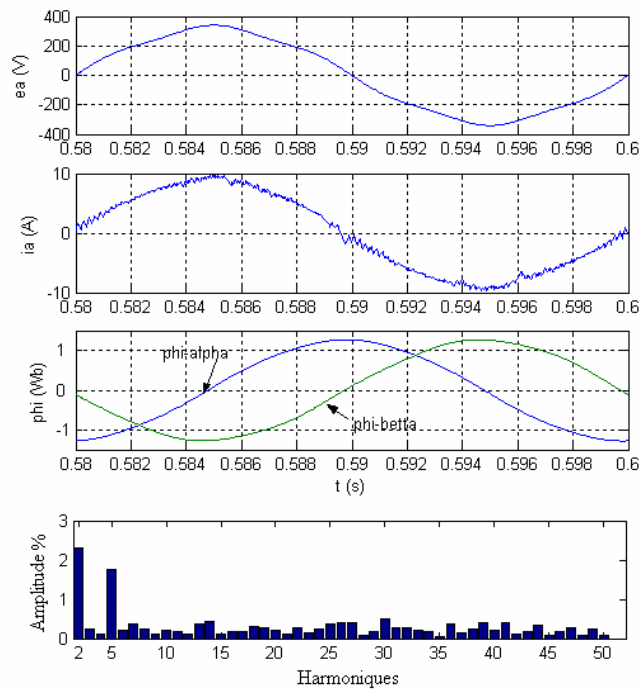


Figure III.17 Tension du réseau e_a avec distorsion de 5% (harmonique 5) et 4.5% de déséquilibre, courant du réseau i_a , composantes des flux virtuel Ψ_α et Ψ_β Spectre harmonique pour le courant du réseau. (Avec THD =9.1%).

La figure III.16 on remarque que le courant de phase et la tension sont en phase et ont une forme sinusoïdale. Le THD du courant est de 3.1% et représente une valeur acceptable. Dans la figure III.17 on fait perturber la tension du réseau en injectant l'harmonique 5 et en ajoutant un déséquilibre de 4.5%, malgré ces perturbations le courant reste presque sinusoïdal, à cause du comportement intégrale de l'estimateur du flux.

-Influence de la tension du réseau sur la tension du bus continu :

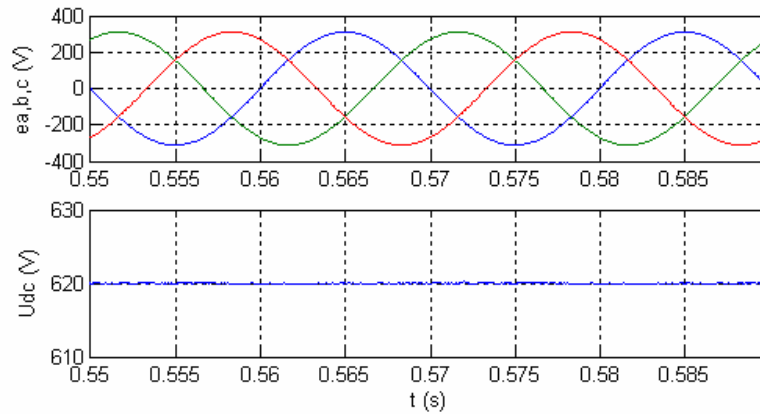


Figure III.18. Tension du réseau e_a , e_b et e_c , tension du bus continu U_{dc}

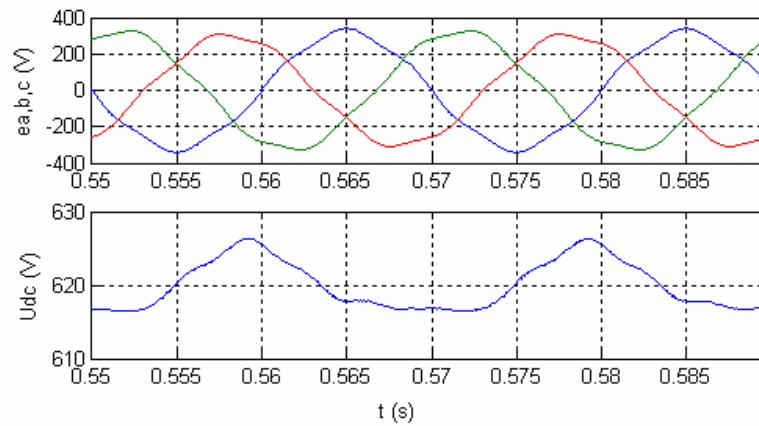


Figure III.19. Tension du réseau e_a , e_b et e_c , tension du bus continu U_{dc} .

On remarque sur la figure III.19 que la tension du bus continu est influencée par le déséquilibre des tensions du réseau pour la même valeur de la capacité de filtrage.

III.5.1.2. Comportement en régime dynamique

Les figures de III.20 à III.22 donnent les résultats obtenus en régime dynamique:

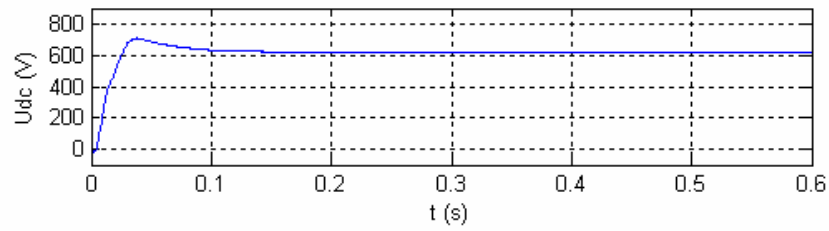


Figure III.20. Tension de bus continue

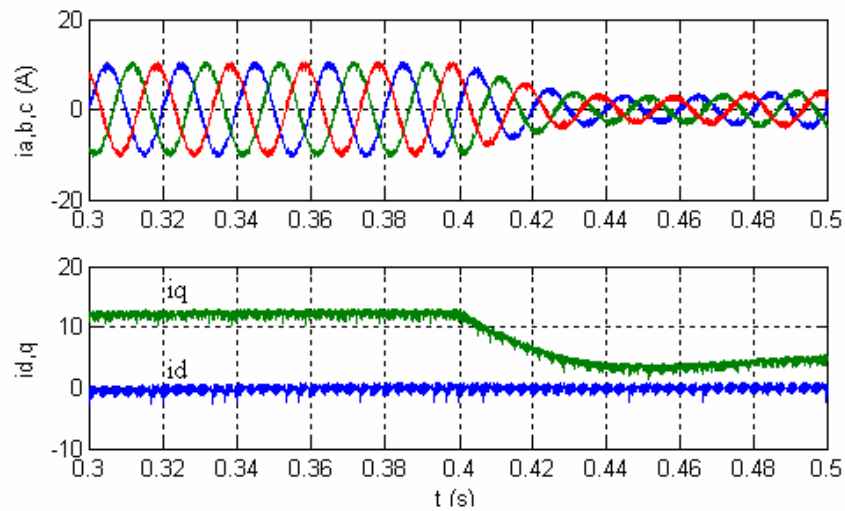


Figure III.21. Variation des courants triphasés i_a , i_b et i_c , composantes direct et en quadrature i_d , i_q lorsque une diminution de la charge.

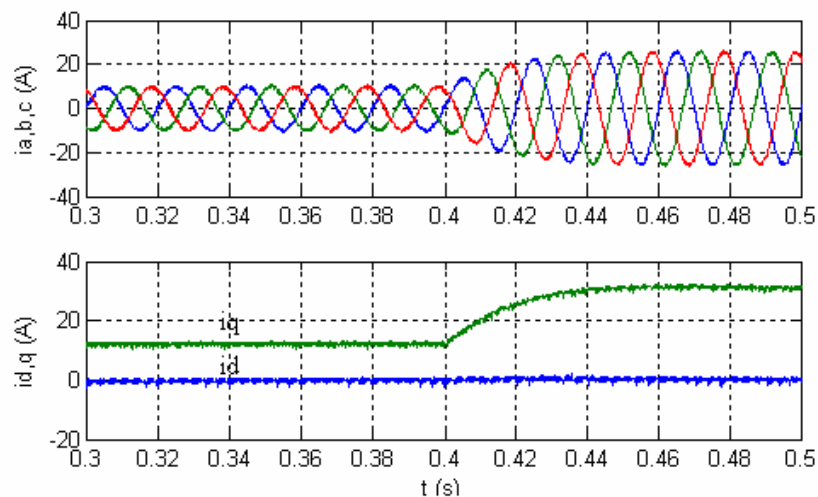


Figure III.22. Variation des courants triphasés i_a , i_b et i_c , composantes direct et en quadrature i_d , i_q lorsque une augmentation de la charge.

On remarque sur la figure III.20 que la de tension de bus continu, présente un léger dépassement, puis se stabilise sur sa valeur de référence imposée par la commande.

Un changement dans la charge côté continu entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir la tension du bus continu, et donc dans la référence de la composante de courant active. Le contrôle à flux orienté répond très rapidement au changement de consigne de courant comme le montre les figures III.21 et III.22.

III.6 CONCLUSION

La VFOC permet une amélioration de contrôle du redresseur alimenté par des tensions du réseau idéal ou perturbé, parce que l'estimateur fonctionne comme un filtre passe bas grâce à l'intégrateur utilisé dans le flux. Cette technique présente plusieurs avantages, on peut citer:

- ✓ une bonne performance dynamique;
- ✓ à une fréquence de commutation fixe (dimensionnement facile du filtre d'entrée).

D'autre part quelques inconvénients caractérise cette stratégie de contrôle:

- ✓ l'existence de couplage entre les composantes actives et réactives du courant;
- ✓ la transformation de coordonnées, et les contrôleurs PI sont exigés.

Chapitre IV
Contrôle Direct De Puissance

IV.1 INTRODUCTION

Le principe du contrôle direct, notamment du couple, a été proposé en 1986 par TAKAHASHI, et il a été développé plus tard pour d'autres applications. Le but était d'éliminer le bloc de modulation et les boucles internes en les remplaçant par un tableau de commutation dont les entrées sont les erreurs entre les valeurs de référence et les mesures effectuées.

La première application développée était le contrôle d'une machine électrique et la structure de contrôle était connue sous le nom de Contrôle Direct du Couple ou DTC (*Direct Torque Control*). Dans ce cas, on contrôle le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine sans aucun bloc de modulation. Ensuite, une technique similaire, mais appliquée sur la puissance, appelée Contrôle Direct de Puissance ou DPC (*Direct Power Control*) était proposée par [NO-98] et développée après par [MA-01] pour une application de contrôle des redresseurs en remplacement de la commande classique basés sur la régulation de boucles de courant. Dans cette nouvelle technique de commande, les variables contrôlées sont les puissances active et réactive instantanées.

Donc, on distingue deux types de structures de DPC proposées et étudiées dans la littérature. D'un côté, les auteurs de [NO-98] [MA-01] présentent une commande non linéaire à fréquence de commutation variable (régulateurs à hystérésis), plus connu sous le vocable *DPC classique*. Autre, Malinowski dans [MA-04] propose de remplacer la table de commutation par une modulation de type vectorielle (SVM space vector Modulation) afin d'obtenir une fréquence de commutation constante, d'où l'appellation *DPC_SVM*.

IV.2 DPC CLASSIQUE

Le Contrôle direct de puissance (DPC) est basé sur le concept du contrôle direct du couple appliqué aux machines électriques. Le but est de contrôler directement la puissance active et réactive dans un redresseur MLI, le même principe a été appliqué pour contrôler le couple et le flux dans les machines électriques alternatives. Les régulateurs utilisés sont des comparateurs à hystérésis pour les erreurs des puissances active et réactive instantanées Δp et Δq . La sortie des régulateurs avec le secteur où se trouve la position du vecteur de tension du réseau, constituent les entrées d'un tableau de commutation qui à son tour détermine l'état de commutation des

interrupteurs, la référence de puissance active est obtenu à partir du régulateur de tension du bus continu. La figure IV.1 montre le principe du contrôle direct de puissance (DPC classique).

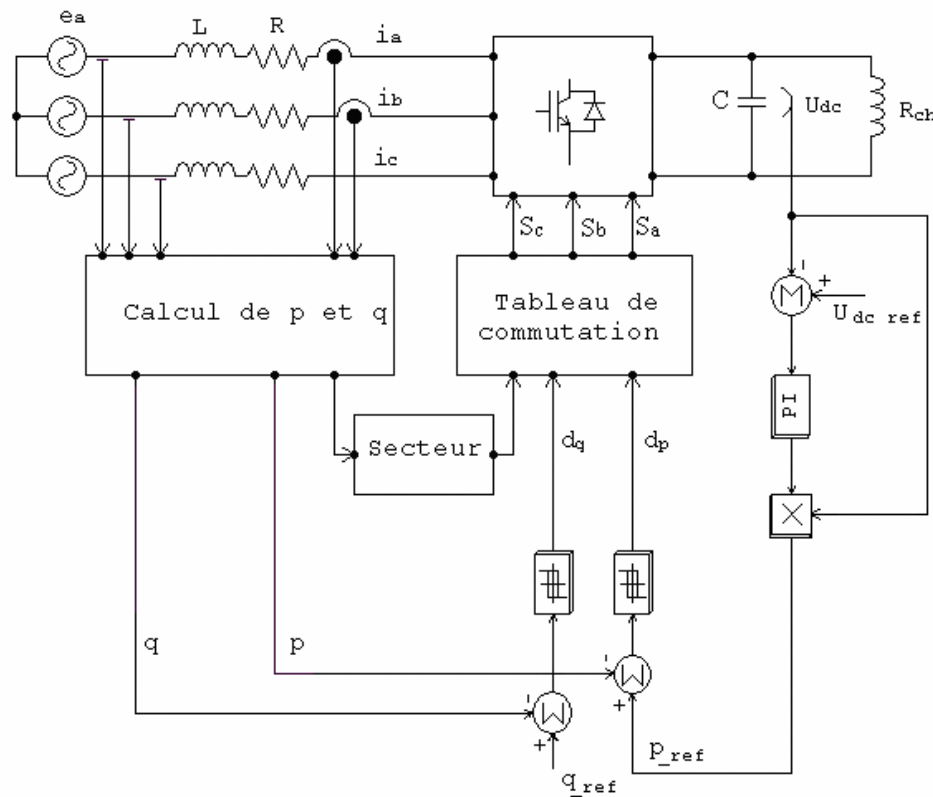


Figure IV.1 Principe de DPC classique

IV.2.1 Tableau de commutation

Le tableau de commutations étudié et déterminé dans ce paragraphe a été déjà utilisé par les auteurs [AM-06], en employant une technique relativement simple en divisant le plan en six secteurs. Afin d'améliorer la précision d'autres auteurs ont travaillé avec un plan à douze secteurs. [NO-98] [MA-01] [AR-07].

Si le référentiel tournant est aligné sur le vecteur de tension du réseau $u_q = 0$, les puissances active et réactive instantanées sont proportionnelles aux composantes des courants direct et en quadrature, comme on peut voir dans les équations suivantes.

$$\begin{aligned} p &= e_d i_d \\ q &= -e_q i_q \end{aligned} \tag{IV.1}$$

De l'équation IV.2, on peut déduire la variation du courant $\Delta \bar{i}$:

$$L \frac{d\bar{i}}{dt} + R\bar{i} = \bar{e} - \bar{v} \quad (\text{IV.2})$$

Donc

$$\Delta \bar{i} \approx \frac{1}{L} \int_0^{T_{MLI}} (\bar{e} - \bar{v}(S_a, S_b, S_c)) dt \quad (\text{IV.3})$$

Où \bar{e} est la tension du réseau, \bar{v} est la tension de sortie du redresseur et R et L les paramètres du filtre de connexion de celui-ci.

La tension d'entrée du redresseur dépend des états de commutation (S_a, S_b et S_c). Selon la variation de ces derniers, huit vecteurs peuvent être utilisés : six vecteurs actifs (v_1, v_2, v_3, v_4, v_5 et v_6). Et deux vecteurs nuls (v_0 et v_7).

En considérant une différence constante, entre la tension du réseau et la tension du redresseur dans un intervalle déterminé (T_{MLI}), l'intégrale dans l'équation (IV.3) peut être simplifiée comme :

$$\Delta \bar{i} \approx \frac{T_{MLI}}{L} ((\bar{e} - \bar{v}(S_a, S_b, S_c))) \quad (\text{IV.4})$$

La projection du vecteur $\Delta \bar{i}$ (colinéaire avec \bar{v}_l) sur le référentiel tournant donne les composantes du courant d et q , lesquelles définissent les variations des puissances active et réactive Δp , Δq . On rappelle que la tension du réseau reste constante donc on obtient l'équation suivante:

$$\begin{aligned} \Delta p &= \Delta i_d \\ \Delta q &= -\Delta i_q \end{aligned} \quad (\text{IV.5})$$

Le signe de ces variations dépend bien sûr de la position du vecteur de la tension du réseau (\bar{e}) par rapport à la tension d'entrée du redresseur (\bar{v}). La figure IV.2 montre les six vecteurs ($\bar{e} - \bar{v}$) qui déterminent l'évolution du courant pour un vecteur de tension du réseau donné, \bar{e}_1 dans notre cas.

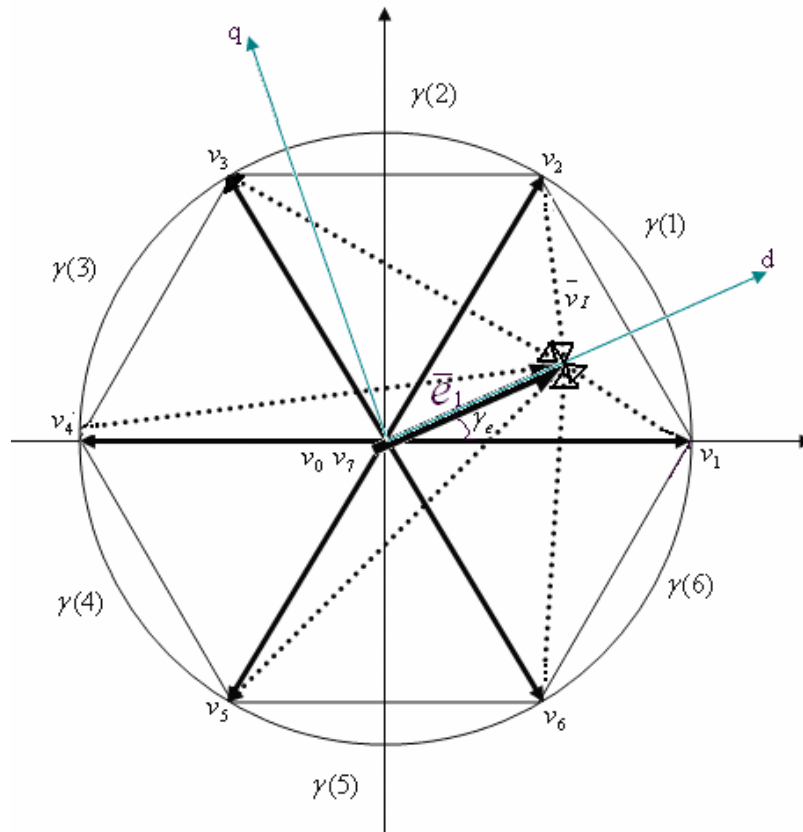


Figure IV.2 Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les variations de courant

Le Tableau IV.1 présente les signes des variations des puissances active et réactive instantanées pour chaque vecteur de tension d'entrée du redresseur selon le secteur (k) où se trouve la tension du réseau. En choisissant le vecteur de sortie adéquat, il est possible de sélectionner les signes de variation des puissances active et réactive de manière indépendante.

	$v(k-2)$	$v(k-1)$	$v(k)$	$v(k+1)$	$v(k+2)$	$v(k+3)$	$v(0,7)$
Δp	+	+	-	-	+	+	+
Δq	-	-	-	+	+	+	0

Tableau IV.1. Variations de p et q en fonction de la position des vecteurs.

Une analyse du tableau, montre que dans certains cas il y a plusieurs possibilités d'obtention d'un même incrément (les mêmes signes de Δp et Δq sont obtenus en appliquant différents vecteurs). Dans ces cas, le choix du vecteur de tension est celui qui provoque la variation de

puissance la plus faible. Seuls, quatre vecteurs de tension : $v(k-1)$, $v(k)$, $v(k+1)$ et $v(k+2)$ répondent à ce critère.

Le choix du mode de commutation du redresseur est imposé par deux bandes d'hystérésis H_p , H_q de façon à ce que les erreurs, entre les valeurs de référence des puissances (p_{ref} et q_{ref}) et les valeurs mesurées, doivent rester dans ces bandes.

Pour parvenir à ce but, les erreurs des puissances active et réactive instantanées sont traitées par deux comparateurs à hystérésis de deux niveaux, dont les sorties (dp et dq) sont mises à 1 pour augmenter la variable de contrôle (p ou q) et à 0 pour quelle reste inchangée ou doit diminuer.

Une fois les valeurs de dp et dq sont obtenues et sachant le secteur où se trouve le vecteur de la tension, alors le choix du mode de commutation optimal est donné par le tableau IV.2:

dp	dq	e
0	0	$v(k)$
0	1	$v(k+1)$
1	0	$v(k-1)$
1	1	$v(k+2)$

Tableau IV.2. Mode de commutation optimal du DPC classique à 6 secteurs.

IV.2.2 Régulateurs à hystérésis

Le schéma de principe de la figure IV.3 donne deux régulateurs à hystérésis à deux niveaux. Pour réaliser le réglage des puissances active et réactive. L'un est influencé par l'erreur $\Delta p = p_{ref} - p$ pour la puissance active. L'autre est influencé par l'erreur $\Delta q = q_{ref} - q$ pour la puissance réactive.

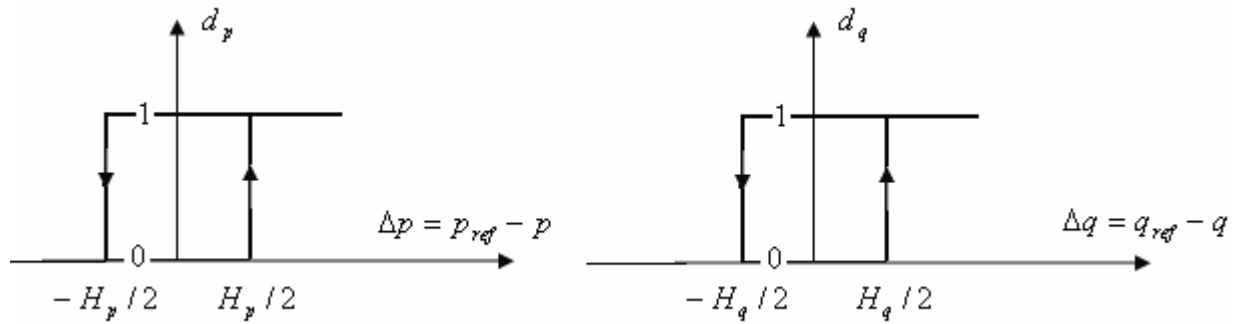


Figure IV.3 Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux..

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

Le régulateur à hystérésis à deux niveaux pour la puissance instantanée réactive peuvent être décrits comme:

$$\Delta q > H_q \text{ donc } d_q = 1$$

$$-H_q \leq \Delta q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta q}{dt} > 0 \text{ donc } d_q = 0$$

$$-H_q \leq \Delta q \leq H_q \text{ et } \frac{d\Delta q}{dt} < 0 \text{ donc } d_q = 1$$

$$\Delta q < -H_q, \text{ donc } d_q = 0.$$

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

$$\Delta p > H_p, \text{ donc } d_p = 1$$

$$-H_p \leq \Delta p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta p}{dt} > 0 \text{ donc } d_p = 0$$

$$-H_p \leq \Delta p \leq H_p \text{ et } \frac{d\Delta p}{dt} < 0 \text{ donc } d_p = 1$$

$$\Delta p < -H_p, \text{ donc } d_p = 0.$$

IV.2.3 Calcul des puissances instantanées

Il y a trois méthodes pour calculer la puissance active et réactive :

- ✓ par la mesure des courants et des tensions,
- ✓ par estimation des tensions du réseau et mesure des courants,
- ✓ et enfin par estimation du flux virtuel et mesure des courants.

IV.2.3.1 Calcul de puissance instantanée par capteurs de tension du réseau et de courant

Les puissances instantanées sont déterminées par les formules classiques suivantes :

$$\begin{aligned} p &= \text{Re}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \\ q &= \text{Im}(\bar{e} \cdot \bar{i}^*) \end{aligned} \quad (\text{IV.6})$$

où

p : la puissance active instantanée (aussi appelée puissance réelle),

q : la puissance réactive instantanée (aussi appelée puissance imaginaire),

e et i : respectivement vecteur de tension et vecteur de courant de ligne et le symbole * dénote le conjugué.

Ainsi, les puissances active et réactive instantanées totales sont calculées comme suit:

$$\begin{aligned} p &= e_a \cdot i_a + e_b \cdot i_b + e_c \cdot i_c \\ q &= \frac{1}{\sqrt{3}} [(e_b - e_c) \cdot i_a + (e_c - e_a) \cdot i_b + (e_a - e_b) \cdot i_c] \end{aligned} \quad (\text{IV.7})$$

La diminution du coût de l'installation peut être obtenu par l'absence de capteurs de mesure de la tension. Deux techniques sont proposées dans la littérature pour réaliser le calcul des puissances instantanées sans capteurs:

- ✓ par estimation directe des tensions du réseau à partir des valeurs de la tension du convertisseur et du filtre [NO-98],
- ✓ par estimation du flux virtuel comme méthode d'estimation des tensions du réseau, à partir aussi des tensions du convertisseur et du filtre [MA-01].

IV.2.3.2 Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension du réseau

Le contrôle direct la puissance (DPC) est fondamentalement basé sur l'estimation de la tension, obtenue à partir de l'équation IV.8. Cette technique a été proposée par les auteurs des articles [NO-98] :

$$\widehat{e}_{a,b,c} = U_{dc} \cdot S_{a,b,c} + L \frac{di_{a,b,c}}{dt} \quad (\text{IV.8})$$

Le premier terme de l'équation représente la tension du redresseur et le deuxième terme la tension dans le filtre de raccordement (le paramètre résistif du filtre peut être négligé),

Où :

- $\widehat{e}_{a,b,c}$ est le vecteur instantané de la tension du réseau estimée,
- U_{dc} est la tension du bus continu,
- $S_{a,b,c}$ les états de commutation.
- L est l'inductance du filtre de connexion.

Le calcul des puissances, active et réactive instantanées, est donné par les équations suivantes :

$$p = U_{dc} (S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c) + L \left(\frac{di_a}{dt} \cdot i_a + \frac{di_b}{dt} \cdot i_b + \frac{di_c}{dt} \cdot i_c \right)$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} \left\{ -U_{dc} [S_a (i_b - i_c) + S_b (i_c - i_a) + S_c (i_a - i_b)] + 3L \left(\frac{di_a}{dt} \cdot i_c - \frac{di_c}{dt} \cdot i_a \right) \right\} \quad (\text{IV.9})$$

Malgré la simplicité, cette méthode d'estimation de puissance a plusieurs inconvénients tel que:

- ✓ l'évaluation de puissance dépend de l'état de commutation. Par conséquent, le calcul de la puissance doit être évité au moment de commutation, en raison de l'erreur élevée de l'estimation.

IV.2.3.3 Calcul des puissances instantanées par estimation du flux virtuel [MA-01]

Le flux virtuel, en plus d'être présent pour la synchronisation, est aussi utilisé pour le calcul des puissances instantanées. Ainsi, l'intégration de la tension réseau (à partir de la tension du filtre et du convertisseur) génère un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées $\alpha\beta$. La chute de tension dans la résistance a été négligée aussi.

$$\Psi_\alpha = \int e_\alpha dt = \int \left(v_\alpha - L \frac{di_\alpha}{dt} \right) dt$$

$$\Psi_\beta = \int e_\beta dt = \int \left(v_\beta - L \frac{di_\beta}{dt} \right) dt \quad (\text{IV.10})$$

Où Ψ est le flux estimé et v la tension du convertisseur.

En considérant la tension de l'onduleur en coordonnées $\alpha\beta$, l'expression du flux virtuel devient la suivante :

$$\begin{aligned}\Psi_\alpha &= \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \right) dt - Li_\alpha \\ \Psi_\beta &= \int \left(\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} (S_b - S_c) \right) dt - Li_\beta\end{aligned}\tag{IV.11}$$

On obtient la tension à partir du flux virtuel estimé :

$$\bar{e} = \frac{d}{dt} \bar{\Psi} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \Psi e^{j\omega t} = \frac{d\Psi}{dt} e^{j\omega t} + j\omega \bar{\Psi}\tag{IV.12}$$

Où $\bar{\Psi}$ est le vecteur du flux estimé et Ψ l'amplitude du flux estimé.

Cette méthode travaille dans les coordonnées $\alpha\beta$. Ainsi, les puissances instantanées sont calculées de la façon suivante :

$$\begin{aligned}p &= e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \\ q &= \Psi_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta\end{aligned}\tag{IV.13}$$

Sachant que pour des tensions presque sinusoïdales et équilibrées les dérivés de l'amplitude du flux sont nulles, les puissances actives et réactives instantanées sont calculées par l'équation ci-dessous.

$$\begin{aligned}p &= w.(\Psi_\alpha i_\beta - \Psi_\beta i_\alpha) \\ q &= w.(\Psi_\alpha i_\alpha + \Psi_\beta i_\beta)\end{aligned}\tag{IV.14}$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension et par conséquent elle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage plus réduite (Les discontinuités de l'estimation de la tension du convertisseur sont filtrées par l'intégrateur qui se comporte comme un filtre passe-bas) et d'obtenir des meilleures performances lorsque la tension du réseau est perturbée. Ainsi, cette méthode a été choisie pour les essais réalisés par la suite.

IV.2.4 Simulation

IV.2.4.1 Schéma bloc d'un redresseur avec le DPC classique avec calcul de p et q par estimation du flux virtuel.

Le Contrôle Direct de Puissance classique (DPC), par calcul des puissances instantanées et par estimation du flux virtuel, a été étudié par simulation sous Matlab/Simulink selon le schéma de la figure IV.4.

Il s'agit d'un redresseur à commande MLI alimentant une charge résistive (R_{ch}) et connecté au réseau. L'objectif de ce contrôle est d'imposer une absorption d'un courant sinusoïdale, en garantissant une puissance réactive nulle (un facteur de puissance unitaire) et en maintenant la tension du bus continu constante.

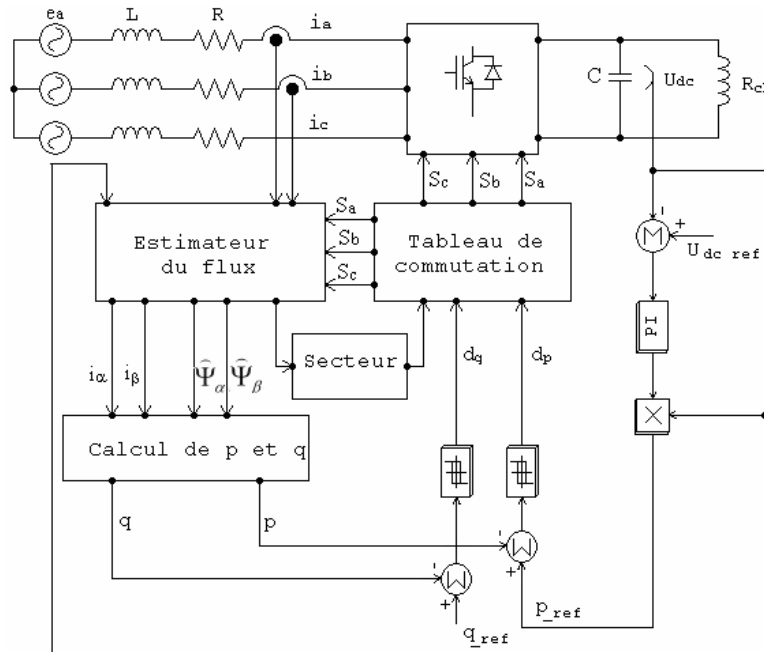


Figure IV.4 Schéma bloc d'un redresseur connecté au réseau avec une charge résistive avec le DPC classique avec calcul de p et q par estimation du flux virtuel.

On a préféré l'étude de cette méthode car elle est la plus répandue, les principales causes sont :

- Cette structure de contrôle exige une fréquence d'échantillonnage élevée et une grande inductance, le tout pour limiter la dynamique du courant. D'autre part la fréquence de commutation moyenne doit être acceptable par les semi-conducteurs.
- Pratiquement, la fréquence d'échantillonnage doit être 50kHz, par contre le DPC avec calcul de p et q par estimation de la tension triphasée la fréquence d'échantillonnage doit être 80kHz [MA-01].

Les paramètres considérés pour le DPC classique est résumé dans (A.3).

IV.2.4.2 Résultats de simulation

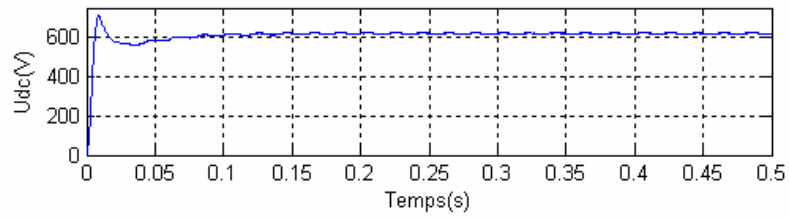


Figure IV.5 Tension continue.

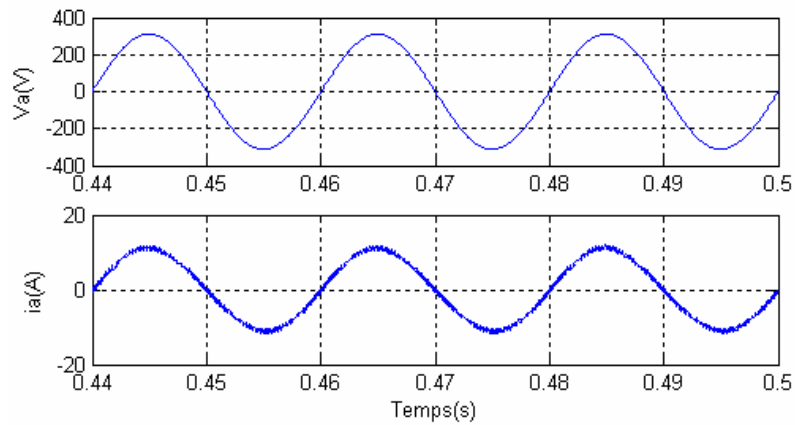


Figure IV.6. Tension et courant du réseau avec THD du courant (2.6%).

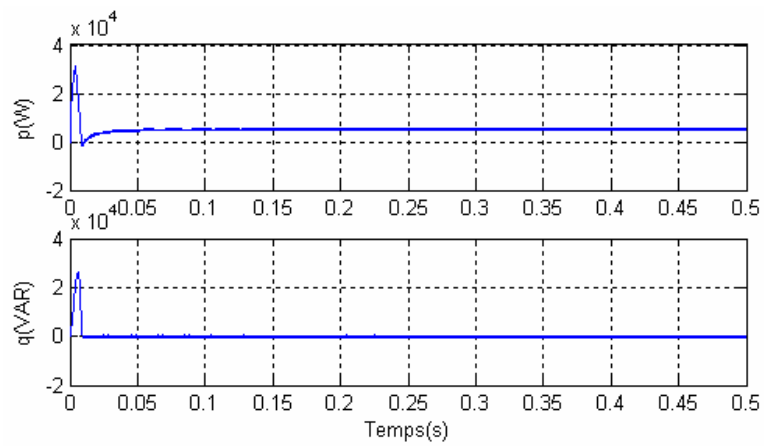


Figure IV.7. Puissances active et réactive instantanées

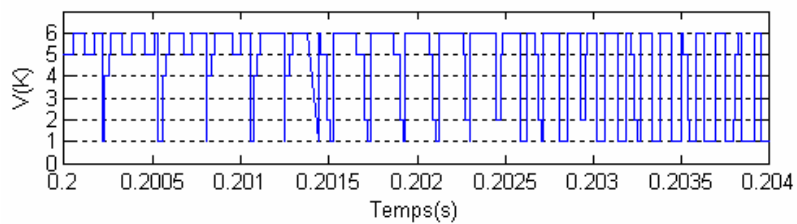


Figure IV.8. Vecteurs des tension à appliquer pendant une 1/4 période.

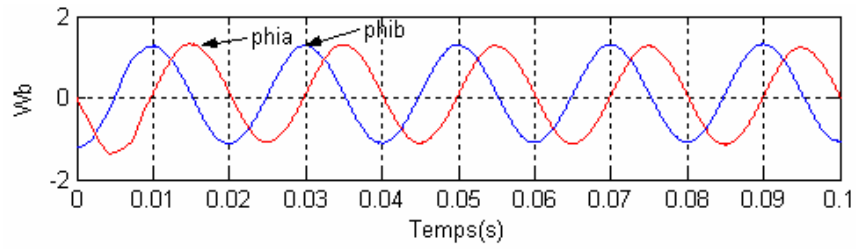


Figure IV.9. Composantes du flux virtuel.

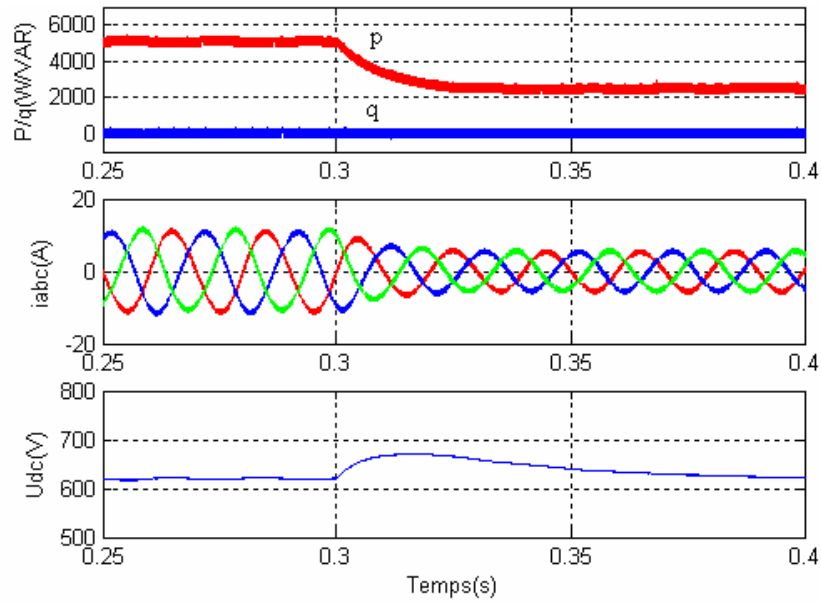


Figure IV.10. Comportement transitoire pour une variation de la charge de $R_{dc} = 75$ à 150Ω .

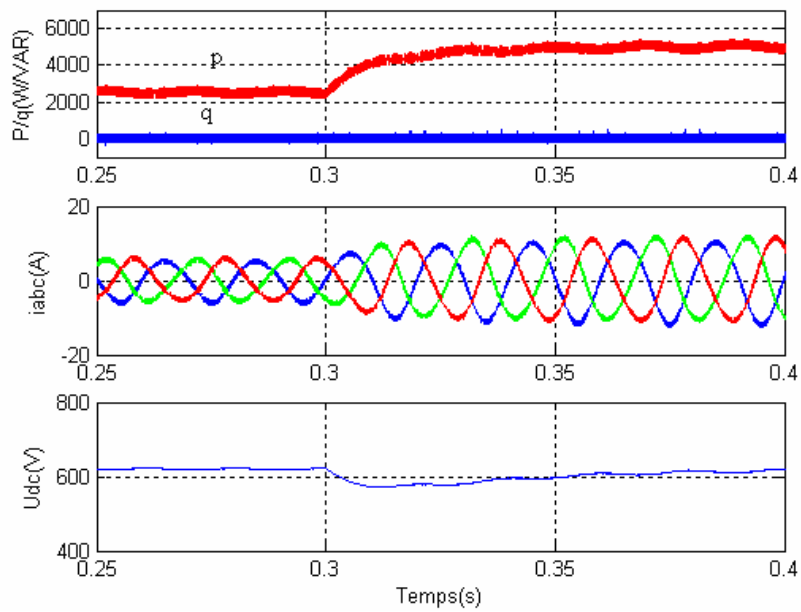


Figure IV.11. Comportement transitoire pour une variation de la charge de $R_{dc} = 150$ à 75Ω .

On remarque sur la figure IV.5 que la de tension de bus continu, présente un léger dépassement, puis se stabilise sur sa valeur de référence imposée par la commande, cependant cette valeur est superposée par de faibles ondulations qu'on peut supprimer par l'utilisation du tableau de douze secteur. La figure IV.6 donne le courant de phase, ce courant est pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension du réseau, et donne un bon THD du courant (2.6%) largement inférieur aux valeurs imposés par les normes internationales (4.5%). La figure IV.7 représente les puissances active et réactive, la puissance réactive stabilise sur une valeur nulle, et confirme l'unicité du facteur de puissance.

Un changement dans la charge côté continu ($150\Omega/75\Omega$ et $75/150\Omega$) entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargé et donc dans la référence de la puissance active instantanée. Le contrôle Direct de Puissance répond très rapidement au changement de consigne de puissance comme le montre les figures IV.10 et IV.11.

IV.3 DPC AVEC MODULATION VECTORIELLE

Pour éliminer les inconvénients du DPC classique, en travaillant à fréquence de commutation constante, on utilise un modulateur de tension (au lieu d'un tableau de commutations) [MA-04].

La modulation choisie dans notre cas est la modulation vectorielle SVM (*Space Vector Modulation*) utilisée avec la DPC devient alors DPC-SVM (*Direct Power Control with Space Vector Modulation*,) dont le principe varie légèrement par rapport au contrôle précédent. A la place des comparateurs à hystérésis, deux correcteurs de type PI (en repère tournant) pour les puissances active et réactive sont ajoutés. A la sortie des PI et après une transformation de coordonnées, une modulation vectorielle a été introduite comme le montre la figure IV.12.

Cette technique de contrôle permet de travailler avec une fréquence d'échantillonnage réduite et à une fréquence de commutation constante et enfin une inductance plus faible. La limitation de la dynamique du courant est assurée par le modulateur. Cette méthode permet aussi d'améliorer les performances dynamiques du système.

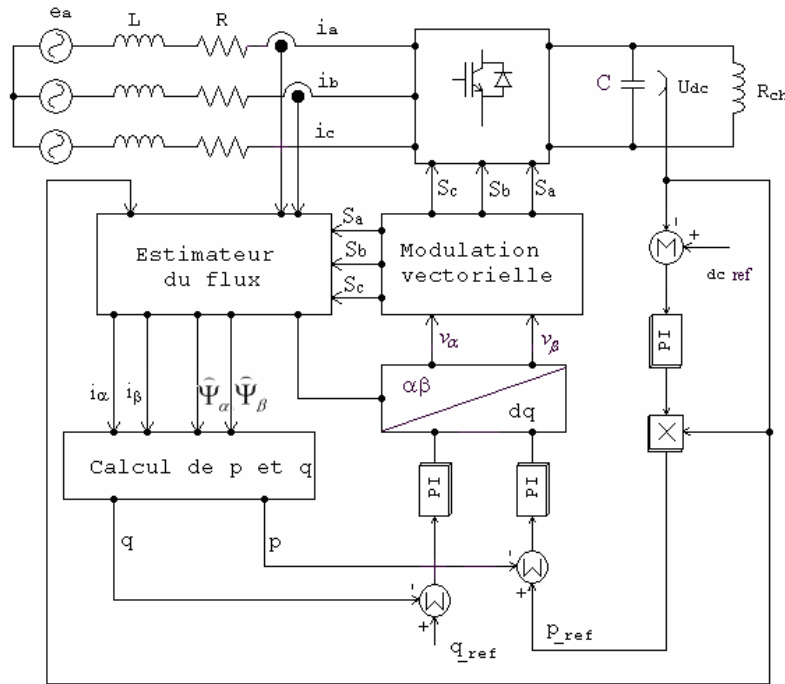


Figure IV.12. Schéma bloc d'un redresseur MLI avec le DPC avec modulation vectorielle.

En ce qui concerne le calcul des puissances instantanées, les mêmes méthodes que celles proposées pour le cas du DPC classique sont reconduites.

IV.3.1 Le réglage des correcteurs des puissances instantanées

La détermination des correcteurs des puissances active et réactive instantanées est réalisée analytiquement en supposant un modèle idéal du convertisseur dans le repère tournant [MA-03].

Dans ce cas, l'adaptation des correcteurs PI est réalisée sans considérer le retard de calcul.

Le modèle dans les coordonnées dq donne l'écriture de v_d et v_q comme suit :

$$\begin{aligned} e_d &= Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega Li_q + v_d \\ e_q &= Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega Li_d + v_q \end{aligned} \quad (\text{IV.15})$$

Sur un référentiel tournant orienté sur le flux virtuel, on a :

$$\begin{aligned} e_d &= U \\ e_q &= 0 \end{aligned} \quad (\text{IV.16})$$

$$\text{Avec, } U = \sqrt{\frac{3}{2}} E_m$$

Les équations de puissance active et réactive sont:

$$\begin{aligned} p &= U.i_q \\ q &= U.i_d \end{aligned} \tag{IV.17}$$

La figure IV.13 présente le schéma bloc des boucles de contrôle des puissances active et réactive instantanées avec les correcteurs PI.

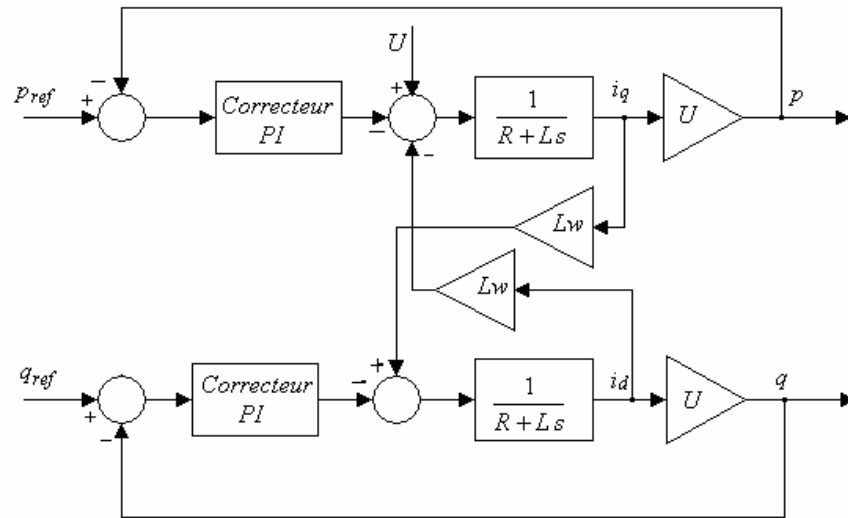


Figure IV.13. Le schéma bloc des boucles de p et q avec deux correcteurs PI.

On peut ajuster les paramètres du correcteur PI sur la base du théorème de superposition. Le schéma bloc simplifié de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée est représenté par la figure IV.14.

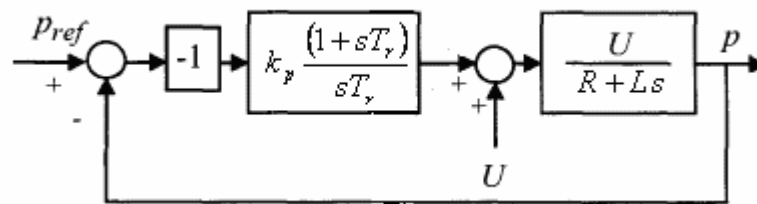


Figure IV.14. Le schéma bloc de la boucle de contrôle de la puissance active instantanée.

La tension du réseau est considérée comme une perturbation externe de valeur constante, et devra être compensée par la partie intégrale du correcteur PI. Pour le réglage, on a supposé que le zéro du correcteur est placé sur le pôle du système :

$$T_r = \frac{L}{R} = T_{bo} \tag{IV.18}$$

Où T_{bo} est la constante du temps du système en boucle ouverte. Avec ce réglage, le système en boucle fermée devient le suivant :

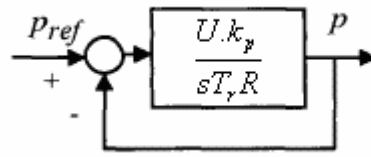


Figure IV.15. Le schéma bloc du système en boucle fermée.

Ainsi, la constante de temps du système en boucle fermée est comme suit :

$$T_{bf} = \frac{T_r \cdot R}{U \cdot k_p} \quad (\text{IV.19})$$

Cette constante de temps intervient dans le réglage du correcteur. Les paramètres du correcteur PI sont alors donnés par les quantités suivantes :

$$k_p = \frac{L}{U \cdot T_{bf}} \quad (\text{IV.20})$$

$$k_i = \frac{R}{U \cdot T_{bf}}$$

La valeur de T_{bf} doit optimiser tant pour obtenir une bonne réponse comme pour supprimer l'effet du couplage entre les deux correcteurs. Le rapport k_p/k_i est constant pour différentes constantes de temps en boucle fermée est égal à la valeur de la constante de temps en boucle ouverte. Les boucles des puissances instantanées étant identiques, l'équation (IV.18) est alors valable pour les deux correcteurs.

IV.3.2. Simulation

La simulation de la DPC-SVM a été réalisée dans les mêmes conditions que dans le cas de la DPC classique. Cette structure de contrôle travaille à une fréquence de commutation constante et avec une fréquence d'échantillonnage et une inductance plus réduites. Ainsi, le tableau de l'annexe (A.3) montre les valeurs utilisées pour la simulation du DPC avec modulation vectorielle.

Comportement en régime statique

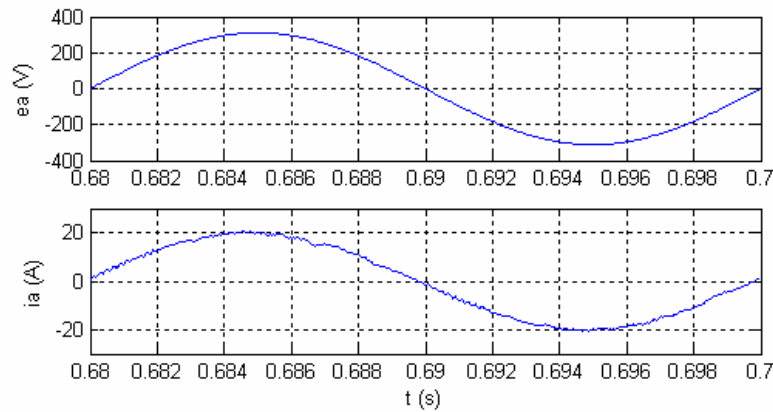


Figure IV.16. Tension du réseau e_a purement sinusoïdale, courant du réseau i_a (avec THD = 2.7%).

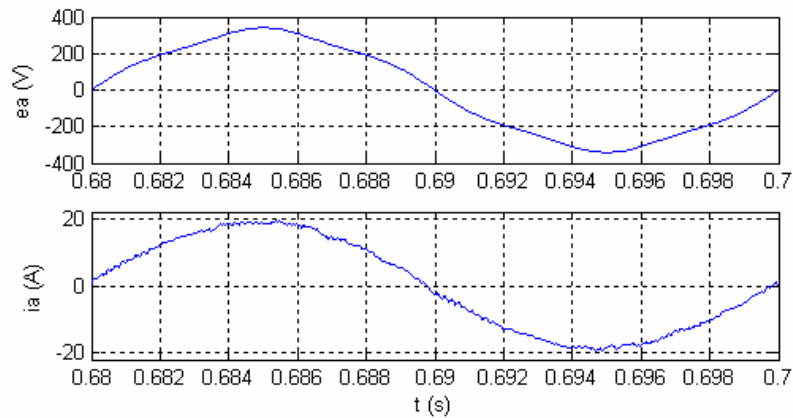


Figure IV.17. Tension du réseau e_a avec distorsion de 5% (harmonique 5) et 4.5% de déséquilibre, avec courant i_a du réseau (avec THD = 7.1%).

La figure IV.16 représente le courant de phase, comme dans le cas du DPC classique le courant et la tension sont en phase et ont une forme. Le THD du courant (2.7%) légèrement supérieur à la commande précédente (DPC classique). Dans la figure IV.17 on fait perturber la tension du réseau en injectant l'harmonique 5 et en ajoutant un déséquilibre de 4.5%, malgré ces perturbations le courant reste presque sinusoïdal, à cause du comportement intégrale de l'estimateur du flux.

Comportement en régime dynamique

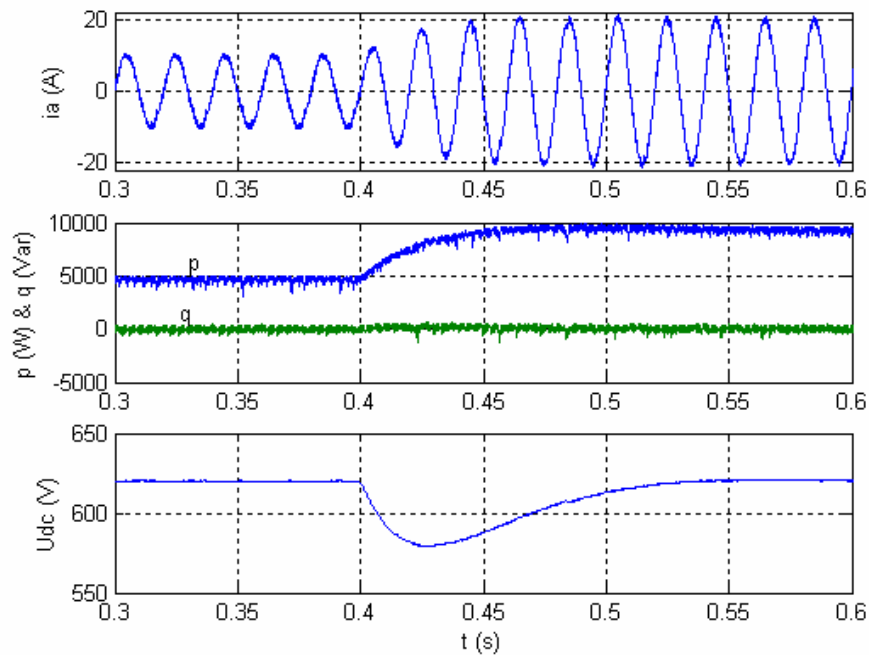


Figure IV.18. Tension du réseau purement sinusoïdal, courant du réseau i_a , puissances active et réactive p et q , tension du bus continue U_{dc}

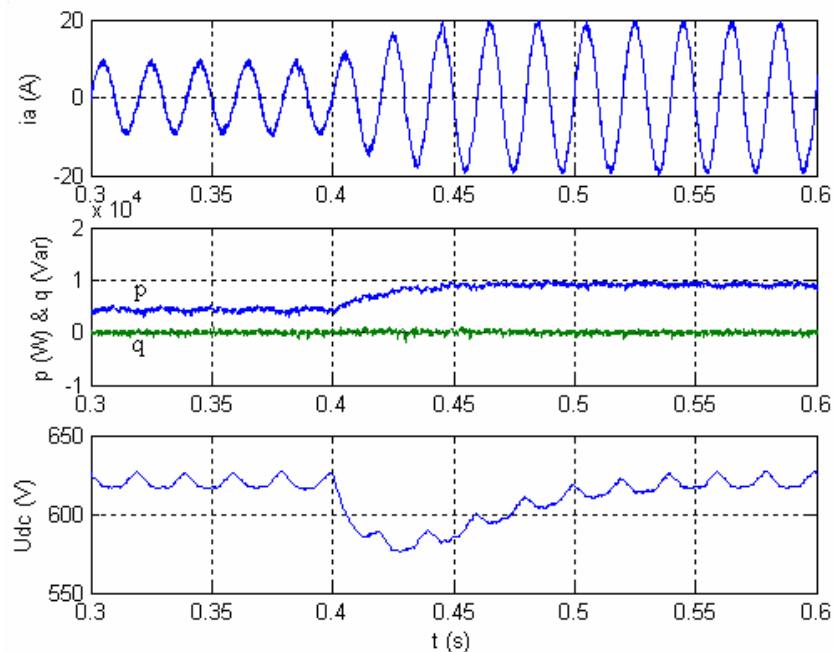


Figure IV.19. Tension du réseau avec distorsion de 5% (harmonique 5) et 4.5% de déséquilibre, courant du réseau i_a , puissances active et réactive p et q , tension du bus continu U_{dc} .

Un changement dans la charge côté continu entraîne un changement dans le courant nécessaire pour maintenir le bus continu chargé et donc dans la référence de la puissance active

instantanée. Le contrôle Direct de Puissance répond très rapidement au changement de consigne de puissance comme le montre les figures IV.18 et IV.19. On remarque aussi une ondulation superposée à la tension du bus continu, dont l'origine est attribuée à la distorsion de la tension du réseau.

IV.4 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons étudié deux structures de contrôle la DPC classique et la DPC-SVM, chacune des deux méthodes a ses avantages et ses inconvénients. Leur comparaison est résumée dans le tableau suivant : Une fois analysées les deux différentes structures de Contrôle Direct de Puissance que l'on trouve dans la littérature, le DPC classique et le DPC avec modulation vectorielle.

	DPC	DPC-SVM
avantages	<ul style="list-style-type: none"> - réponse dynamique très élevée. - non utilisation de boucles imbriquées, ni des transformations de coordonnées ni de modulateur, ni de découplage entre les composantes du courant 	<ul style="list-style-type: none"> - Une fréquence d'échantillonnage et des inductances plus petites. - Les correcteurs PI induisent aussi une réponse très rapide.
inconvénients	<ul style="list-style-type: none"> - fréquence d'échantillonnage très élevée, entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide. - une fréquence de commutation variable, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour lisser la forme d'onde du courant. 	<ul style="list-style-type: none"> - transformées de coordonnées

Tableau IV.3. Comparaison entre le DPC classique et le DPC_SVM.

On conclut que la structure DPC-SVM c'est celle qui présente les meilleures performances pour être contrôler les redresseurs MLI de moyenne puissance ayant une application industrielle dû au fait qu'elle travaille à fréquence de commutation constante [AM-06].

Conclusion Générale

CONCLUSION GÉNÉRALE

La simulation montre que l'application des techniques de contrôle basé sur le flux virtuel donne une faible distorsion dans le courant du réseau, et une amélioration de contrôle du redresseur sous tension du réseau perturbé, parce que l'estimateur fonctionne comme un filtre passe bas grâce à l'intégrateur utilisé dans le flux. De plus, l'estimateur de flux virtuel remplace les capteurs de tensions sans détériorer la protection et les performances du redresseur MLI. Cependant la technique **DPC_SVM** présente plusieurs avantages par rapport aux autres techniques

Les principaux résultats obtenus sont :

- ✓ La structure de contrôle **DPC** classique présente quelques avantages par rapport à la structure de boucles imbriquées. Pourtant, elle a aussi plusieurs inconvénients. Par la suite, on résume les points forts et faibles de cette structure de contrôle :

Les avantages :

- Le calcul rapide des puissances instantanées permet l'obtention d'une dynamique très élevée.
- La simplicité, c'est-à-dire, la non utilisation de boucles imbriquées, ni des transformations de coordonnées ni de modulateur.

Les inconvénients :

- L'emploi d'une fréquence d'échantillonnage très élevée entraîne l'utilisation d'un microprocesseur très rapide [AM-06].
- La fréquence de commutation n'étant pas constante, la valeur de l'inductance doit être assez élevée pour obtenir une forme d'onde du courant acceptable.

- ✓ Les structures de contrôle **VFOC et DPC** avec modulation vectorielle présentent quelques avantages par rapport à la structure **DPC** classique. Pourtant, elles ont aussi quelques inconvénients. Par la suite, on résume les points forts et faibles :

Les avantages :

- Le contrôle travaille à fréquence de commutation constante
- On peut utiliser des fréquences d'échantillonnage et des inductances plus petites car un modulateur est utilisé.
- Les correcteurs PI induisent aussi une réponse très rapide.

Les inconvénients.

- La nécessité d'utiliser les transformées de coordonnées.

Une fois analysée les trois différentes structures de Contrôle à flux virtuel orienté VFOC et les deux structures Contrôle Direct de Puissance que l'on trouve dans la littérature, le DPC classique et le DPC avec modulation vectorielle, on conclut que la dernière structure étudiée (**DPC_SVM**), celle qui présente les meilleures performances pour être utilisée pour le contrôle des redresseurs MLI industrielles dû au fait qu'elle travaille à fréquence de commutation constante et moins THD [AM-06].

Comme perspectives pour la suite de ces travaux on peut citer :

- réalisations pratiques pour valider nos modèles
- utiliser d'autres nouvelles stratégies développés récemment telle que: Prédictive DPC.

- [AN-05] P. Antoniewicz. "Predictive Direct Power Control of a Rectifier". *Conférence Pelincec 2005*, Varsovie (Pologne), Octobre 2005.
- [AM-06] L. Amaia. "Commandes Avancées des Systèmes Dedicées à l'Amélioration de la Qualité de l'Énergie : de la Basse Tension à la Montée en Tension". *Thèse Doctorat*, Institut National Polytechnique De Grenoble (Mondragón, Espagne), 2006.
- [AR-07] S. Aurtenechea. "Predictive Control of the 2L-VSI and 3L-NPC VSI Based on Direct Power Control for MV Grid Connected Power Applications". *Ph.D. Thesis*, Mondragon Universitea Goi Eskola Politeknikoa Faculty of Engineering, Mondragon (Spain) 2007.
- [AU-07] S. Aurtenechea, A. Rodriguez, E. Oyarbide, J.R. Torrealday. "Predictive Control Strategy for DC/AC Converters Based on Direct Power Control". *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no.3, pp. 1261-1271, June 2007.
- [BI-03] M. Birame. "Commande Floue d'un Convertisseur AC-DC à UPF en Cascade avec un Convertisseur DC-DC Double Etage Alimentant un Système de Biberonnage par Supercapacités d'un Véhicule Électrique". *Thèse de Magister*, Université de Batna , 2003.
- [BO-07] A. Boulahia, H. Benalla, H. Djeghloud. "Control Direct de Puissance (DPC) of PWM Rectifiers ". *Conférence CIP 2007*, Setif , 3-5 November 2007.
- [BO-02] B. K. Bose. "*Modern Power Electronics and AC Drives*". Englewood Cliffs, Prentice Hall, 2002.
- [BU-98] G. Buja, D. Casadei, G. Serra. "Direct Stator Flux and Torque control of an induction motor: Theoretical Analysis and Experimental Results". *in proc. IEEE-IECON Conf.*, pp.T50-T64, 1998.
- [CI-03] M. Cichowlas, M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, F. Blaabjerg. "Direct Power Control for three-phase PWM Rectifier with Active Filtering Function ". *Conférence APEC'03*, vol. 2, p. 913-918, Février 2003.

[CH-01] S. Chen, G. Joos. “Direct Power Control of DSTATCOMs for Voltage Flicker Mitigation”. *IEEE Industry Applications Conference 2001*, Chicagom USA.

[DO-05] Djaffar ould Abdeslam “Techniques neuromimétiques pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux électriques basse tension ” these de doctorat ,Université de Haute Alsace U.F.R. des Sciences et Techniques, 2005

[DU -99] J. L. Duarte, A. Van Zwam, C. Wijnands, A. Vandenput. “Reference Frames fit for Controlling PWM Rectifiers ”. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol. 46, no. 3, pp. 628-630, 1999.

[ES-03] G. Escobar, A. M. Stankovic, J. M. Carrasco, E. Galvan, and R. Ortega. “Analysis and Design of Direct Power Control (DPC) for a three phase Synchronous Rectifier via Output Regulation Subspaces”. *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, no. 3, pp. 823-830, May 2003.

[ET-03] I. Etxeberria-Otadui. “Sur les Systèmes de l’Electronique de Puissance dédiés à la Distribution Electrique – Application à la Qualité de l’Energie”. *Thèse de l’Institut Nationale Polytechnique de Grenoble (France)*, Septembre 2003.

[KW-99] B. H. Kwon, J. H. Youm, J. W. Lim. “A Line-Voltage-Sensorless Synchronous Rectifier”. *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 14, no. 5, pp. 966-972, September 1999.

[KZ-98] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, “Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters; A Survey”. *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 45, n° 5, p. 691-703, Octobre 1998.

[KZ-02] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, F. Blaabjerg. “Control in Power Electronics : Selected Problems”. *Academic Press*. 2002.

[MA-01] M. Malinowski, “Sensorless Control Strategies for Three - Phase PWM Rectifiers”. *Phd Thesis*, Faculty of Electrical Engineering Institute of Control and Industrial Electronics, 2001.

- [MA-02] M. Alaa Eddin Alali, "Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux Electriques Basse Tension" these de doctorat l'Université Louis Pasteur – Strasbourg 2002
- [MA-03] M. Malinowski, G. Marques, M. Cichowlas, M. P. Kazmierkowski "New Direct Power Control of Three-Phase PWM Boost Rectifiers under Distorted and Imbalanced Line Voltage Conditions". *Conférence ISIE'03*, vol. 1, p.438-443, Juin 2003.
- [MA-04] M. Malinowski, M. Jasinski, M. P. Kazmierkowski. "Simple Direct Power Control of Three-Phase PWM Rectifier Using Space Vector Modulation". *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 51, n° 2, p. 447-454, April 2004.
- [MU-01] R. Muhammad . "Handbook of Power Electronics". New York: Academic, 2001.
- [NA-95] N. R. Zargari, G. Joos. "Performance Investigation of Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames". *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol.42, pp.396-401, no. 4, 1995.
- [NE-05] M. ohan, P. Jose, T Brekken, K. Mohapatra. "Explaining Synthesis of Three-Phase Sinusoidal Voltages using SV-PWM in the First Power Electronics Course". *IEEE Trans. on Power Electronics*. 2005.
- [NO-98] T. Noguchi, H. Tomiki., S. Takahashi, "Direct Power Control of PWM converter without power-source voltage sensors". *IEEE Trans. on Industrial Application*, vol 34, p. 473-479, 1998.
- [OT-03] R. Ottersten. "On Control of Back-To-Back Converters and Sensorless Induction Machine Drives". *Thèse de l'Université de Technologie de Chalmers, Goteborg (Suède)*, 2003.
- [WU-06] B. Wu. "High Power Converter and AC Drives", *Wiley-IEEE Press*, 2006.
- [OH-91] T. Ohnishi, "Three-phase PWM Converter/Inverter by means of Instantaneous Active and Reactive Power Control", *in proc. IEEE-IECON Conf.*, pp. 819-824, 1991.

[JO-05] R. José, W. Juan . “PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art”. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, vol.52, pp.5-22, no. 1, February 2005.

[FR-03] K. Freund. “Direct Power Control para un Inversor de Tres Niveles funcionado como Rectificador”. *These*, Universidad Tecnica Federico Santa Maria Departamento De Electronica, Valparaiso, Chile, 2003.

[GO-05] C. Gombert. “Simulation Temps-Réel des Dispositifs d’Electronique de Puissance Dédiés aux Réseaux d’Energie Electrique. *Thèse* de l’Institut Polytechnique de Grenoble, Septembre 2005.

[VL-97] B. Vladimir, V. Kaura. “A New Mathematical Model and Control of a Three-Phase AC–DC Voltage Source Converter”. *IEEE trans. Ind Electronics.*, vol. 12, NO. 1, pp. 116-123. January 1997.

[VE -98] P. Verdelho, G. D. Marques. “DC Voltage Control and Stability Analysis of PWM-Voltage-Type Reversible Rectifiers”. *IEEE Trans. on ind. Electronics*, vol. 45, no. 2, pp .263-273. April 1998.

A.1 TRANSFORMATION DE COORDONNEES abc- $\alpha\beta$ et $\alpha\beta$ -dq

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.1a})$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & \sin \gamma \\ -\sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (\text{A.1b})$$

A.2 TRANSFORMATION DE COORDONNEES dq- $\alpha\beta$ et $\alpha\beta$ -abc

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.2a})$$

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \gamma & -\sin \gamma \\ \sin \gamma & \cos \gamma \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} \quad (\text{A.2b})$$

A.3 PARAMETRES DE SIMULATION [BI-03]

Résistance du filtre de connection R:	0.3 Ω
Inductance du filtre de connection L:	0.014 H
Condensateur du bus continu C:	2e-3 F
Tension du bus continu U _{dc}	620 V
Résistance de charge R _{ch} :	85 Ω
Tension efficace du réseau E :	220 V
Fréquence de tension du réseau f :	50 Hz

d_p, d_q : Sorties des comparateurs à Hystérésis

\bar{e} : Vecteur de la tension de ligne

e : Tension instantanée de phase du réseau

\hat{e} : Tension instantanée de phase du réseau estimée

\bar{i} : Vecteur du courant de ligne

i : Courant instantané de phase du redresseur

i_{ref} : Courant de référence du redresseur

i_{dc} : Courant actif nécessaire pour charger le bus continu

i_{ch} : courant de la charge non-linéaire

i_T : courant dans les transistors

i_D : courant dans les diodes antiparallèles

k_p : Paramètre proportionnel

k_i : Paramètre intégrateur

p : Puissance active instantanée ou puissance réelle

p_{ref} : Puissance active instantanée de référence

q : Puissance réactive instantanée ou puissance imaginaire

q_{ref} : Puissance réactive instantanée de référence

v_c : Tension instantanée de phase de sortie des correcteurs (tension de référence)

v : Tensions instantanées de phase du redresseur

v_n : Tensions instantanées de phase par rapport au point neutre de la charge

C : Condensateur du bus continu

E : Tension de phase efficace du réseau

E_m : Tension de phase maximale du réseau

f_c : Fréquence de commutation

I : Courant efficace du réseau

I_m : Courant de ligne maximal du réseau

L : Inductance du filtre de raccordement

p_n : Puissance nominale

R : Résistance du filtre de raccordement

R_{ch} : Résistance de la charge continue du redresseur à prélèvement sinusoïdal

S : Puissance apparente

$S_{a,b,c}$: États de commutation des interrupteurs du convertisseur de tension

T : Période du signal de tension du réseau

T_{bo} : Constante de temps du système en boucle ouverte

T_{bf} : Constante de temps du système en boucle fermée

T_i : Constante de temps intégrale du correcteur PI

T_n : Constante de temps du correcteur PI

U_{dc} : Tension instantanée du bus continu

U_{dc-ref} : Tension de référence du bus continu

v_l : Chute de tension dans le filtre de raccordement

Δp , Δq : Variation des puissances active et réactive instantanées

Δi : Variation du courant

Δv : Variation de la tension du filtre de raccordement

φ : Phase du courant

α : angle du vecteur de tension de référence

γ : Secteurs du Contrôle Direct de Puissance

Ψ : Flux virtuel

$\hat{\Psi}$: Flux virtuel estimé

$\overline{\Psi}$: Vecteur du flux virtuel estimé

H_p , H_q : la largeur de la bande hystérésis pour les puissances active et réactive.

T_{MLI} : période de modulation

ABREVIATIONS

VOC : Contrôle à tension orientée

VFOC : Contrôle à flux virtuel orienté

DPC : Contrôle Direct de Puissance

DTC : Contrôle Direct de Couple

DPC-SVM : Contrôle Direct de Puissance avec modulation vectorielle

MLI : Modulation en largeur d'impulsions

THD : Taux de distorsion harmonique

ملخص: هذه المذكرة هي إسهام في التحكم الشعاعي والتحكم المباشر في الاستطاعة للمقومات ذات التغير في عرض النبضة. بدون كاشف توترات الشبكة الكهربائية، مستعملين تقدير التدفق الخيالي كبديل. نعرض من خلالها دراسة ثلاثة استراتيجيات للتحكم وهي تحكم بالتدفق الخيالي الموجه، والتحكم الكلاسيكي المباشر في الاستطاعة والتحكم المباشر في الاستطاعة بالتغير الشعاعي في عرض النبضة. هذه الطرق تقلل من تكلفة المنشأة الكهربائية، وكذا تحسين النمط الديناميكي والدائم بالمقارنة.

كلمات مفتاحيه : المقومات ذات التغير في عرض النبضة ، التحكم الشعاعي ، التحكم المباشر في الاستطاعة.

RESUME : Ce mémoire est une contribution au contrôle vectoriel et au contrôle direct de puissances du redresseur MLI sans capteurs de tension. Nous exposons l'étude de trois stratégies MLI de contrôle, contrôle à flux virtuel orienté , contrôle direct de puissances classiques et contrôle direct de puissance avec modulation vectorielle. Ces techniques permettent de diminuer le coût de l'installation et d'améliorer les comportements dynamiques et permanents.

MOTS CLES : Redresseur MLI, Contrôle à flux orienté, contrôle direct de puissance.

ABSTRACT: This memory is a contribution to vector control and direct power control of the rectifier PWM without voltage sensors. We study of three strategies of control, virtual flux oriented control, direct power control and direct power control with space vector modulation. These techniques make it possible to reduce the cost of the installation and to improve the behaviors dynamics and permanent.

KEY WORDS: Rectifier PWM, flux oriented control, direct power control.