République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieur et la Recherche Scientifique

Université de Médéa

Institut des Sciences et Technologie

Département d'électrotechnique

MÉMOIRE

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Commande et Électronique Industrielle

Thème:

Contrôle du Convertisseur à MLI Coté Réseau Electrique

Proposé et dirigé par :

Mr. MOUALDIA Abdelhafidh

Mr. BOUCHIDA Wahid

Réalisé par :

AICHE Messaouda

FRARSA Samira

L'année universitaire 2011/2012

REMERCIEMENTS

Nous remercions Dieu de nous avoir

donné la force
Physique et morale pour accomplir ce travail

Nous remercions sincèrement nos encadreurs :

Mr : A. MOAULDIA et

Mr : W.BOUCHIDA pour leurs aides, leur encouragement

et leurs Patience ainsi pour leurs conseils précieux pendant la

Période de la réalisation de ce modeste travail

Je tiens ensuite à exprimer ma gratitude aux membres du jury,

qui m'ont fait l'honneur D'examiner ce travail.

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail :

A Mes chers parents,

A la mémoire de ma sœur que dieu l'accueille dans sa vaste paradis,

A mes sœurs Djamila, Soria et Hayet,

A ma sœur Karima et sa marie Rachid et les enfants

Amine, Imane et Aya,

A mes frères Ismail, Lakhdar et redhouan,

A ma binôme Samira et tous sa famille,

Et a mes amies.

MESSAOUDA

DÉDICACE

A la source de tendresse,de générosité de

bonheur ,à celle qui a consacré sa vie pour

que je réussisse dans tout ce que j'entretiens,

à toi ma très chère mère.Á qui je souhaite une lo

A mon très chère père.Pour l'affection dont tu me comble,

pour ta patience,ton optimisme,ta tolérance,ta présence régulière et

constante à tout instant.

Á més très chéres fréres :ALI ;AHMAD ;LAKHDAR.

A mes très chère sœurs :ZOUHRAet son marie HAMID,

MESSAOUDAet son marie AID,HAFIDA et son marie RAB

Surtout mes petits roses ahlam,wafae chaimae,haihtam,houda,

HADJER,AMER,INAS,ANFAL,LOUAI,WISAL.son oblier mes oncles,

A ma binôme MESSAOUDA et tous sa famille,

Et a mes amies.

SAMIRA

RapidShareGFX.com

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE……1

CHAPITRE I : L'état de l'art sur convertisseur à MLI……...3

I.1.Introduction ……4

I.2.Modulation de largeur d'impulsion «MLI » :……4

I.3.Topologie de base et principe de fonctionnement……..4

I. 3.1.Topologie de base……5

I.3.1.1.convertisseur MLI triphasé de tension……..5

I.3.1.2. Redresseur MLI triphasé de Courant……...……...5

I.3.2.Principe de fonctionnement du redresseur MLI……6

I.4.Techniques de contrôle du redresseur à MLI triphasé……..7

I.4.1.La commande par le contrôle de l'angle de la puissance du redresseur à MLI……7

I.4.1.1.Méthode de Synchronisation……8

I.4.1.1.1.Boucle a verrouillage de phase PLL……...8

I.4.2.La commande à hystérésis du courant du redresseur à MLI……10

I.4.3.La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère abc……..13

I.4.4.La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère d, q……...14

I.4.5.La commande directe de puissance DPC……15

I.5.Les application moderne de redresseur à MLI……17

I.5.1. Redresseur à MLI : lien à système de 50Hz……17

et le système à 60Hz.....18

I.5.2. L'utilisation du redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse…..18

I.5.3. Le redresseur à MLI dans les systèmes de conversion éolienne…….....19

I.6.Conclusion ……...20

Chapitre II : Modélisation et Stratégie de Commande du

Convertisseur à MLI……21

II.1.Introduction**……...**22

II.2. Redresseur a Commande MLI…….22

II.3. Le Principe de Fonctionnement……...23

II.4. Les Techniques de Commande MLI……24

II.4.1 MLI à Bande d'hystérésis……...24

II.4.1.1. Régulateur à hystérésis……..25

II.4.2 MLI à échantillonnage périodique……..26

II.4.3.MLI à porteuse triangulaire…….26

II.4.4. MLI vectorielle……..27

II.5. MODELISATION DU REDRESSEUR MLI……..27

II.5.1.Représentation fonctionnelle du redresseur MLI dans le référentiel triphasé……32

II.6. CONTROLE EN COURANT DU REDRESSEUR MLI……35

II.6.1. Configuration des circuits de contrôle…….35

*II.7.*Simulation.....36

II.8. Conclusion……..44

Chapitre III : Command vectorielle du convertisseur à MLI……..45

III .1. Introduction……..46

III .2. Modélisation du convertisseur à MLI……...46

III .2.1.La source d'alimentation ……47

III .2.2. Le redresseur à MLI……..47

III .2.3. La charge ……...47

III.3.La Commande en courant du redresseur a MLI dans le repère *dq*……..48

III.3.1.Modélisation dans le repère *dq* ……48

III.3.1.1.Boucle externe de régulation de la tension……...50

III.3.1.2. Etude de la boucle des courants du coté alternatif ……51

III.3.1.2.1.Boucle interne de régulation des courants…….53

III.3.1.3. Commande à MLI ……55

III. 4.Simulation…….55

III. 5.Conclusion……64

Chapitre IV : Contrôle directe de puissance……...65

IV.1. Introduction……66

IV.2. DPC Classique……...66

IV.2.1.Tableau de commutation…….67

IV.2.2. Régulateurs à hystérésis……71

IV.2.3.Calcul des puissances instantanées……72

IV.2.3.1.Calcul de puissance instantanée par capteurs de tension du réseau et de courant……72

IV.2.3.2. Calcul des puissances instantanées par estimation de la tension du réseau……...73

IV.2.3.3. Calcul des puissances instantanées par estimation

Du virtuel virtuel……73

IV.2.4.Simulation……76

IV.2.4.1.Schéma bloc d'un redresseur avec le DPC classique avec calcul de p et q par estimation du flux virtuel……76

IV.2.4.2. Résultants de simulation……78

IV.3.Conclusion……..79

CONCLUSION GENERALE……80

Liste des figures

Figure(I.1): convertisseur MLI de Tension……...5

Figure(I.2): convertisseur MLI de Courant……...6

Figure(I.3) : Structure classique d'une PLL triphasée……...8

Figure(I.4) : Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI……..9

Figure(I.5) : Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI.....10

Figure(I.6) : Principe de la méthode de l'hystérésis modulé……12

Figure(I.7) : La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère *abc*……..13

Figure(I.8) : La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère *dq*……14

Figure(I.9) : La commande directe de puissance (DPC) du redresseur à MLI…….16

Figure(I.10) : Redresseur à MLI : Liaison entre un système à 50Hz et un

Système à 60Hz…….18

Figure(I.11): Utilisation du Redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse……..19

Figure(I.12): Le redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne……20

Figure(II.1) : topologies de base d`un redresseur de tension……23

Figure(II.2): principe de fonctionnement de Modulateur MLI à bande d'hystérésis……..24

Figure(II.3): Modulateur MLI à échantillonnage périodique……26

Figure(II.4): Modulateur MLI à porteuse triangulaire……..27

Figure (II .5): schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau……..27

Figure (II .6): Pont redresseur……...28

Figure(II.7): Différents états de commutation des interrupteurs du redresseur MLI……29

Figure (II. 8): présentation de vecteur de tension V_k…….31

Figure (II.9) : Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans les coordonnées

Triphasées normales……..34

Figure (II.10) : Commande du redresseur MLI…….35

Figure(II.11): Schéma block du convertisseur MLI dans le repère triphasé…….36

Figure(II.12):Evolution de la tension du bus continu U_{dc} ……..37

Figure(II.13):Evolution du courant de chargei_{ch}……..38

Figure(II.14): La tension d'entrée du convertisseur phase v_a ……..39

Figure(II.15): La tension d'entrée du convertisseur entre les phases v_{ab} ……..40

Figure(II.16): La tension e_a et le courant i_a du réseau…….41

Figure(II.17): Les trois courants i_{abc} du réseau……...42

Figure(II.18): Le courant i_{dc}de sortie du convertisseur……..43

Figure (III.1): Structure de redresseur MLI……..46

Figure (III.2): Schéma fonctionnel de la commande à tension orientée……..50

Figure (III.3): Modèle dynamique pour le circuit du bus continu…….51

Figure(III.4): Schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de tension du bus…….52

Figure(III.5): Schéma fonctionnel pour le réglage de courant…….53

Figure(III.6) : Evolution de la tension continuU_{dc} ……...56

Figure(III.7) : Evolution de courant de la chargei_{ch}……57

Figure(III.8) : Variation des courants triphasési_a, i_b et i_c du réseau……58

Figure(III.9) : Variation de courant i_d et sa référence i_{d_ref} ……...59

Figure(III.10) : Variation du courant i_q et sa référence i_{q_ref} ……60

Figure (III.11): La tension e_a et le courant i_a du réseau……...61

Figure(III.12) : Evolution de courant redressée i_{dc} ……..62

Figure (III.13): Les Puissances instantanée active et réactive……..63

Figure (IV.1):Principe de DPC classique……..67

Figure (IV.2) : Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les variations de courant……69

Figure (IV.3): Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux……71

Figure (IV.4) : Schéma bloc d'un redresseur connecté au réseau avec une charge résistive avec la DPC classique avec calcul de p et q par estimation du flux virtuel……..76

Figure (IV.5): Evolution de la tension continuU_{dc} ……..78

Figure (IV.6): Evolution de courant de chargei_{ch}……79

Figure (IV.7): La tension d'entrée phase v_a du convertisseur……..80

Figure (IV.8): La tension d'entrée les phasesv_{ab} du convertisseur…….....….81

Figure (IV.9): Les trois courants i_{abc} du réseau..…….82

Figure (IV.10): La tension e_a et le courant i_a du réseau……..83

Figure(IV.11): Le courant i_{dc}de sortie du convertisseur……..84

Figure (IV.12): Composantes du flux virtuel……85

Figure (IV.13):comportement de Puissances active instantanées…….86

Figure (IV.14):comportement de Puissances réactive instantanées……..87

Liste des tableaux

Tableau (II .1): les huit états possibles des interrupteurs. …….30

Tableau (IV.1) : Variations de p et q en fonction de la position des vecteurs……69

Tableau (IV.2): Mode de commutation optimal du DPC classique à 6 secteurs……..70

Tableau (IV.3): Tableau de commutation…….75

Liste des symboles

i_a, i_b, i_c : Les courants de lignes.

i_β Et i_β : Les Composantes du vecteurs courants de ligne dans le repère fixe (α, β).

i_d Et i_q : les Composantes du vecteurs courants de ligne dans le repère tournant (d, q).

i_{d_ref} Et i_{q_ref} : Les courants de référence de ligne dans le repère tournant (d, q) .

e_a, e_b, e_c : Les tensions de lignes.

e_α Et e_β : les Composantes des vecteurs tensions de ligne dans le repère fixe (α, β).

e_d Et e_q : les Composantes des vecteurs tensions de ligne dans le repère tournant (d, q).

$S_{a,b,c}$: Les états de commutation

H/2 et –H/2 : La largeur de la bande d'hystérésis.

f : Fréquence du fondamental.

f_c : Fréquence de commutation.

w : Fréquence angulaire.

θ : Angle de déphasage.

γ_i : Numéro de secteur.

R : Résistance de la ligne.

L : Inductance de la ligne.

C : Capacité du filtre.

U_{dc} : est la tension du bus continu.

U_{dc_ref} : Tension continue de référence.

v_α : Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (α, β).

v_β : Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (α, β).

v_d : Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (d, q).

v_q: Composante du vecteur tension convertisseur dans le repère stationnaire (d, q).

i_{dc} : Courant redressé.

I_{ch} : Courant de charge.

E_{eff} : La valeur efficace de la tension de réseau.

E_m : Amplitude des tensions triphasées.

i_{max} : Amplitude des tensions.

p : Puissance active.

p_{ref} : La puissance active de référence.

q : Puissance réactive.

q_{ref} : La puissance réactive de référence.

Ψ Flux virtuel

Abréviation

MLI: Modulation de Largeurs d'Impulsions.

DPC : Commande Directe de Puissance.

DPC-VF: Commande Directe de Puissance basée sur le Flux Virtuel.

DTC : Commande Directe du Couple.

FOC : Commande par Orientation du Flux.

VOC : Commande par Orientation de la Tension.

FVOC: Commande par Orientation du Flux Virtuel.

INTRODUCTION GENERALE

La plupart des convertisseurs triphasés, intensivement utilisés dans industriel les champs et les produits de consommation, utilisent un montage en pont de diode et un condensateur de mémoire de grande capacité. Ceci a les avantages d'être simple, robuste, et bas dans le coût. Cependant, un redresseur de diode a comme conséquence seulement le flux de puissance continu, le facteur de puissance faible, et le haut niveau de l'entrée harmonique [1] courants. Indépendamment de l'application des filtres actifs et passifs, la meilleure solution est en utilisant les convertisseurs modulés de durée (MLI) d'impulsion.

L'intérêt de recherches pour les convertisseurs triphasés de MLI s'est développé rapidement au cours des dernières années dues à une partie de leur important favorise, comme des possibilités de régénération de puissance, la commande de tension de bus continu au-dessus d'un éventail, et de basse déformation harmonique de courants d'entrée. Puisque le convertisseur a des capacités de commander les courants d'entrée dans des formes d'onde sinusoïdales, le fonctionnement avec un facteur de puissance (UPF) d'unité peut être facilement effectué en réglant les courants dans la phase avec les tensions du réseau. On a proposé de diverses stratégies de commande dans les travaux récents sur ce type de convertisseur de MLI. Il peut être classifié pour son usage des contrôleurs de boucle de courant ou des contrôleurs puissance active/réactive. [2] La méthode bien connue de commande de puissance active et réactive indirecte est basé sur l'orientation courante de vecteur en ce qui concerne vecteur de tension réseau. Ce s'appelle la commande orientée tension (VOC).

Le VOC garantit la dynamique élevée et l'exécution statique par l'intermédiaire du courant interne boucle d'avertissement. Cependant, la configuration et l'exécution finales du COV le système dépend en grande partie de la qualité de l'appliqué stratégie courante de commande. Au cours des dernières années, en intéressent a la technique de commande naissante qui est la commande de puissance directe (DPC), développé de façon analogue avec la commande directe bien connue de couple (DTC) utilisé pour réglable de la vitesse des machines. Dans le principe de la DPC, il n'y a pas de boucle interne de courant et la commutation de convertisseur des états sont convenablement [3] choisis par une table de commutation basée dessus les erreurs instantanées, entre les valeurs consigne et mesuré de puissance active et réactive instantanée, et la position de vecteur de tension du réseau ou position de vecteur de flux virtuel Ce document propose une commande de puissance directe originale (DPC) pour le

redresseur triphasé a MLI, qui permet pour réaliser le fonctionnement a facteur de puissance d'unité en commandant directement sa puissance active et réactive instantanée sans faire appel a un capteur de tension du réseau. La nouvelle table de commutation est synthétisée par l'analyse de correction instantanée de puissance active et réactive.

D'autre part un régulateur classique PI, dans la boucle d'avertissement de tension de bus continu, développée pour fournir la référence de puissance active. Pour réaliser le fonctionnement a facteur de puissance unitaire, la référence de puissance réactive est maintenue nulle. Ceci laisse plus de flexibilité et améliore la réponse dynamique. En conclusion, la DPC proposé est simulé et mis en application, On lui montre par l'intermédiaire de la simulation que la DPC proposé présente une haute performance. [3] Les courants sont très proche des formes d'onde sinusoïdales, le bon réglage de la tension de bus continu est obtenu, et le fonctionnement a facteur de puissance d'unité (UPF) est réalisée. [4]

Notre travail est structuré de la manière suivante :

- Dans le premier chapitre on a présenté une description générale sur le convertisseur à MLI, leur topologie de base et le principe de fonctionnement des défirent stratégies de commande et aussi les applications modernes de ce dernier.
- Dans le deuxième chapitre on a exposé le principe de commande du convertisseur à MLI dans l'état parfait.
- Ensuite, on étudié une autre stratégie de commande en courant dans le repère *dq*, qui le VOC confirmé le bon découplage naturel imposé par la commande entre l'axe d et q cette méthode est vérifiée par simulation sous Matlab/Simulink.
- Dans la quatrième chapitre, on vue plusieurs méthodes de calcul directe de puissance, on choisie la technique par l'estimation du flux virtuel (DPC_VF).
- En fin, on terminé notre travaille par une conclusion générale.

CHAPITRE I

Etat de l'art sur le Convertisseur à MLI

I.1.Introduction :

Une fonctionnalité commune aux différents types de source de production décentralisée à connexion électronique est l'utilisation d'un convertisseur triphasé à modulation de largeur d'impulsions pour assurer le transfert d'énergie entre le bus continu et le réseau électrique.

L'étude de ce convertisseur est intéressante dans la mesure où il est utilisé dans la plupart des nouveaux types de source de production d'énergie dispersée connectée au réseau (éolienne, photovoltaïque, pile à combustible…) mais aussi comme conditionneur de réseau (Filtre actif, rééquilibrage de réseau, compensation d'énergie réactive). [5]

I.2.Modulation de largeur d'impulsion «MLI » :

La modulation de largeur d'impulsion est une technique de découplage de tension ou de courant permettant de générer des formes d'ondes quasi sinusoïdales. L'objectif principal de cette technique est de régler l'amplitude et la fréquence du terme fondamental et de rejeter les harmoniques indésirables générées par une ondulation « pleine onde » vers les fréquences élevées, leurs amplitudes devenant alors négligeables.

Chaque bras de pont est chargé de générer par modulation de largeur d'impulsion un signal dont le fondamental est le signal de référence. [6]

I.3.Topologie de base et principe de fonctionnement :

Le redresseur à MLI triphasé est constitué de trois bras. Les interrupteurs bicommandables à deux segments sont des interrupteurs entièrement contrôlables (ouverture et fermeture) remplacent les diodes du montage en pont de Graetz [7].

Ces dispositifs offrent les avantages suivants :

- Le courant et la tension peuvent être modulés (modulation de largeur d'impulsions ou MLI), ce qui produit moins de perturbation harmoniques.
- Le facteur de puissance peut être contrôlé.
- Le redresseur peut être considérer comme source de tension ou source de courant.

Il y a deux manières de mettre en application les redresseurs triphasés à MLI :

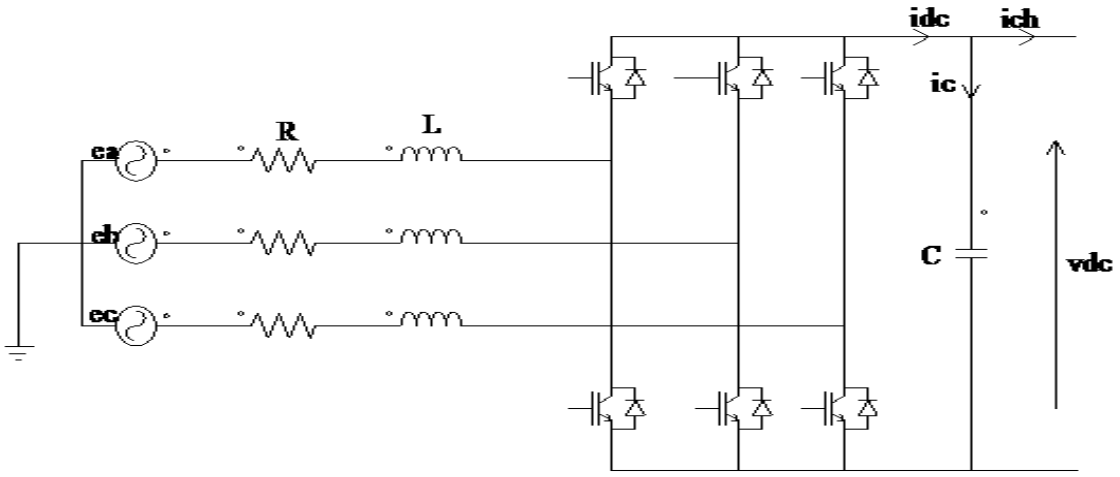
1)- Redresseur de courant, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion de courant.

2)-Redresseur de tension, où l'inversion de puissance est assurée par l'inversion de la tension. [8]

I. 3.1.Topologie de base :

I.3.1.1.convertisseur MLI triphasé de tension :

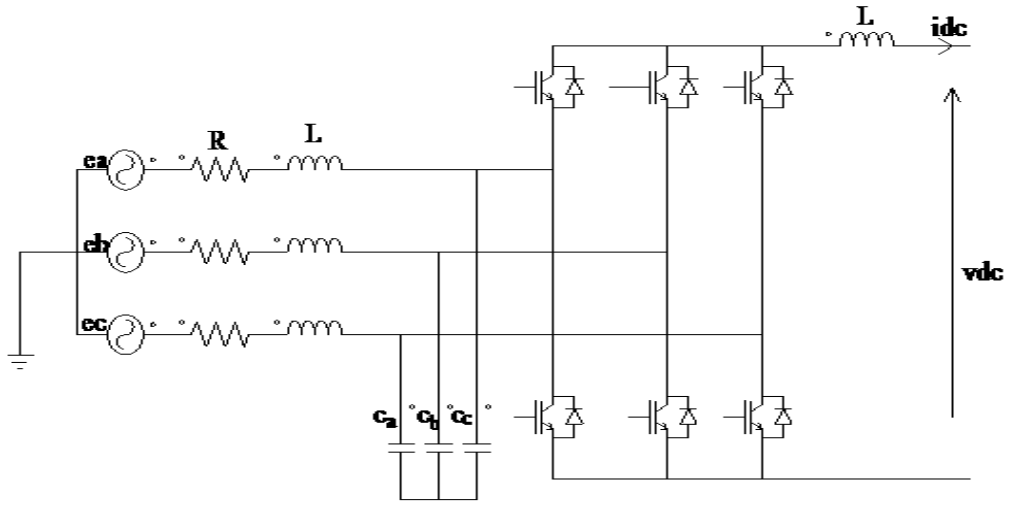
Dans cette structure (figure I.1), la source alternative triphasée associée au filtre RL se comporte comme un générateur de courant, et la source continue comme un générateur de tension. D'autre part, à la sortie on ajoute une capacité de filtrage pour rendre négligeable l'ondulation de la tension redressée. Les semi-conducteurs utilisés sont des semi-conducteurs commandables à l'ouverture et à la fermeture, tels que les GTO et les IGBT.



Figure(I.1): convertisseur MLI de Tension.

I.3.1.2. Convertisseur MLI triphasé de Courant :

Dans cette structure (figure I.2), la source alternative triphasée associée au filtre *RLC* se comporte comme un générateur de tension, et la source continue comme un générateur de courant. D'autre part, pour que le redresseur débite un courant constant, on ajoute une inductance de lissage à la sortie de façon à lisser le courant redressé I_{dc}.



Figure(I.2): convertisseur MLI de Courant.

Les principales caractéristiques du convertisseur à MLI :

- Un flux de puissance bidirectionnel ;
- Réglage de facteur de puissance ;
- Un près de l'entrée courant sinusoïdal ;
- Un ajustement et stabilisation de tension. [9]

I.3.2.Principe de fonctionnement du convertisseur à MLI :

Dans la suite de ce travaille, nous nous intéressons plus particulièrement à la structure de courant qui est la plus intensivement employée.

Le principe de fonctionnement d'un redresseur MLI est le même qu'un hacheur élévateur [7]. Donc sa tension de sortie est toujours supérieur à sa tension d'entrée pour cela il faut régler cette tension de sortie. Pour accomplir cette tache, on utilise une commande en boucle fermée. La tension de sortie du redresseur est mesurée et comparée à une référence v_{dc_ref}.

Le signale d'erreur produit de cette comparaissant est multiplie par v_{dc_ref} pour déterminer la puissance de référence nécessaire.

I.4.Techniques de contrôle du convertisseur à MLI triphasé :

Le contrôle du redresseur MLI peut être considéré comme un problème dual avec la commande d'un onduleur MLI [10]. Plusieurs stratégies de contrôle ont été proposées dans les travaux récents dans ce type de convertisseur MLI. Bien que ces stratégies de contrôle puissent atteindre de même bute global, tel que un facteur de puissance élevé et un courant de forme proche de la sinusoïde, mais leur principe déférent [11].

I.4.1.La commande par le contrôle de l'angle de la puissance du convertisseur à MLI :

Le schéma de contrôle les plus simples du redresseur à MLI sont basés sur l'équation de la puissance en régime permanent, selon laquelle la puissance active, et par conséquent la tension continue, sont contrôlées par l'ajustement de l'angle δ entre la tension de ligne et le composant fondamental de la tension alternative à l'entrée du redresseur.

L'angle de déphasage δ est aussi parfois désigné sous le nom de l'angle de puissance (Figure I.3). [12]

Le facteur de puissance est déterminé pour garde l'indice de modulation du convertisseur constant par la tension continu de référence et peut être maintenu proche de l'unité si l'amplitude de la tension alternative à l'entrer de redresseur est forcée à être égale à celle de la tension de ligne.

L'inconvénient de la méthode de contrôle proposée est que la tension de bus continu de référence doit être changée en fonction de la charge et l'amplitude de la tension de ligne à cause de l'indice de modulation fixe.cet inconvénient limite le fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Contrairement à la précédente, une autre méthode basée sur l'équilibre de puissance entre coté alternative et le coté continu. Dans cette stratégie la tension continu est non commandée du tout, sauf elle est laissée être place librement selon la nécessite de l'équilibrage des deux cotés.

L'inconvénient de cette méthode de contrôle est qu'elle n'est pas très pratique pour les applications industrielle de forte puissance, où la fréquence de commutation doit être limitée à

quelques kilohertz ou même moins en raison des pertes de puissance par commutations parce que cette approche de commande nécessite une fréquence de commutation au-dessus de 10 kilohertz pour atteindre une dynamique suffisante.

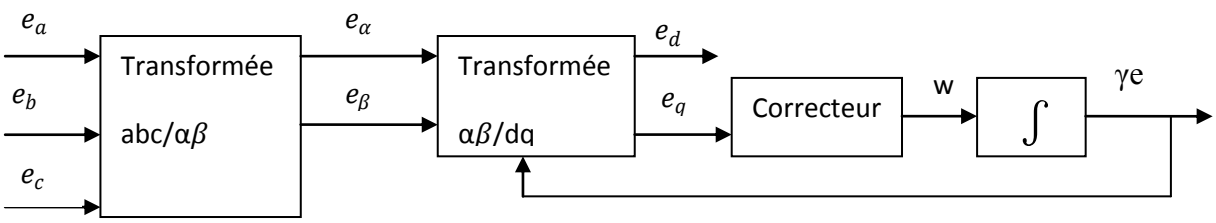
I.4.1.1.Méthode de Synchronisation :

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 [13].

I.4.1.1.1.Boucle a verrouillage de phase PLL [14] :

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, eq, ce qui se produit lorsque la phase estimée, γe, est égale à la phase du réseau. La Figure I.3, 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).

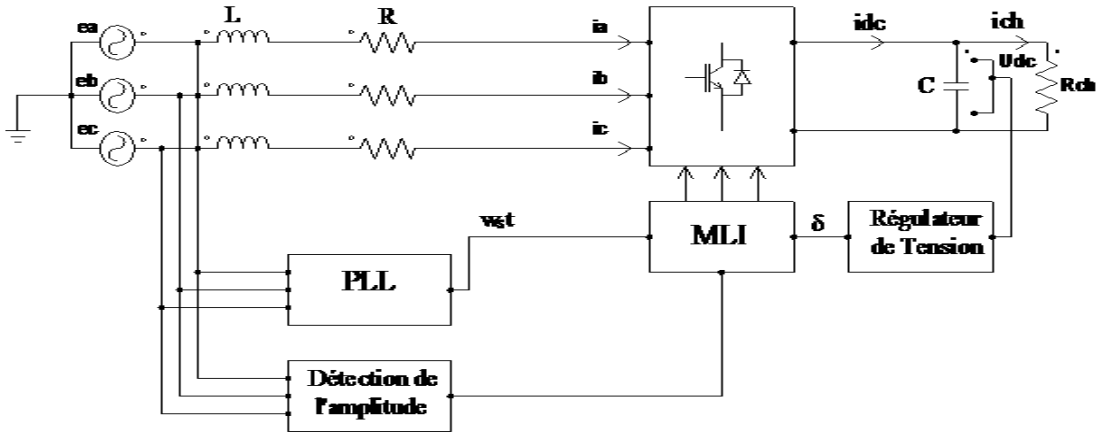


Figure(I.3) : Structure classique d'une PLL triphasée.

Souvent la tension du réseau n'est pas parfaite et présente des harmoniques. Dans ce cas-là, la vitesse et l'amplitude instantanée 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.

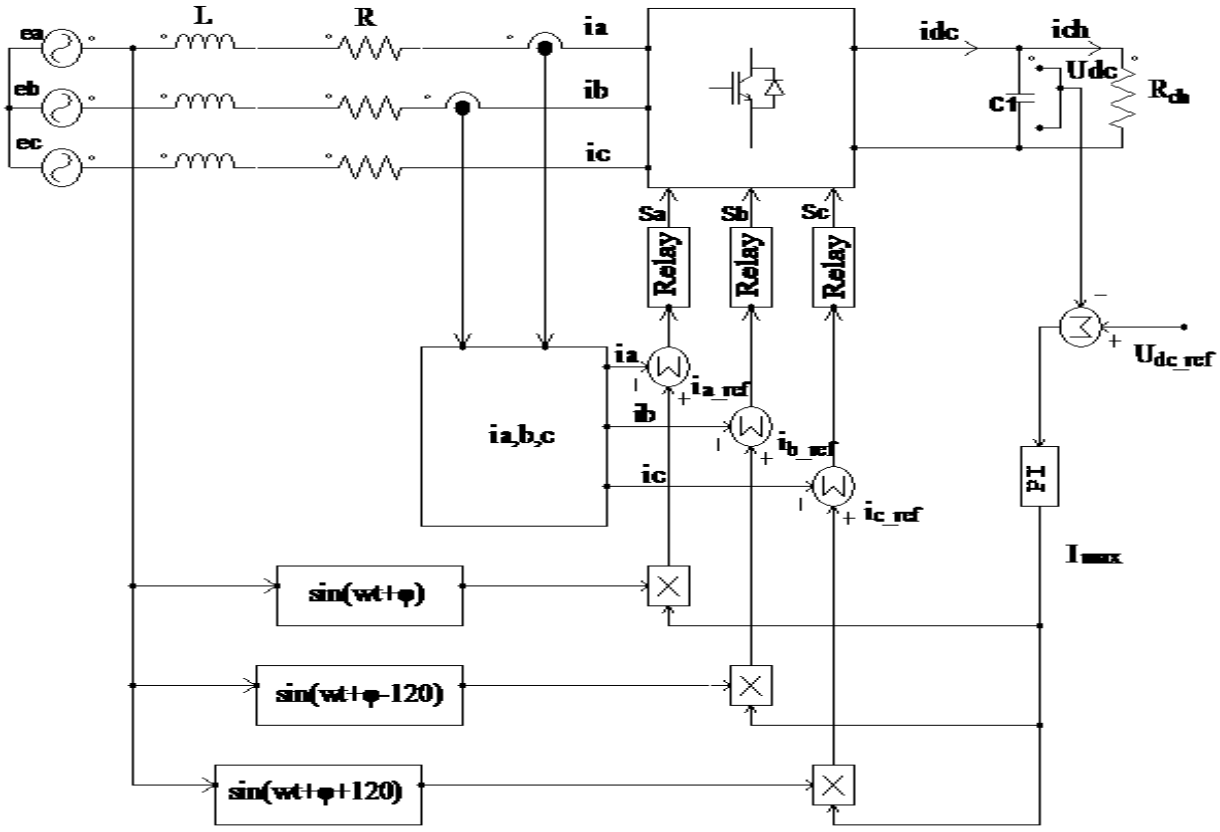
Evidemment, cette dynamique limitée provoque un ralentissement du temps de synchronisation lors de la mise en route du système.



Figure(I.4) : Principe de contrôle de l'angle de puissance du redresseur à MLI.

I.4.2.La commande à hystérésis du courant du convertisseur à MLI :

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basé sure la commande des interrupteurs de telle sort que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait une comparaison permanente entre les courants et les courants de référence (Figure I.5). [15]



Figure(I.5) : Principe de la commande à hystérésis de courant du redresseur à MLI.

Malgré sa simplicité de mise en ouvre, sa robustesse et sa bonne dynamique, cette commande présente certains inconvénients [16] :

- L'un des désavantages de cette méthode est que dans certains cas, les courants sortent de leur enveloppe, et que cette dernière a tendance à induire un fonctionnement à fréquence libre qui pour causer des problèmes de filtrage ou de nuisance sonore.
- La somme des trois courants n'est pas forcement nulle, ce qui crée un déséquilibre des courants qui dépende de la bande d'hystérésis.
- Le contrôleur d'hystérésis produit subharmoniques inférieures involontaire.
- La variation de fréquence de commutation en fonction de la charge.

Pour éliminer les inconvénients de la commande par hystérésis classique liés à une fréquence de commutation variable et parfois élevée pour une faible valeur de l'inductance de la ligne de réseau, la méthode de **« l'hystérésis modulé »** permet d'imposer la fréquence de hachage des transistors du convertisseur, lors du contrôle par hystérésis des courants [17].

Cette méthode comporte les avantages suivants :

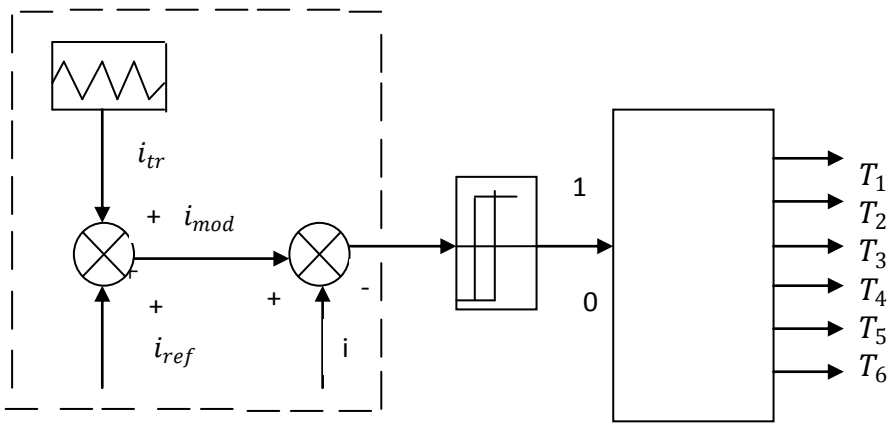
- La simplicité et la robustesse de la commande par hystérésis, qui n'exige pas la connaissance exacte des paramètres du réseau.
- Une fréquence de hachage constante comme pour la commande par Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), qui permet de réduire le nombre d'harmoniques sur les ondes de courant et les ondulations de tension continue.

Le principe de la méthode d'hystérésis modulé consiste à superposer à la valeur du courant de référence i_{ref_k} du réseau, un signale triangulaire i_{tr} ayant la fréquence f_{tr} que l'on souhaite imposer. On obtient ainsi un courant de référence modulé i_{mod} [18].

Nous avons la relation suivante :

$$i_{mod} = i_{ref_k} + i_{tr}$$

Ce nouveau signale modulé sera utilisé en tant que nouvelle référence pour la boucle interne de contrôle du courants (Figure I.6).



Figure(I.6) : Principe de la méthode de l'hystérésis modulé.

Un choix judicieux de la valeur de l'amplitude du signal triangulaire (porteuse), et de la largeur de la bande d'hystérésis imposera au courant réel uniquement deux intersections avec les limites de la bande d'hystérésis à la cour de chaque demi –période du signale triangulaire,

L'une avec sa limite supérieure te l'autre avec sa limite inferieur.ces intersections déterminent alors les instants de commutation des transistors du bras du convertisseur qui pilote la phase concernée [17].

D'autre propositions ont été formulées pour surmonter les problèmes de l'hystérésis classique.une bande d'hystérésis adaptative peut être appliquée pour avoir une fréquence de commutation presque constante [19].

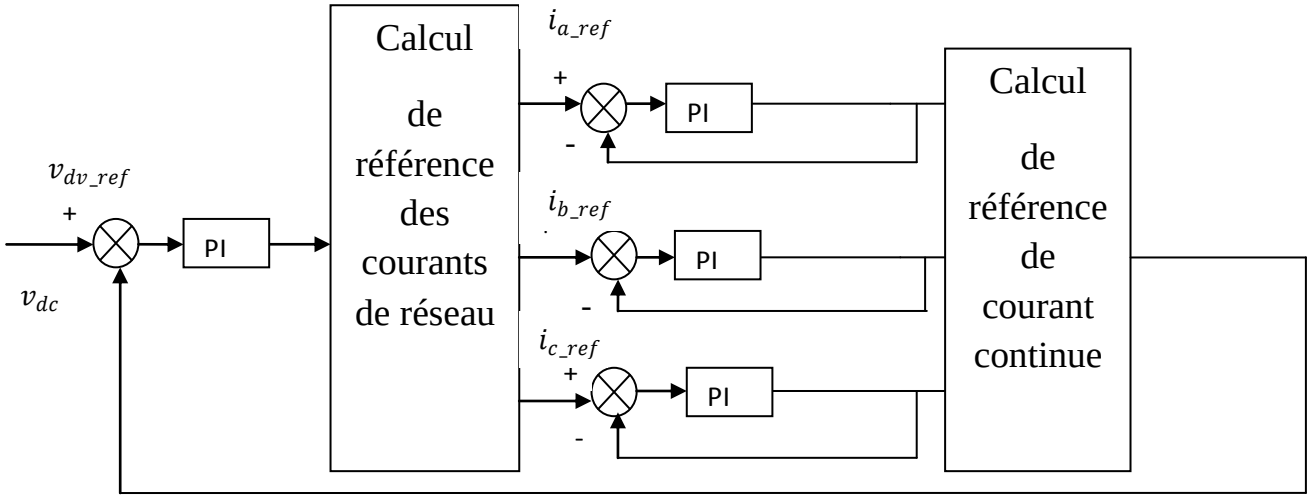
I.4.3.La commande en courant du convertisseur à MLI dans le repère abc :

La régulation du redresseur à MLI dans cette stratégie peut se faire sous la forme d'une régulation cascade. Des boucles internes régulent les courants de phases. Une boucle externe régule la tension de capacité (Figure I.7) [20].

L'erreur en tension est issue de la différence des valeurs de v_{dc_ref} tension continue de référence et de v_{dc} tension continue mesurée. La sortie de correcteur de la tension fournit après calcul, les valeurs de référence de courants des phases i_{a_ref} , i_{b_ref}, i_{c_ref}.

Les sorties des correcteurs de courants fournissent les valeurs de tension de référence appliquées par le convertisseur sur le réseau.

Les différences de potentiel aux bornes des impédances du réseau engendrent les courants du réseau i_a , i_b, i_c.

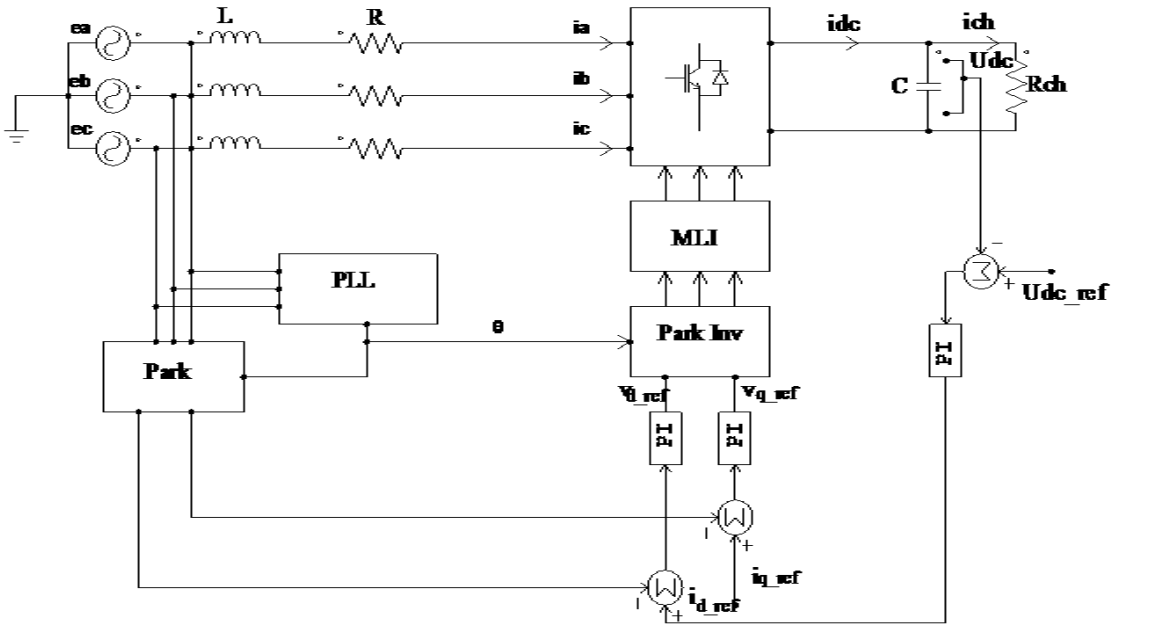


Figure(I.7) : La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère *abc*.

La commande dans le repère abc présente l'avantage d'être facilement programmable, de part de poursuit » la commande se déduit sur chaque phase de façon à ce que le courant soit en phase avec la tension du réseau. Mais le désavantage provient du déphasage responsable d'erreurs statique toutefois il peut être compensé par une commande dans un repère d, q [8].

I.4.4.La commande en courant du convertisseur à MLI dans le repère d, q:

La stratégie de commande dans le référentiel dq est illustrée dans la Figure I.8, il s'agit aussi d'une stratégie de commande à deux boucles de régulation, une pour les courants et l'autre pour la tension. De même que pour la stratégie de commande abc les boucles de régulation du courant inclus deux paires de régulateur de type « Proportionnel-Intégral »(PI), pour les deux axes dq [20]. Les axes réels du repère tournant sont typiquement fixés à la tension de ligne. En raison des transformations de coordonnées les composants de courant à commander deviennent des quantités continues en régime permanent, et l'action intégrale des correcteurs peut ainsi éliminer les erreurs statiques en régime permanent des composantes fondamentales. En outre le réglage de la tension continue est typiquement mis en application avec un contrôleur simple de type PI [12].



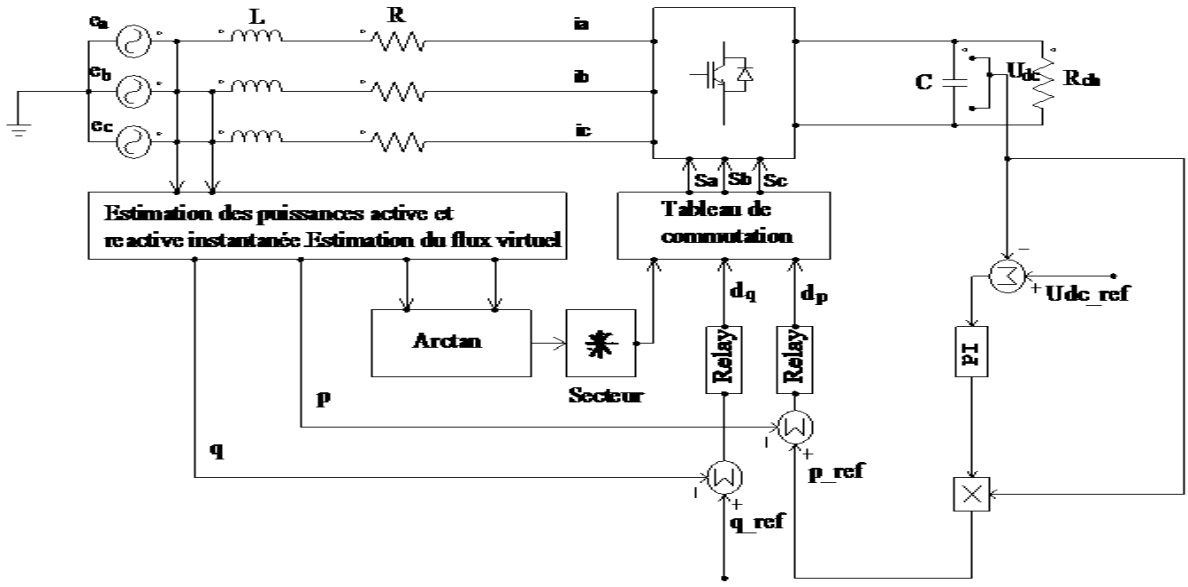
Figure(I.8) : La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère *dq*.

Le comportement du redresseur MLI est fortement non linéaire pour cette raison plusieurs travaux présenté comme solutions : les algorithmes non linéaires pour améliorer les performances et le fonctionnement de ce type de convertisseur par mode glissant qui est également considérée comme étant très robuste contre les variations des paramètres [21], et le gain variable.

I.4.5.La commande directe de puissance DPC :

La réduction du nombre de capteur de courant et de tension a également été d'un intérêt récent pour un modèle de contrôle de courant sans capteur où les courants de phases sont constitués par estimation et prédiction en utilisant les tensions de lignes mesurées, la tension continue et la connaissance des état de commutation des interrupteurs du convertisseur. Des approches pour éviter les capteurs de tensions et de courant ont été suggérées telle que la commande directe de puissance (DPC).

L'idée principale de la commande directe de puissance (DPC) proposée initialement par **Ohnichi** (1991) et développée ensuite par **Noguchi** et **Takahachi** en 1998 est similaire à la commande directe de couple (DTC) des machines asynchrones. Au lieu du flux et du couple, les puissances actives (P) et réactives (q) instantanées sont choisies comme deux grandeurs à contrôler. Ce qui assure au redresseur à MLI une absorption des courants sinusoïdaux avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Cette méthode de « commande directe de puissance » des redresseurs à MLI exige que le réseau électrique soit équilibre en tension. La (Figure I.9) montre la configuration globale de la commande directe de puissance sans capteur de tension pour un redresseur à MLI triphasé.



Figure(I.9) : La commande directe de puissance (DPC) du redresseur à MLI.

Une nouvelle technique de commande sans capteur du redresseur à MLI basé sur l'estimation de flux virtuel (VF-DPC) assure un contrôle direct des puissances actives et réactives instantanées. Non pas comme les méthodes traditionnelles qui nécessitent une boucle de régulation de courant, cette technique de contrôle des convertisseurs AC/DC repose sur l'estimation du flux en assimilant le réseau à un moteur virtuel [22].

Le fait utiliser le flux virtuel pour le calcule des puissances actives et réactives au lieu de la vectrice tension utilisé par la DPC conventionnel a permis d'avoir une meilleur estimation de la puissance qui est beaucoup moins bruit grâce a l'utilisation d'intégrale dans l'algorithme de calcule [10].

Dans la commande de (VF-DPC) on peut travailler avec un facteur de puissance unitaire en imposant la puissance réactive de référence à zéro comme dans l'autre stratégie de contrôle de redresseur MLI.

L'apparition des charges non linéaires complexes caractéristique des exigences technologique très particulières a permit de développement de technique de commande des convertisseurs statique par l'utilisation des stratégies de contrôle non linéaires.

Une commande directe de puissance (DPC) pour le redresseur MLI basé sur la théorie de commande à structure variable (mode glissant). La commande proposé est plutôt simple, robuste, non sensible à, la perturbation et la variation paramétrique du système et avec des caractéristiques dynamiques très bonnes.

L'amélioration de la qualité des courants absorbés par le redresseur MLI et le maintien de la tension continu à la sortie auteur de la référence nécessité une régulation de tension et de courant rapide et robuste. Pour cette raison [23] présente une commande directe de puissance (DPC) fonctionnant avec un contrôleur à logique floue qui remplace le régulateur PI de tension continu dans les commandes classiques.

Pour un control plus performant de redresseur à MLI triphasé une association de la commande non-linéaire adaptative et la commande directe de puissance suggérées par [11]. La commande proposée a fait preuve d'efficacité du point de vue rejet de perturbation prise en compte du problème de la variation de la charge.

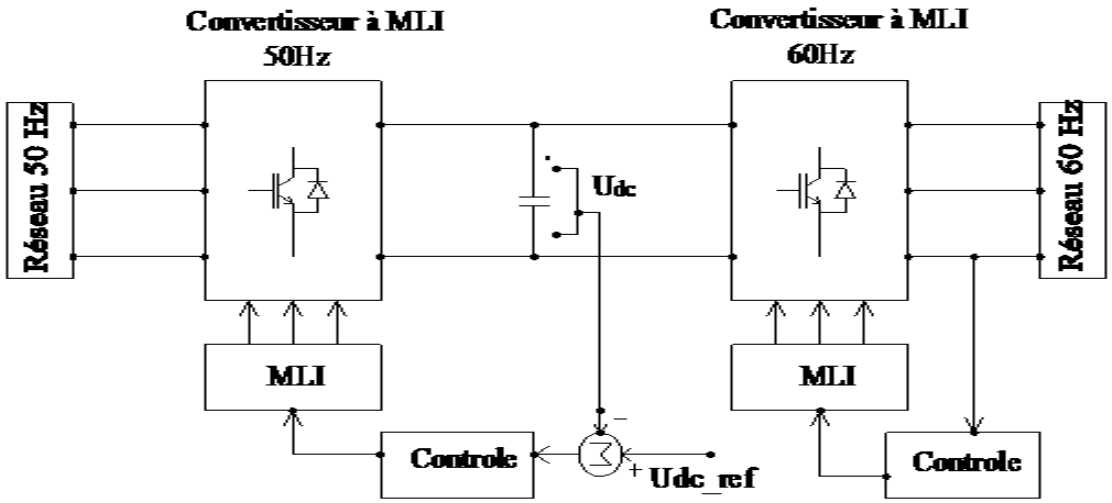
La commande prédictive directe de puissance (P-DPC) du redresseur MLI utilise la (SVM) basé sur le calcul du vecteur moyen de tension de redresseur utilisé un algorithme de commande prédictive qui fait la puissance active et réactive instantanée égale à leur valeur de référence a chaque instant de prélèvement ont été développée par [24]. La stratégie de P-DPC assure le fonctionnement à fréquence de commutation constante et facteur de puissance unitaire avec une bonne régulation et stabilité de tension continu de faible taux de détorsion harmonique de réseau.

I.5.Les application moderne de convertisseur à MLI :

L'étude de convertisseur à MLI montre plusieurs avantages par rapport aux autre redresseur classique (à diode et à thyristors) qu'il est possible de fonctionner dans les quatre quadrants pour la commande des machines [8].cette structure permet donc tous les types de transfert d'énergie possibles, alimenter une charge (passive ou active) en continu à partir d'un réseau alternative, le courant prélever sur ce réseau étant sinusoïdal. On peut aussi régler par le contrôle l'énergie réactive absorbée ou fournie.

I.5.1. Convertisseur à MLI : lien à système de 50Hz et le système à 60Hz :

Le redresseur à MLI peut être utilisé comme un lien entre deux systèmes à, fréquence déférent. La (Figure I.10) montre un exemple typique d'utilisation de ce dernier pour ce type d'application. Ce type de montage présente une simplicité, une propriété et une flexibilité important par rapport aux systèmes classiques à base de thyristors [12].



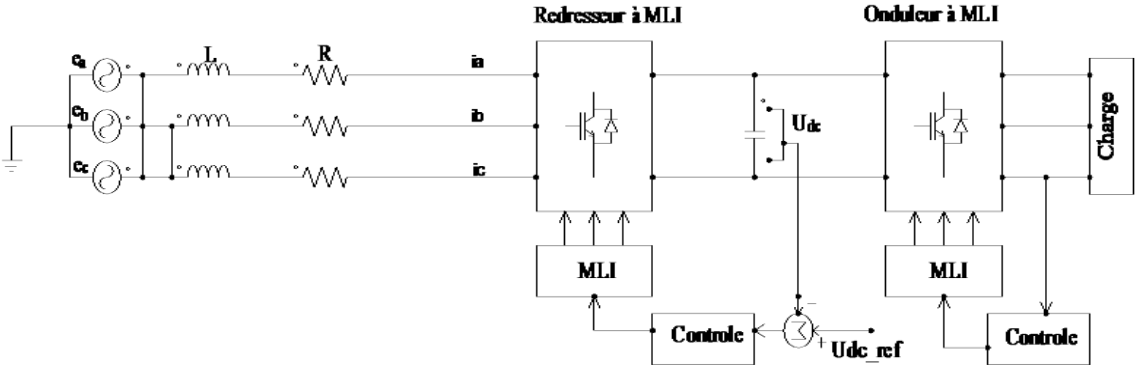
Figure(I.10) : Redresseur à MLI : Liaison entre un système à 50Hz et un système à 60Hz.

I.5.2. L'utilisation du convertisseur à MLI dans les variateurs de vitesse :

La plupart des convertisseurs statiques utilisés dans le variateur de vitesse de machine asynchrone sont constitués par la mise en cascade d'un redresseur à diode et d'un onduleur de tension MLI. L'inconvénient de cette association et la génération de perturbation basse fréquence sur le réseau électrique.

De plus le redresseur à diode étant pas réversible il est impossible de récupérer l'énergie de freinage de la charge, énergie dissipé alors dans des résistances (perte). Une des solutions envisager pour améliorer les performances des variateurs consiste à remplacer les redresseurs à diode par un redresseur à MLI [12] [25].

L'avantage de cette solution (Figure I.11) et de pouvoir prélaver sur le réseau des courants quasi sinusoïdaux et de pouvoir renvoyer l'énergie de freinage sur le réseau, augmentant ainsi le rendement global de système (efficacité énergétique).



Figure(I.11): Utilisation du Redresseur à MLI dans les variateurs de vitesse.

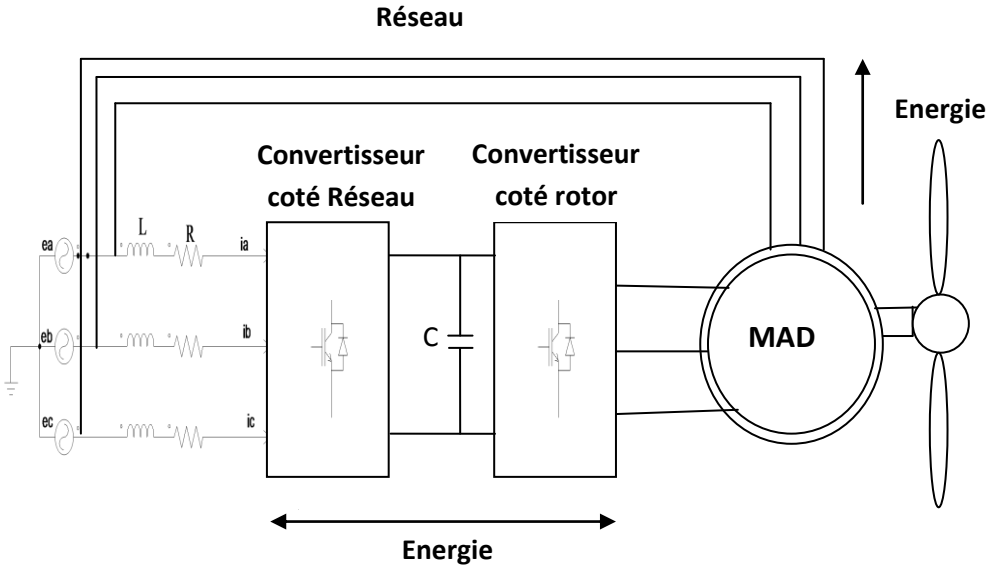
I.5.3. Le convertisseur à MLI dans les systèmes de conversion éolienne :

La participation au service système doit se faire sur un réseau alternatif triphasé. Il est alors nécessaire d'utiliser un convertisseur électronique pour la conversion continu-alternative et/ou alternative-continu dans la chaine de conversion d'énergie éolienne [26].

Plusieurs topologies dans le système de conversion d'énergie éolienne utilisent le redresseur à MLI pour la connexion sur le réseau électrique telle que la structure de la machine synchrone à double alimentation piloté par le rotor à intermédiaire de deux convertisseurs MLI (Figure I.12).

Cette structure que nous avons étudiée dans notre travail utilise le redresseur à MLI pour deux raison principales [27] :

- Utiliser un redresseur réversible en courant afin de permettre le transfert de la puissance de glissement entre le rotor et le réseau ce qui permet les fonctionnements en hyper ou hypo synchronisme.
- Les courants de réseau absorbé par le convertisseur coté réseau sont quasi sinusoïdaux



Figure(I.12): Le redresseur à MLI dans le système de conversion d'énergie éolienne.

Ce convertisseur réversible en courant va pouvoir être utiliser pour le stockage et le déstockage de grâce à l'unité de stockage connecté en parallèle sur le bus continu.

En fonction des conditions ce convertisseur fonctionnera tout aussi bien en redresseur qu'en onduleur en maintenant la tension de bus continu constante aux bornes de la capacité.

I.6.Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté tout d'abord une étude générale de redresseur à MLI de base principal fonctionnement.

Après nous avons présenté une analyse bibliographique sur les principe de base des différents technique de commande du redresseur à MLI ainsi que leur avantage et leur inconvénients, dans cette partie on a aussi discuté sur l'amélioration de ces stratégie de commande par l'utilisation des contrôleurs non linéaires. Les nouvelles technologies et l'application de ce convertisseur dans l'industrie actuelle est déjà prisent.

L'étude par simulation numérique de quelques techniques de commande montrée dans cette section fera l'objet du prochain chapitre. [28]

CHAPITRE II

Modélisation et stratégie de commande du convertisseur à MLI

II.1. INTRODUCTION :

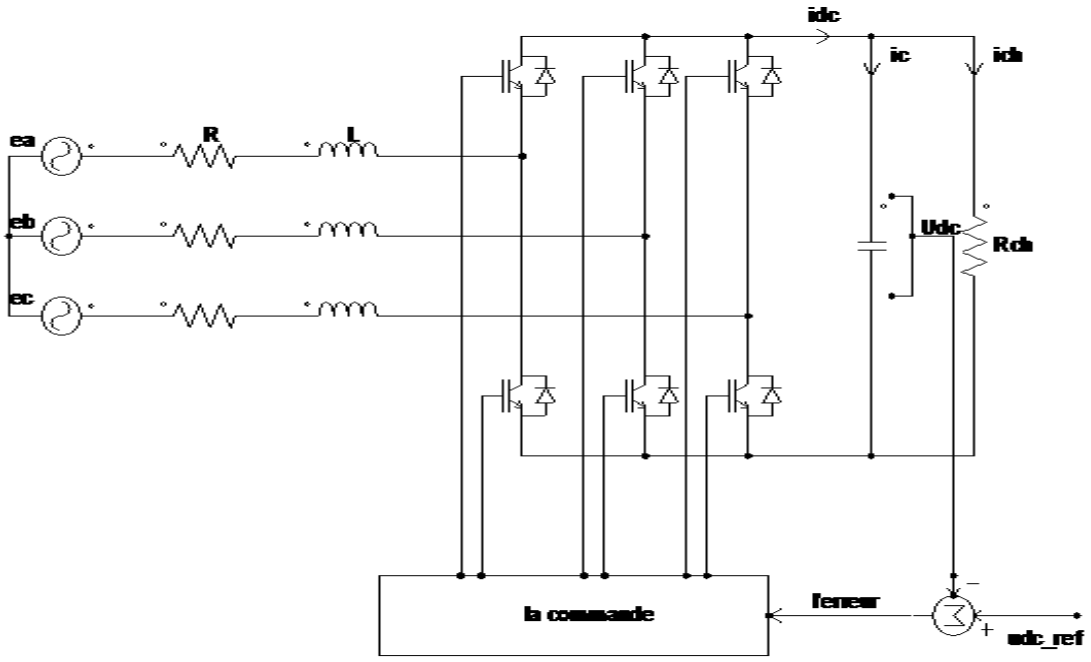
L'avènement de l'électronique de puissance a eu un impact majeur sur le monde industriel au cours des dernières décennies. Cet avènement s'est produit par l'arrivée sur le marché des composants d'électroniques transistors de forte puissance. Ces composantes ont permis le développement de convertisseurs 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 commutés, 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

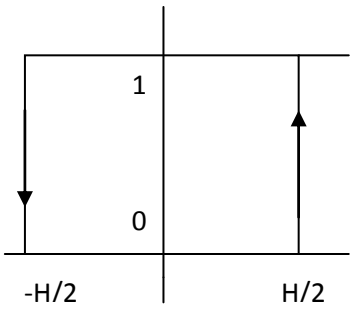
condensateur est récupérée. Inversement, quand i_{ch}devient négatif (fonctionnement onduleur), le condensateur *C* est surchargé, et le signal d'erreur demande au block de commande pour décharger le condensateur, et la puissance retourne à la source alternative.

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.4.1.1. Régulateur à hystérésis :

La grande simplicité de l'implémentation du comparateur à deux niveaux est derrière le choix de ce type de régulateur. De plus, les considérations énergétiques sur le redresseur imposent un nombre restreint de commutations. Or, pour une même largeur d'hystérésis de contrôle, le comparateur à deux niveaux nécessitera un nombre moins élevé de commutations [29].

La largeur de la bande des régulateurs à hystérésis a un effet considérable sur les performances du convertisseur. En particulier, la distorsion de courant harmonique, la fréquence de commutation moyenne du convertisseur, la pulsation de la puissance et les pertes sont fortement affectés par la bande à hystérésis. Le contrôleur proposé dans la **DPC** classique c'est le régulateur à deux niveaux pour la puissance active et réactive.

Pour la puissance active :

$$\text{Si } p_{ref} - \hat{p} > H/2 \Rightarrow S_p = 1$$

$$\text{Si } p_{ref} - \hat{p} < -H/2 \Rightarrow S_p = 0$$

$$\text{Si } -H/2 < p_{ref} - \hat{p} < H/2 : \text{on garde l'état précédent.}$$

Et de même pour la puissance réactive :

$$\text{Si } q_{ref} - \hat{q} > H/2 \Rightarrow S_q = 1$$

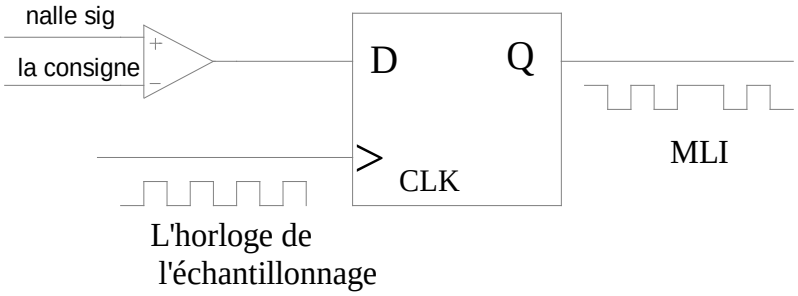
$$\text{Si } q_{ref} - \hat{q} < -H/2 \Rightarrow S_q = 0$$

$$\text{Si } -H/2 < q_{ref} - \hat{q} < H/2 : \text{on garde l'état précédent.}$$

Où $H/2, -H/2$ sont les écarts des régulateurs à d'hystérésis à deux niveaux. [9]

II.4.2. MLI à échantillonnage périodique :

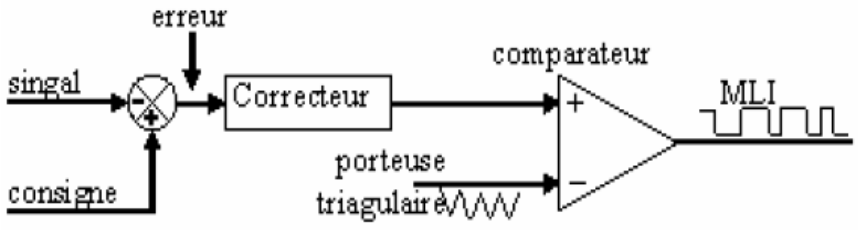
La méthode d'échantillonnage périodique permet aux semi-conducteurs constituant le filtre actif de commuter durant les transitions d'une horloge à onde carrée et à fréquence fixe (fréquence d'échantillonnage). Comme illustré à la Figure. II.3, ce type de commande est très Simple à implanter dans la mesure 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.

II.5. Modélisation du Redresseur à MLI [30]:

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

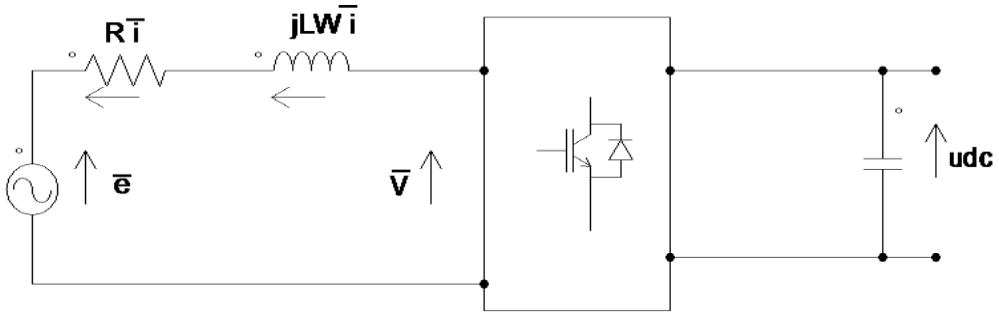


Figure (II .5):schéma unifilaire d'un pont de redresseur connecté au réseau**.**

Le courant de ligne 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 v .Le pont redresseur est constituée 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.

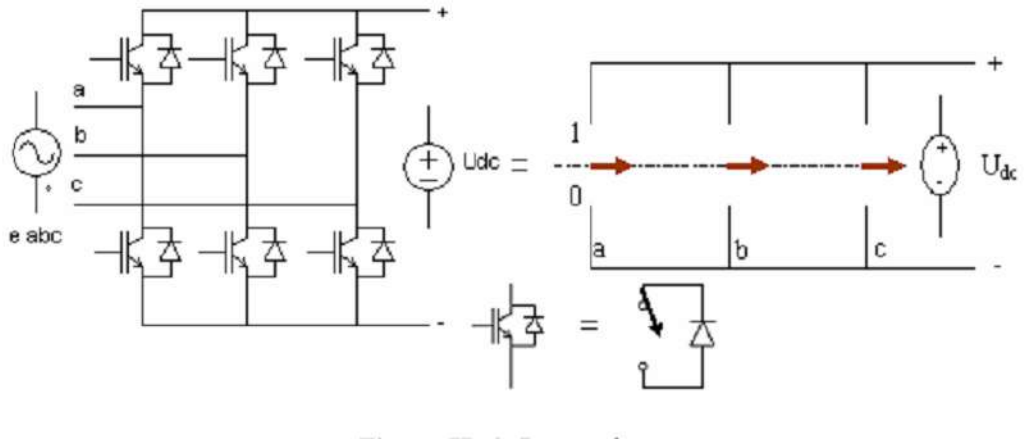
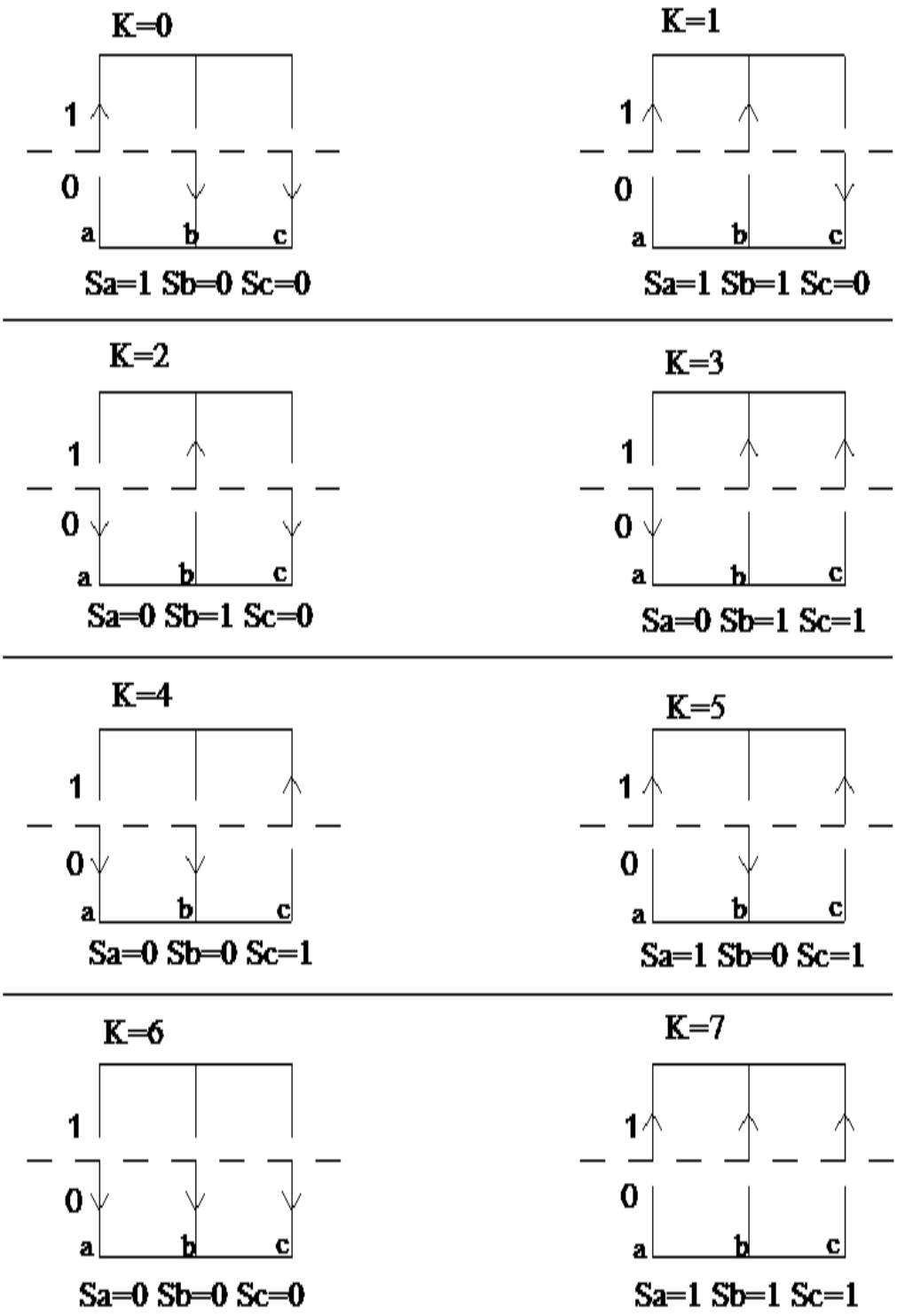


Figure (II .6): Pont redresseur.



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 tensions d'entré redresseur d`une manière générale comme suit :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= (S_a - S_b)U_{dc} \\ V_{bc} &= (S_b - S_c)U_{dc} \\ V_{ca} &= (S_c - S_a)U_{dc} \end{aligned} \qquad \text{(II .1)}$$

D`où on peut déduire les tensions simples :

$$\begin{aligned} V_b &= f_b U_{dc} \\ V_c &= f_c U_{dc} \end{aligned} \qquad \text{(II.2)}$$

Avec :

$$\begin{aligned} f_a &= \frac{2S_a-(S_b+S_c)}{3} \\ f_b &= \frac{2S_b-(S_{ab}+S_c)}{3} \\ f_c &= \frac{2S_c-(S_a+S_b)}{3} \end{aligned} \qquad \text{(II.3)}$$

L'auteur [30] a considéré la relation (II .4) pour présenter les huit états possibles de la tension d`entrée *v* dans un plan complexe *αβ* :

$$V_{k+1} = \begin{cases} \left(2/3\right) U_{dc} e^{jkx/3} & puor\ k = 0 \ldots .5 \\ V_7 = V_O = 0 \end{cases} \qquad \text{(II .4)}$$

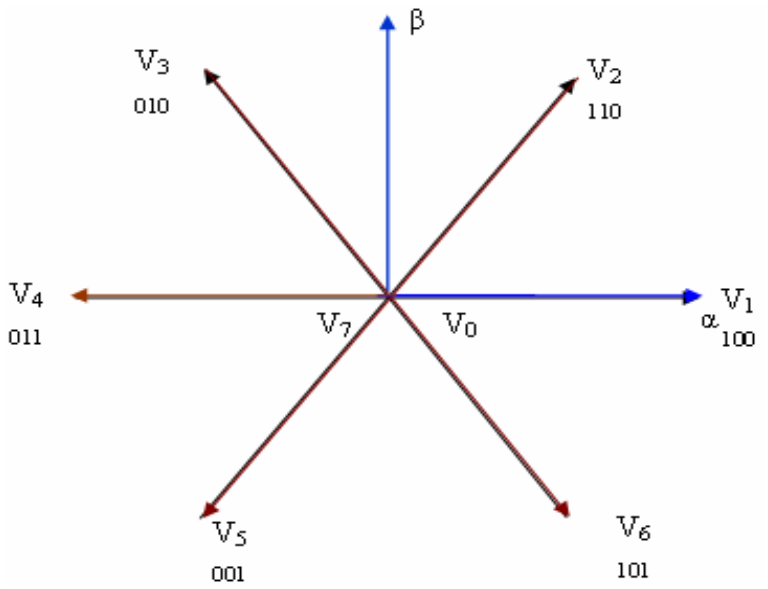


Figure (II. 8): *présentation de vecteur de tensionV_k.*

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):

$$\bar{e} = \bar{V_1} + \bar{V} \tag{II.5}$$

$$\bar{e} = R\vec{\imath} + L\frac{d\bar{\imath}}{dt} + \bar{V} \tag{II.6}$$

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} = R\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \tag{II.7}$$

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

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

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

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

$$C\frac{dU_{dc}}{dt} = i_c \tag{II.9}$$

Le courant dans la capacité peut aussi écrire :

$$i_c = i_{dc} - i_{ch} \tag{II.10}$$

$$C\frac{dU_{dc}}{dt} = S_a i_a + S_b i_b + S_c i_c - i_{ch} \tag{II.11}$$

Aussi, le courant i_{dc} est la somme du produit des courants 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 :

$$L\frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - U_{dc}\left(S_a - \frac{1}{3}\sum_{n-a}^{c} S_n\right) = e_a - U_{dc}\left(S_a - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)\right)$$

$$L\frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - U_{dc}\left(S_b - \frac{1}{3}\sum_{n-a}^{c} S_n\right) = e_b - U_{dc}\left(S_b - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)\right) \quad \text{(II.13)}$$

$$L\frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - U_{dc}\left(S_c - \frac{1}{3}\sum_{n-a}^{c} S_n\right) = e_c - U_{dc}\left(S_c - \frac{1}{3}(S_a + S_b + S_c)\right)$$

Où les tensions du réseau sont exprimé par :

$$e_a = E_m \sin wt$$

$$e_b = E_m \sin\left(wt - \frac{2\pi}{3}\right) \quad \text{(II.14)}$$

$$e_c = E_m \sin\left(wt + \frac{2\pi}{3}\right)$$

L'équation précèdent peut résumer comme suit :

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

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

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

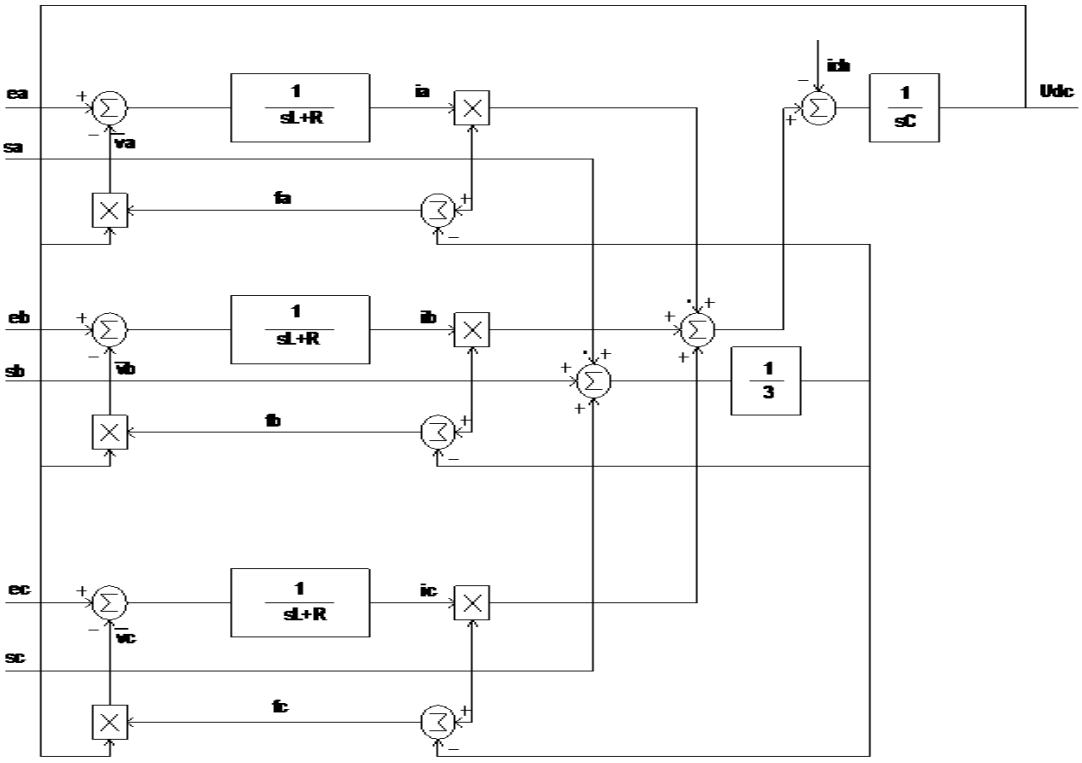


Figure (II.9) : *Schéma fonctionnel du redresseur MLI dans les coordonnées triphasées normales*.

II.6. Contrôle en Courant du Redresseur MLI [31] [32] :

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 mesuré est comparé à une référence U_{dc-ref} et le signal d'erreur obtenu à partir de cette comparaison est employé pour produire un 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.

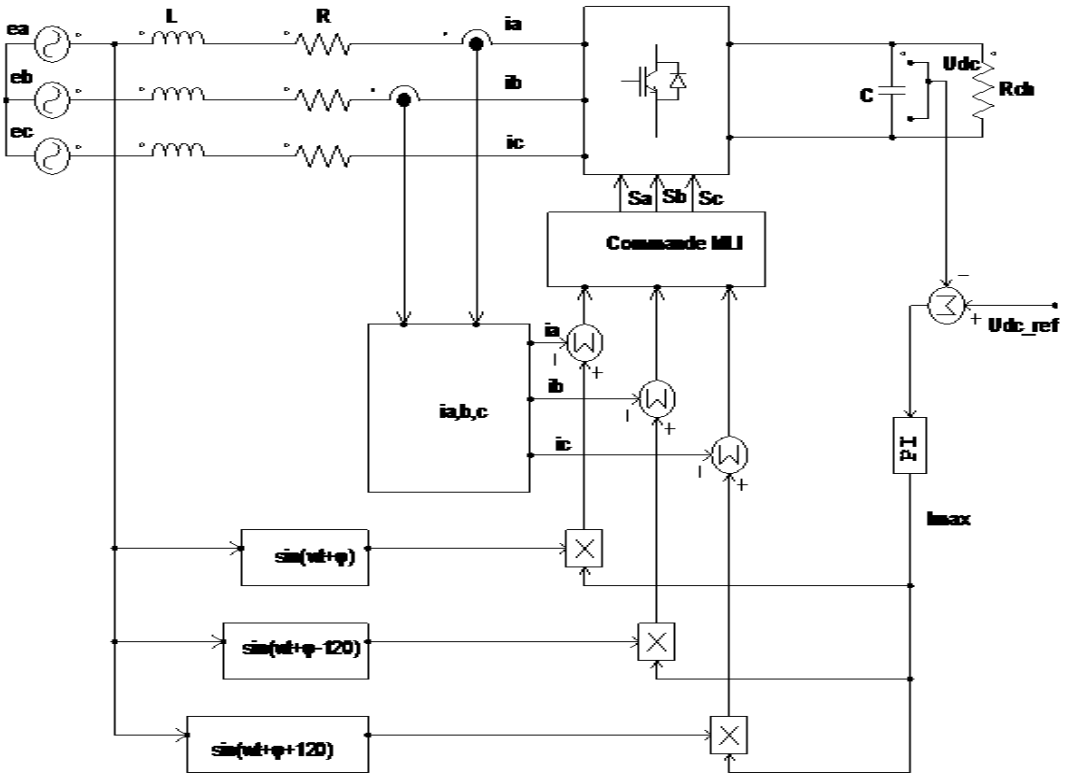


Figure (II.10) : *Commande du redresseur MLI.*

Cette méthode de contrôle est montrée dans la figure II.10. Le contrôle est réalisé par la mesure des courants instantanés des phasesi_a, i_b eti_c .En les forcent pour suivre des courants de référence sinusoïdaux i_{ref} . L'amplitude de la référence du courantI_{max} est évaluée par la sortied'un régulateur de tension du bus continu selon l'équation suivante :

$$I_{max} = G_c.\left(U_{dc_ref} - U_{dc}\right) \quad \text{(II.17)}$$

Où G_c est représente un correcteur de type PI, P, logique flou ou autres.

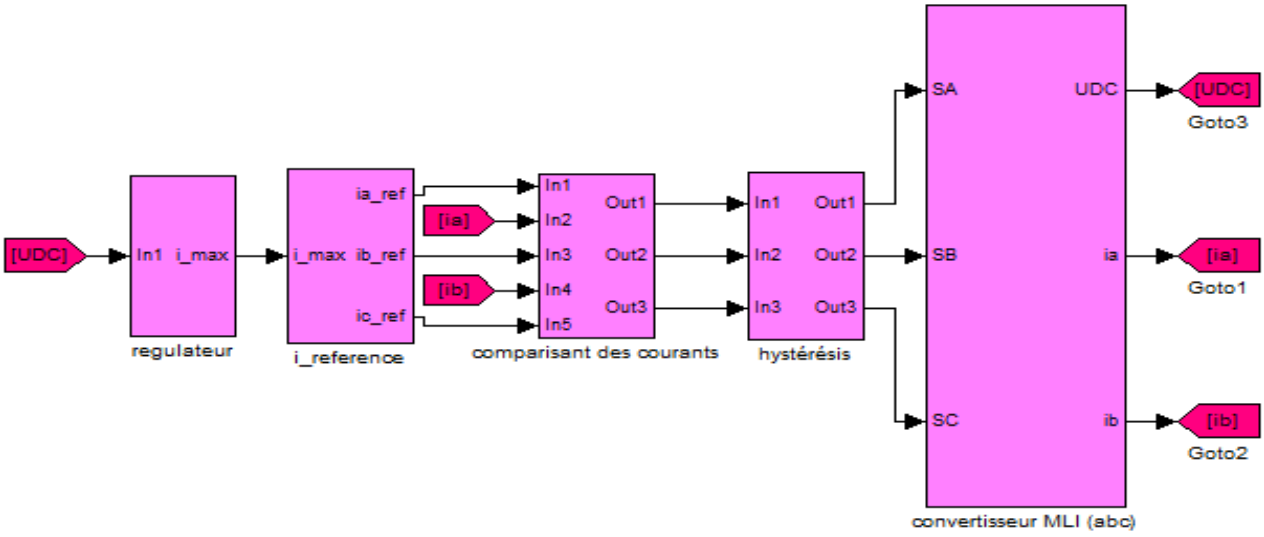
La forme d'onde sinusoïdale de la référence du courant est obtenue en multipliant I_{max} avec une fonction sinus, de même fréquence de la source, et avec angle de déphasageφ désiré. Deplus, la référence doit être synchronisée avec la source

d'alimentation. Une fois que, la référence a été créé, la commande MLI est produite, par le régulateur utilisé, pour commuter les interrupteurs.

II.7.Simulation :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation des programmes sont testés dans l'environnement MATLAB /SIMULINK.

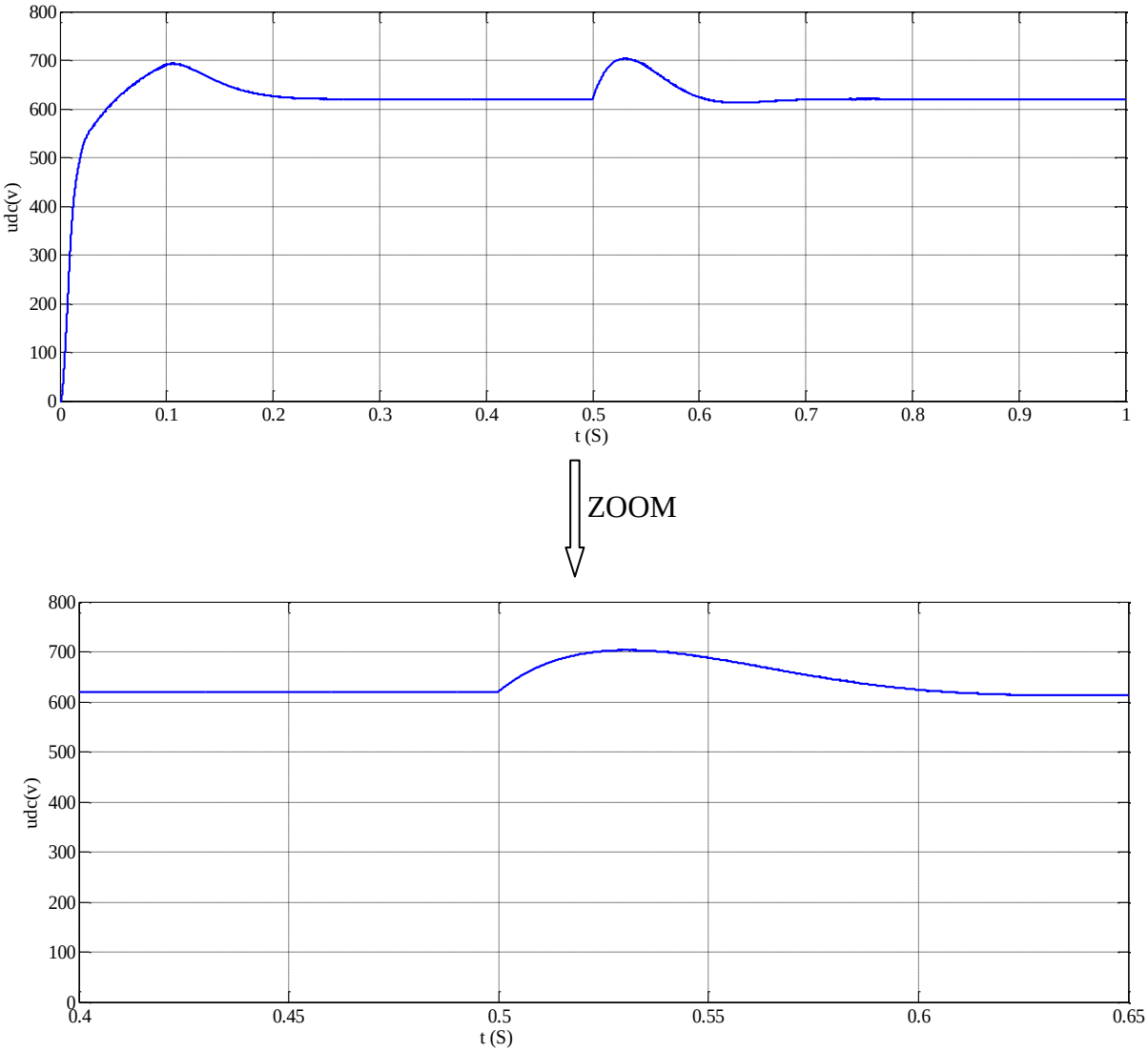
Pour les paramètres du convertisseur définis par l'Annexe A.1.



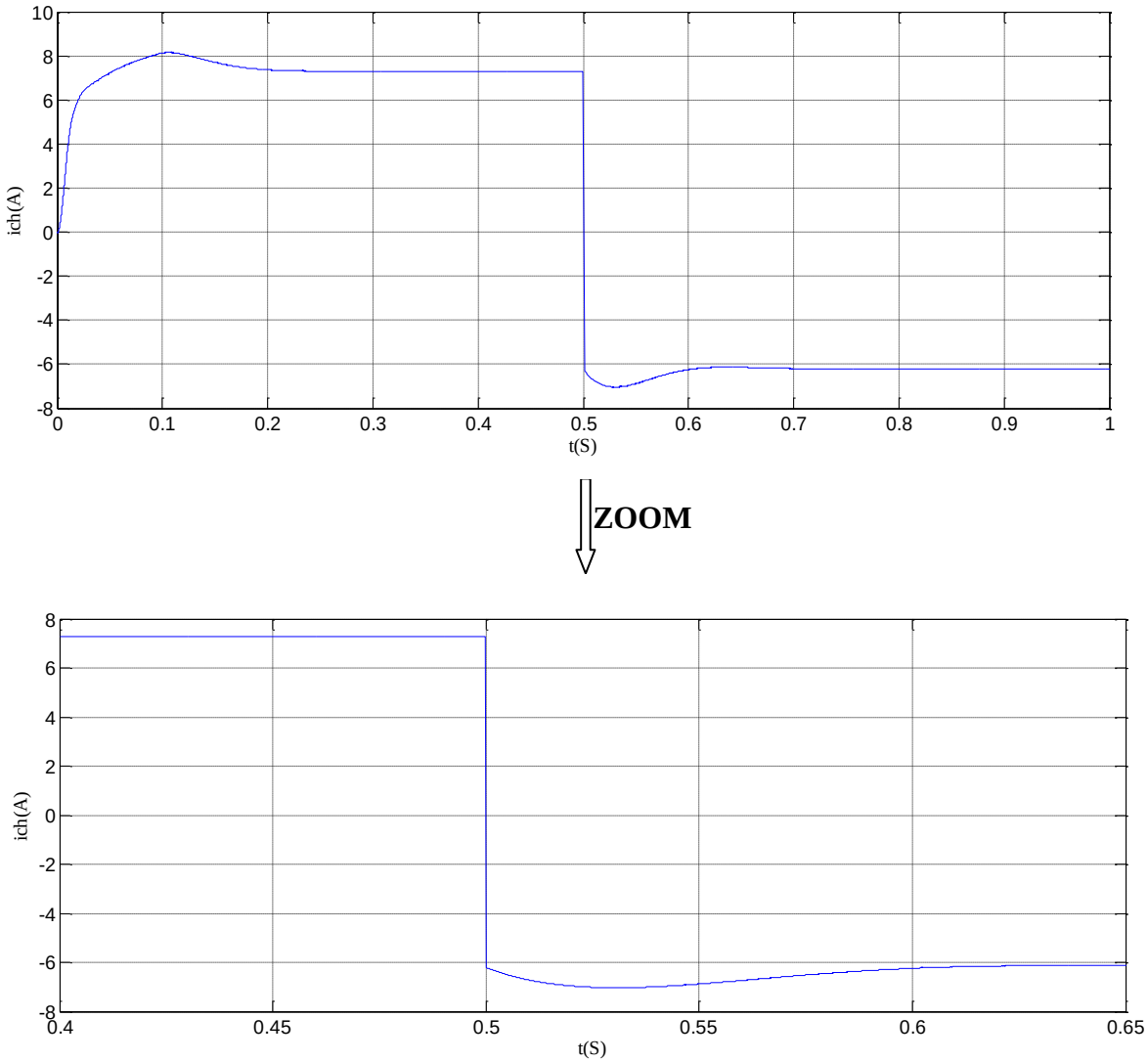
Figure(II.11): Schéma block du convertisseur MLI dans le repère triphasé.

❖ **Les résultats de simulation du convertisseur MLI :**

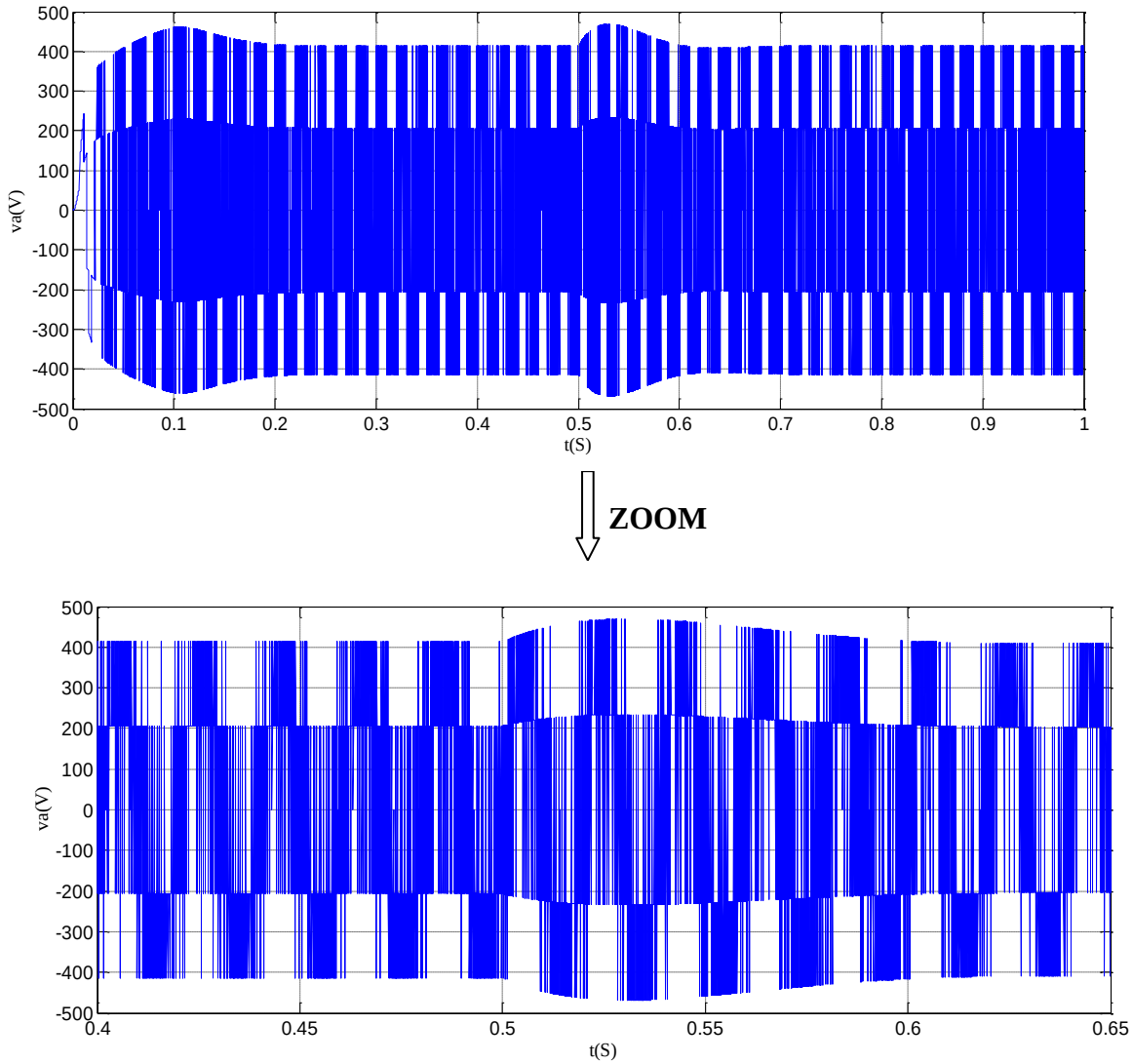
On va tester dans ce chapitre le fonctionnement du convertisseur lorsque le courant de charge est positif $i_{ch} > 0$ (fonctionnement redresseur), et on fait changer le mode de fonctionnement à l'instant t =0.5 (S) à $i_{ch} < 0$ (fonctionnement onduleur).



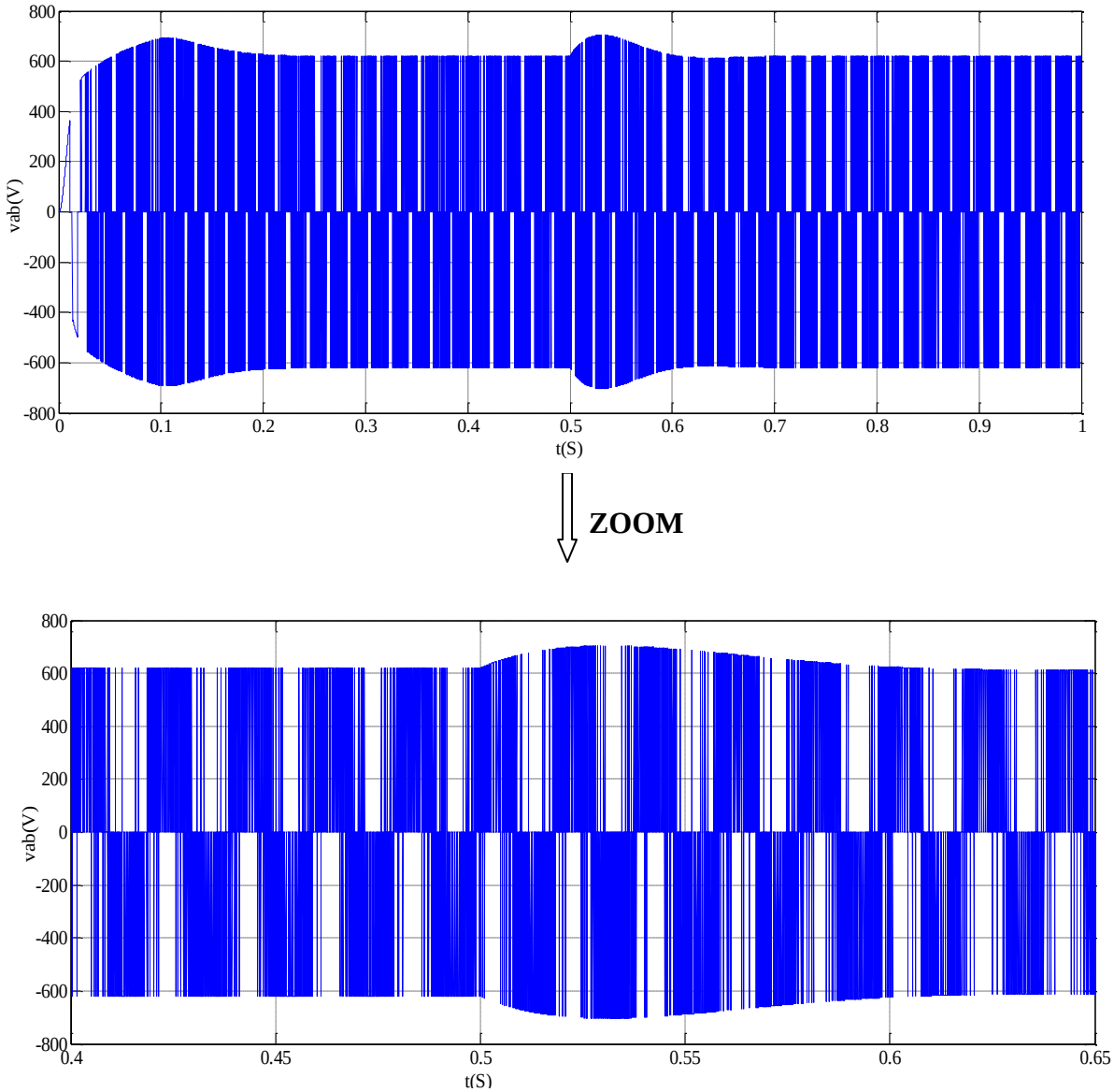
Figure(II.12):Evolution de la tension du bus continu U_{dc} .



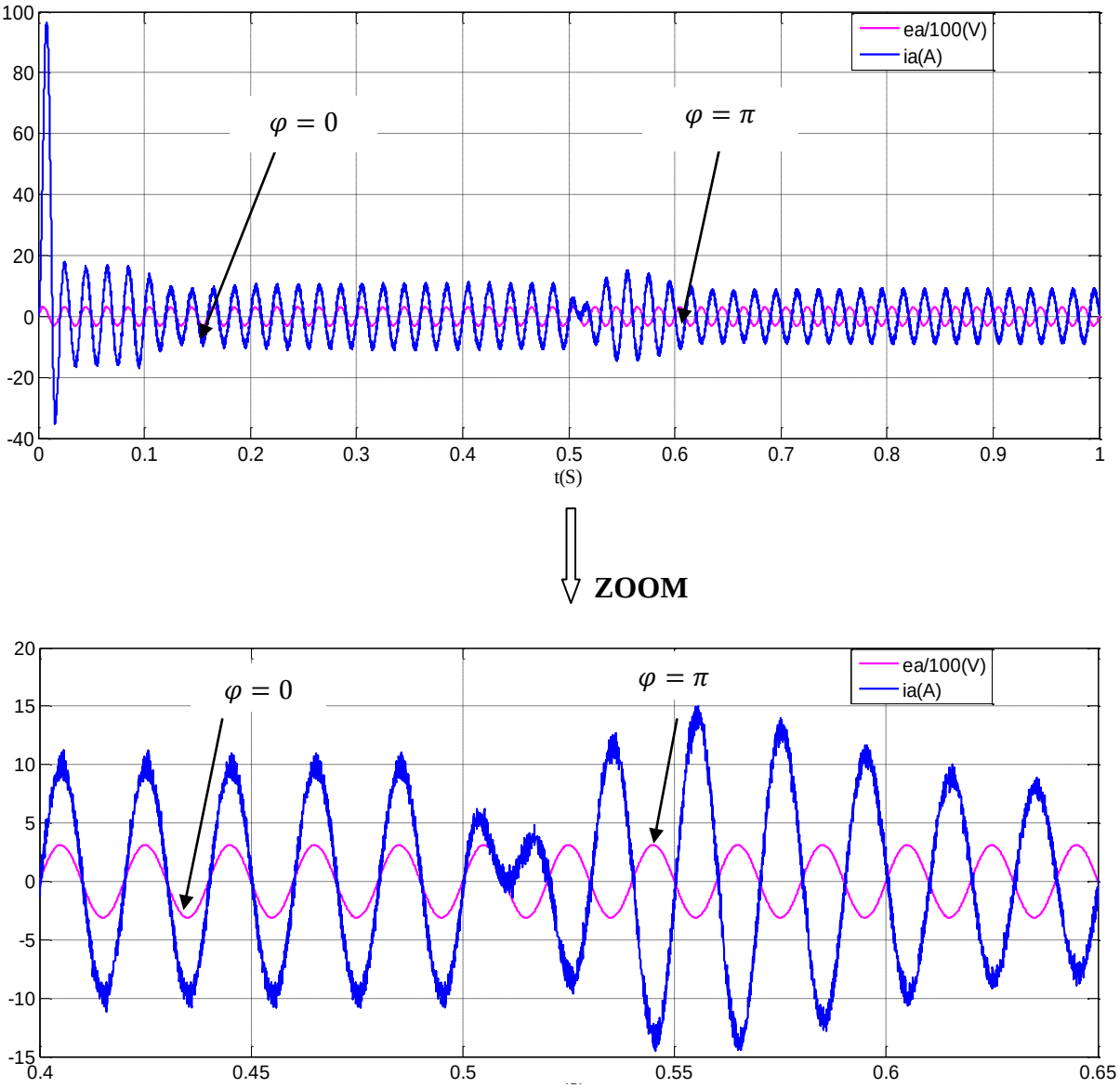
Figure(II.13):Evolution du courant de charge i_{ch}.



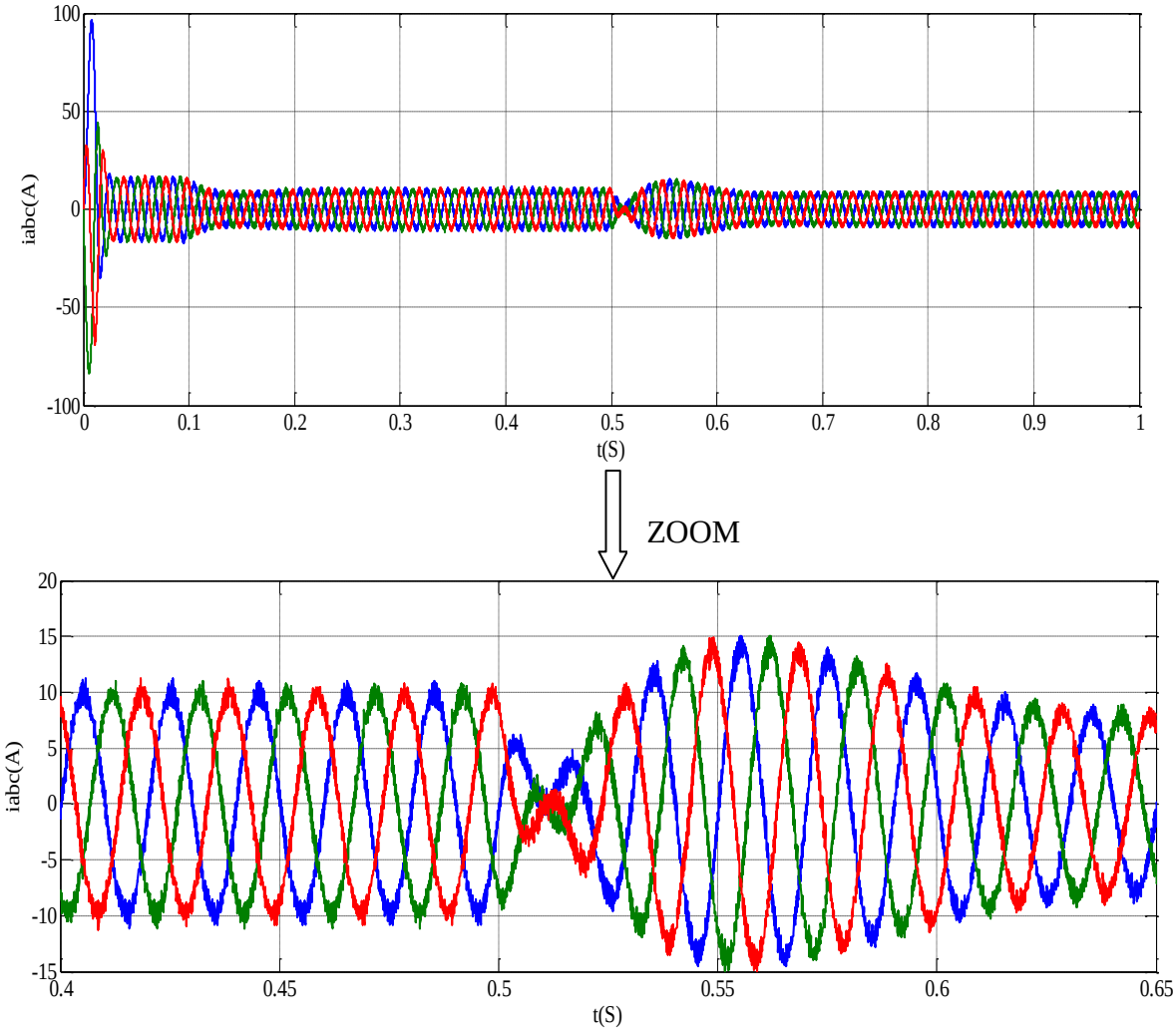
Figure(II.14): La tension d'entrée du convertisseur phase v_a .



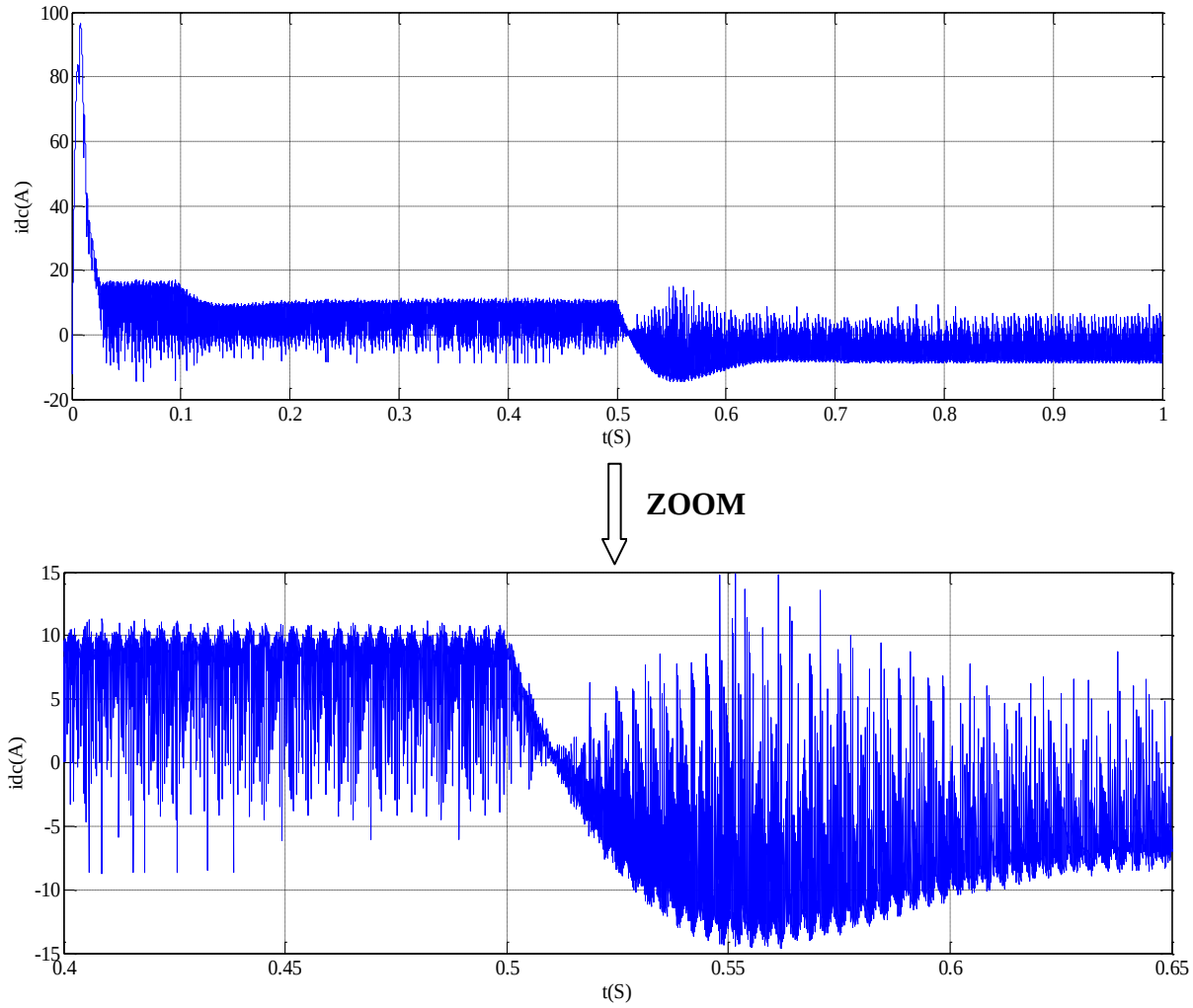
Figure(II.15): La tension d'entrée du convertisseur entre les phases v_{ab}.



Figure(II.16): La tension e_a et le courant i_a du réseau.



Figure(II.17):Les trois courants i_{abc} du réseau.



Figure(II.18): Le courant i_{dc} de sortie du convertisseur.

❖ **Interprétation :**

On remarque après un brève période transitoire issu à 0.2(S) la tension de bus continue est approximée à sa tension de référence, et aussi lorsque changée le mode de fonctionnement à l'instant t=0.5(S) un court dépassement et apprivoisée pour maintenu sa référence.

La Figure II.15 montré que les courants sont très proches d'une onde sinusoïdale et en phase avec la tension du réseau à $\varphi = 0$ et inversé la phase à $\varphi = \pi$ lorsque on inverse le mode de fonctionnement cela confirmé le bonne fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

II.8. Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre la modélisation du convertisseur à MLI et défini plusieurs stratégies de commande, on choisit la commande à Bande d'hystérésis par l'utilisation de régulateur à hystérésis.

A travers les résultats obtenus par simulation cette stratégie donne des meilleures performances.

Malgré la simplicité de cette méthode, elle présente quelques inconvénients :

- La nécessité des capteurs de tension et de courant (installation très couteuse).
- Le contrôleur à hystérésis crie des harmoniques indésirables.
- La fréquence de commutation variable.

CHAPITRE III

Commande Vectorielle du Convertisseur à MLI

III .1. Introduction :

Nous avons voire dans un premier chapitre les différentes techniques de commande du redresseur à MLI d'une façon générale. Il y a trois techniques principales de commande du redresseur à MLI : la commande en courant dans le repère *dq*, la commande directe de puissance DPC et la commande directe de puissance basée sur le flux virtuel *DPC_VF*. Nous présenterons dans ce chapitre le principe de Commande du redresseur par certaine technique, puis de simulations sont présentés et commande.

III .2. Modélisation du convertisseur à MLI :

La Figure III.1 donne les trois étages du circuit de puissance, le réseau, la charge et le convertisseur à MLI, chaque étage sera présenté par la suite :

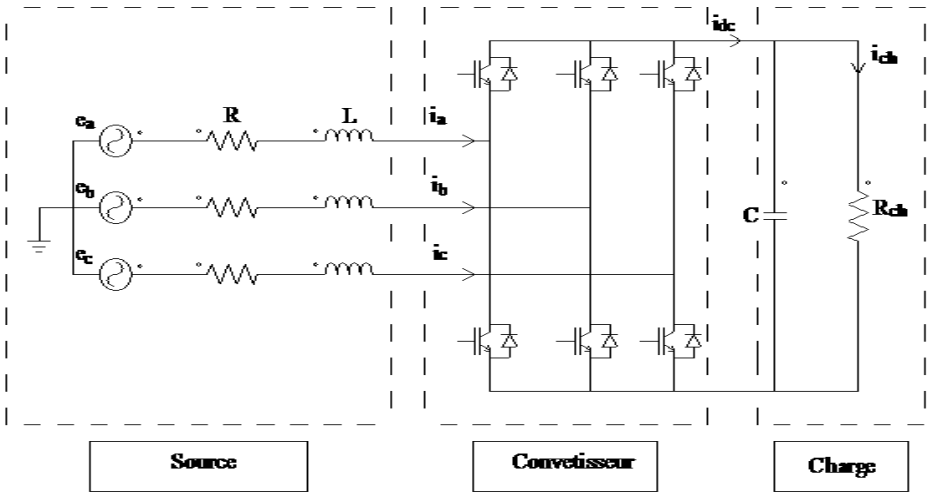


Figure (III.1): Structure de redresseur MLI.

III .2.1.La source d'alimentation :

La source est modélisée par une FEM triphasée sinusoïdale en série avec une inductance *L* et une résistance *R* qui représentent l'impédance totale de la ligne [33], [12].

III .2.2. Le redresseur à MLI :

Il est représenté au schéma de la Figure III.1. Les IGBTs et les diodes constituant le pont sont supposées idéales. C'est-à-dire que l'on néglige les phénomènes de commutation [33], [12].

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

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de connexion du pont.

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.1)}$$

Où v_{dc} la tension continue a la sortie de redresseur à MLI.

De même on peut exprimer le courant continu i_{dc} en fonction des courants d'entrées.

$$i_{dc} = [S_a \quad S_b \quad S_c] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.2)}$$

III .2.3. La charge :

Cet étage constitué d'une capacité C (pour diminuer les ondulations de la tension redressée) placée en parallèle avec une résistance R, modélisant la charge continue [33], [12].

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

$$\begin{cases} \frac{dv_{dc}}{dt} = \frac{1}{c}(i_{dc} - i_{ch}) \\ v_{dc} = R_{ch} i_{ch} \end{cases} \quad \text{(III.3)}$$

III.3.La Commande en courant du redresseur à MLI dans le repère *dq*:

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) [30].

La régulation du redresseur à MLI peut se faire sous la forme d'une régulation cascade.

Des boucles internes régulent les courants des phases. Une boucle externe régule la tension de capacité (Figure III.1). La commande en courant du redresseur à MLI dans le repère tournant *dq* présente un précieux avantage à savoir que dans ce cas les grandeurs régulées sont des grandeurs continues.

III.3.1.Modélisation dans le repère *dq* :

Les équations dans le repère tournant *d-q* sont obtenues à laide de la transformation

$$\begin{cases} v_d = e_d - Ri_d - l\frac{di_d}{dt} + lwi_q \\ v_q = e_q - Ri_q - l\frac{di_q}{dt} - lwi_d \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

Où

v_d et v_q : sont les composantes de Park des tensions à l'entrée du convertisseur.

e_d et e_q : les composants de Park des tensions du réseau.

i_d et i_q : les composantes de Park des courants du réseau.

w : La pulsation du réseau.

Et les expressions des puissances active et réactive sont données par :

$$\begin{cases} \mathrm{p} = \frac{3}{2}\left[v_\mathrm{d} i_\mathrm{d} + v_\mathrm{q} i_\mathrm{q}\right] \\ \mathrm{q} = \frac{3}{2}\left[v_\mathrm{q} i_\mathrm{d} - v_\mathrm{d} i_q\right] \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

Ce système peut s'écrire sous la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} P \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2}\begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \text{(III.6)}$$

Ce qui implique que les courants de ligne peuvent être obtenus par :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{3}{2}\frac{1}{(v^2{}_d + v^2{}_q)}\begin{bmatrix} v_d & v_q \\ v_q & -v_d \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad \text{(III.7)}$$

Et on pose p= $v_{dc}\, i_{dc}$ (III.8)

Les tensions et les courants de réseau mesuré dans le repère tournant dq (la transformation de Park) sont donné par :

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -sin\theta & sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.9)}$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}}\begin{bmatrix} \cos\theta & cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -sin\theta & sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad \text{(III.10)}$$

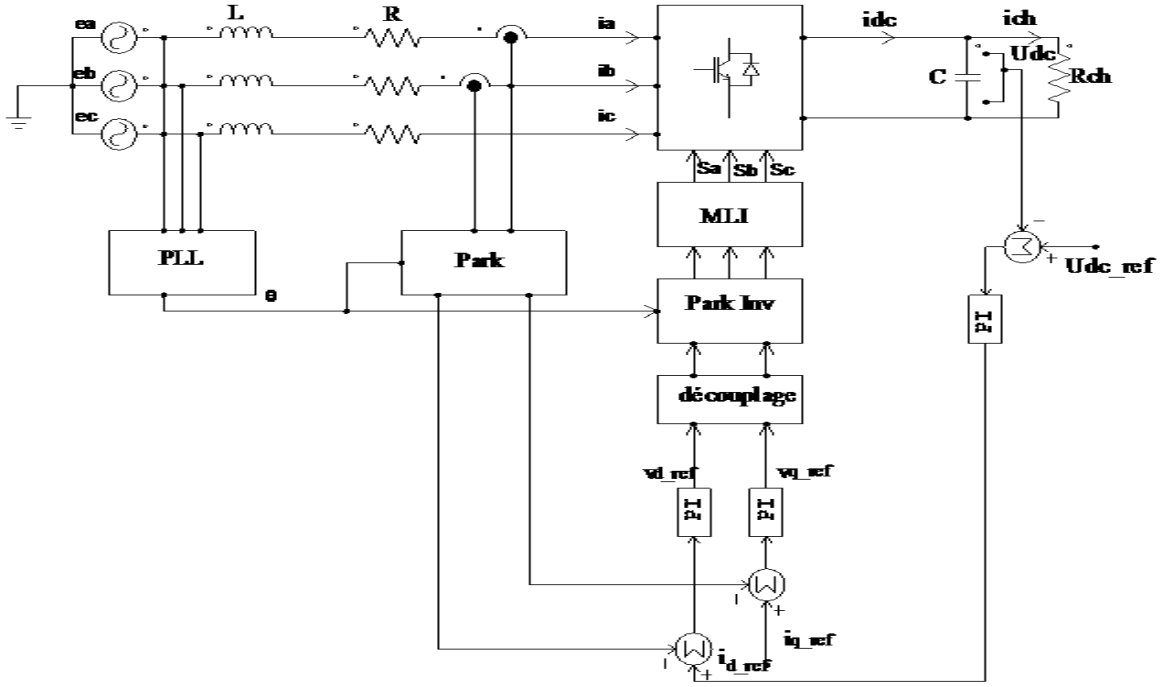


Figure (III.2): Schéma fonctionnel de la commande à tension orientée.

III.3.1.1.Boucle externe de régulation de la tension :

La boucle de régulation externe maintient de capacité v_{dc} à une tension de référence v_{dc_ref} . La capacité C est en parallèle avec une résistance R_{ch} .

L'impédance ainsi constituée est chargée par le courant i_{dc} issu du redresseur à MLI [7].le produit du courant continu de référence avec la tension continue donne la puissance active de référence.

Le modèle dynamique pour le circuit du bus continu aide sur le calcul de fonction de transfert de tension du bus continu, il est représente par la Figure (III.2).

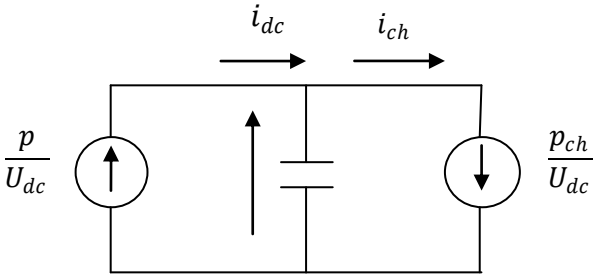


Figure (III.3): Modèle dynamique pour le circuit du bus continu.

$$P = e_d i_d \simeq U_{dc} i_{dc} \simeq P_{dc} + P_{ch} = U_{dc} C \frac{dU_{dc}}{dt} + U_{dc} i_{ch} \quad \text{(III.11)}$$

On fait la linéarisation du modèle on obtient :

$$(e_d + \tilde{e}_d)(i_d + \tilde{\imath}_d) = \left(U_{dc} + \tilde{U}_{dc}\right) C \frac{(U_{dc} + \tilde{U}_{dc})}{dt} + \left(U_{dc} + \tilde{U}_{dc}\right)(i_{ch} + \tilde{\imath}_{ch}) \quad \text{(III.12)}$$

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

$$e_d \tilde{\imath}_d = U_{dc} C \frac{d\tilde{U}_{dc}}{dt} + U_{dc} \tilde{\imath}_{ch} \quad \text{(III.13)}$$

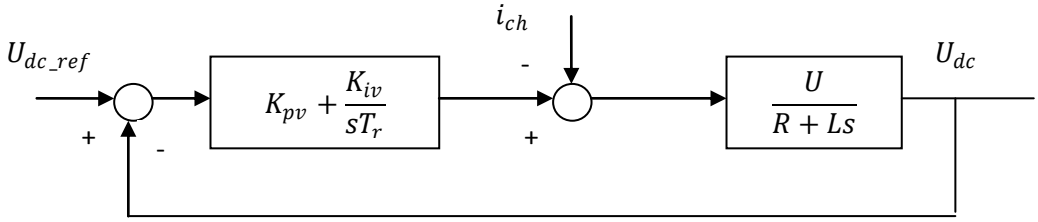
On obtient aussi par la division des termes sur U_{dc}

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

On trouve par l'emploi de la transformation de Laplace. Le terme $\tilde{\imath}_{ch}$ apparaître comme Perturbation :

$$\frac{\tilde{U}_{dc}(s)}{\tilde{\imath}_d(s)} = \frac{e_d}{U_{dc} C} \frac{1}{s} \quad \text{(III.15)}$$

La figure (III.3) représente le schéma fonctionnel pour la boucle de réglage de tension du bus continu:



Figure(III.4): 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 [34] on a :

$$k_{iv} = \frac{Cw^2{}_{nv}}{\frac{e_d}{U_{dc}}} = \frac{Cw^2{}_{nv}}{\sqrt{3/2}\frac{E_m}{U_{dc}}} \quad \text{(III.16)}$$

$$k_{iv} = 2\frac{C}{\sqrt{3/2}\frac{E_m}{U_{dc}}}\xi_v w_{nv} \quad \text{(III.17)}$$

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

$W = 2\pi f$ Avec f : fréquence de réseau.

III.3.1.2. Etude de la boucle des courants du coté alternatif :

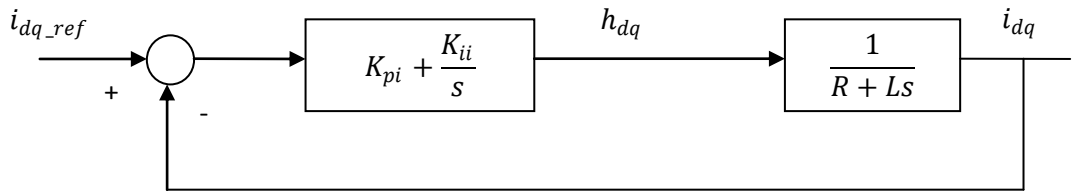
L'utilisation des correcteurs PI dans un repère triphasé, présente des problèmes

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. [34]

III.3.1.2.1.Boucle interne de régulation des courants :

Les amplitudes des courants de phases à l'entrée du redresseur sont imposées par la sortie du régulateur de la boucle externe de la tension de capacité. Dans cette stratégie de commande la sortie du régulateur de la boucle externe donne la valeur de référence i_{d_ref} et la consigne de puissance réactive est nulle, ce qui implique que les courants de phases sont égaux en amplitude et en phase avec ses tensions correspondantes [21], [10], [8].

La boucle interne de régulation des courants dans le repère tournant est montrée dans la Figure III.4



Figure(III.5): Schéma fonctionnel pour le réglage de 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.

$$K_{pi} = 2.\xi w_n L - R$$

$$K_{ii} = L{w_n}^2 \qquad \text{(III.18)}$$

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

$$\frac{i_d}{i_{d_ref}} = \frac{i_q}{i_{q_ref}} = \frac{k_p}{L} \frac{s+\frac{k_i}{k_p}}{s^2+2\xi w_n s+{w^2}_n} \qquad \text{(III.19)}$$

On prend $w_n = w_c/5$, pour obtenir une régulation interne rapide [35].

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

f_c: Fréquence de commutation. [34]

Les tensions de référencesv_{a_ref}, v_{b_ref} et v_{c_ref} sont obtenus en appliquant la Park inverse :

$$\begin{bmatrix} v_{a_ref} \\ v_{b_ref} \\ v_{c_ref} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d_ref} \\ v_{q_ref} \end{bmatrix} \quad \text{(III.20)}$$

III.3.1.3. Commande à MLI :

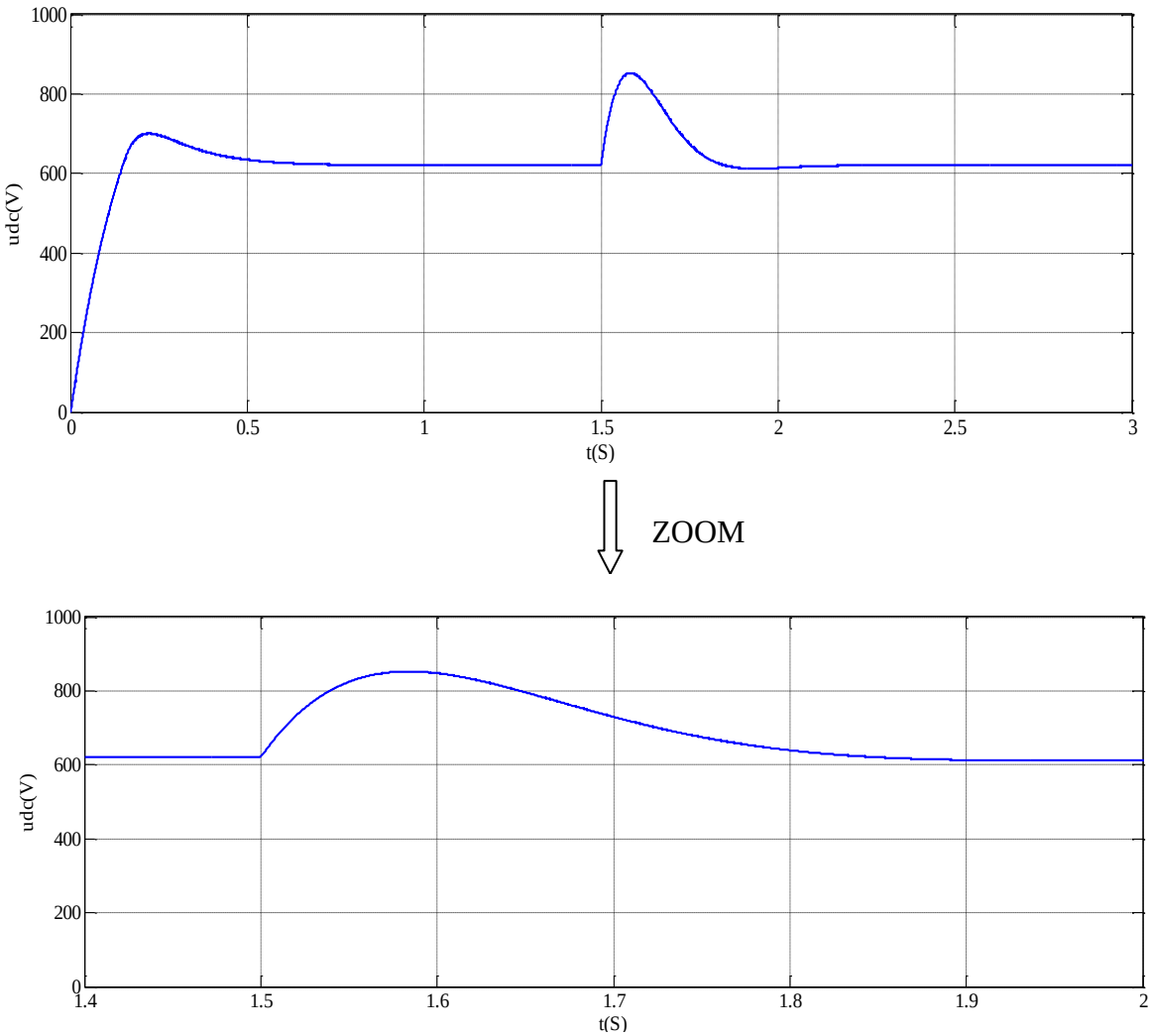
La commande de la MLI porteuse triangulaire utilisée dans cette commande basé sur la comparaison des tensions de références v_{a_ref}, v_{b_ref} etv_{c_ref}, avec une onde triangulaire (porteuse) d'une amplitude et d'une fréquence fixe. Les signaux de commande des interrupteurs du redresseur à MLI sont obtenus à partir des intersections de référence avec la porteuse [23].

III. 4.Simulation *:*

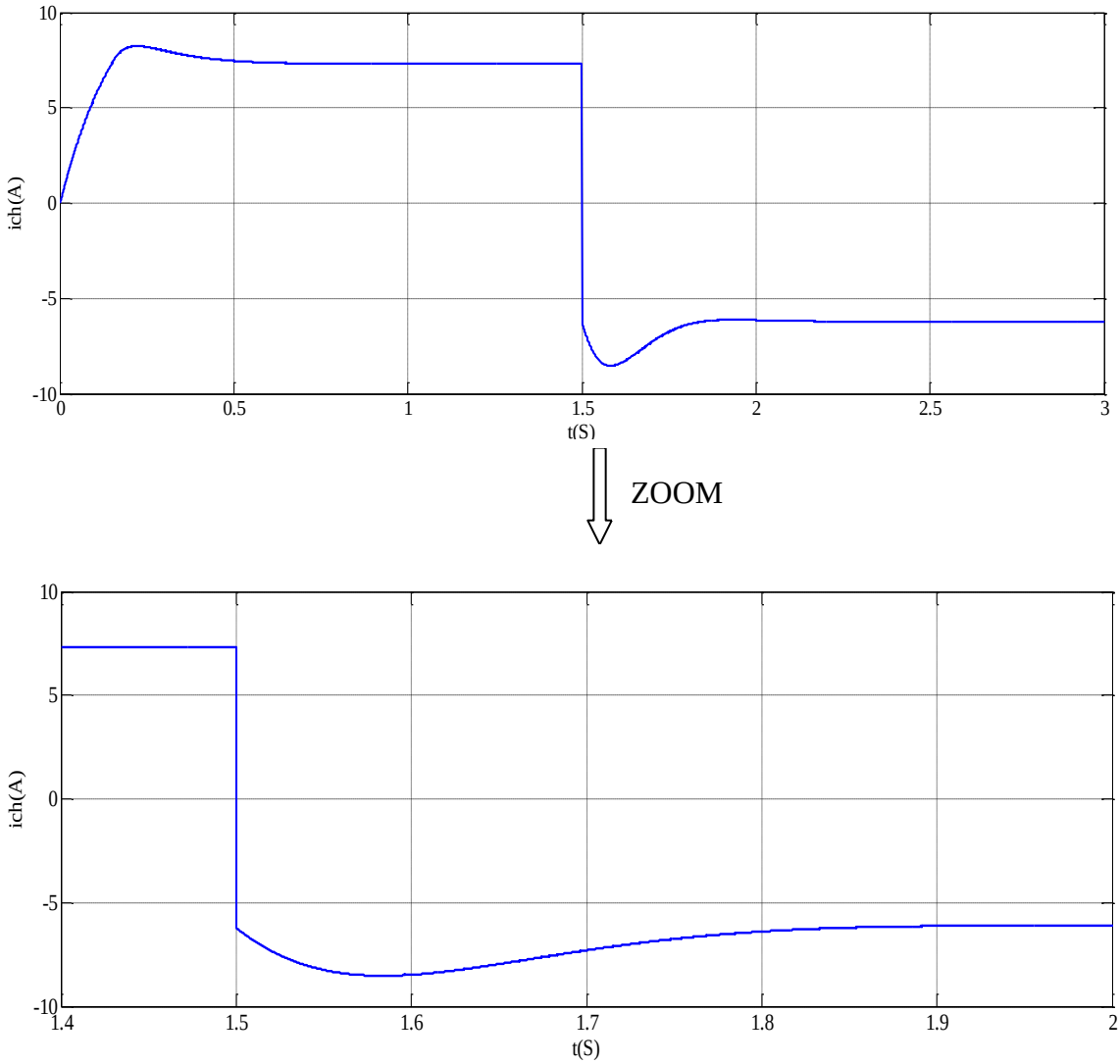
L'étude théorique de ce chapitre a été faite dans l'environnement Matlab /SIMULINK. Pour les paramètres du convertisseur définis par Annexe A.1.

- **Les résultats de simulation:**

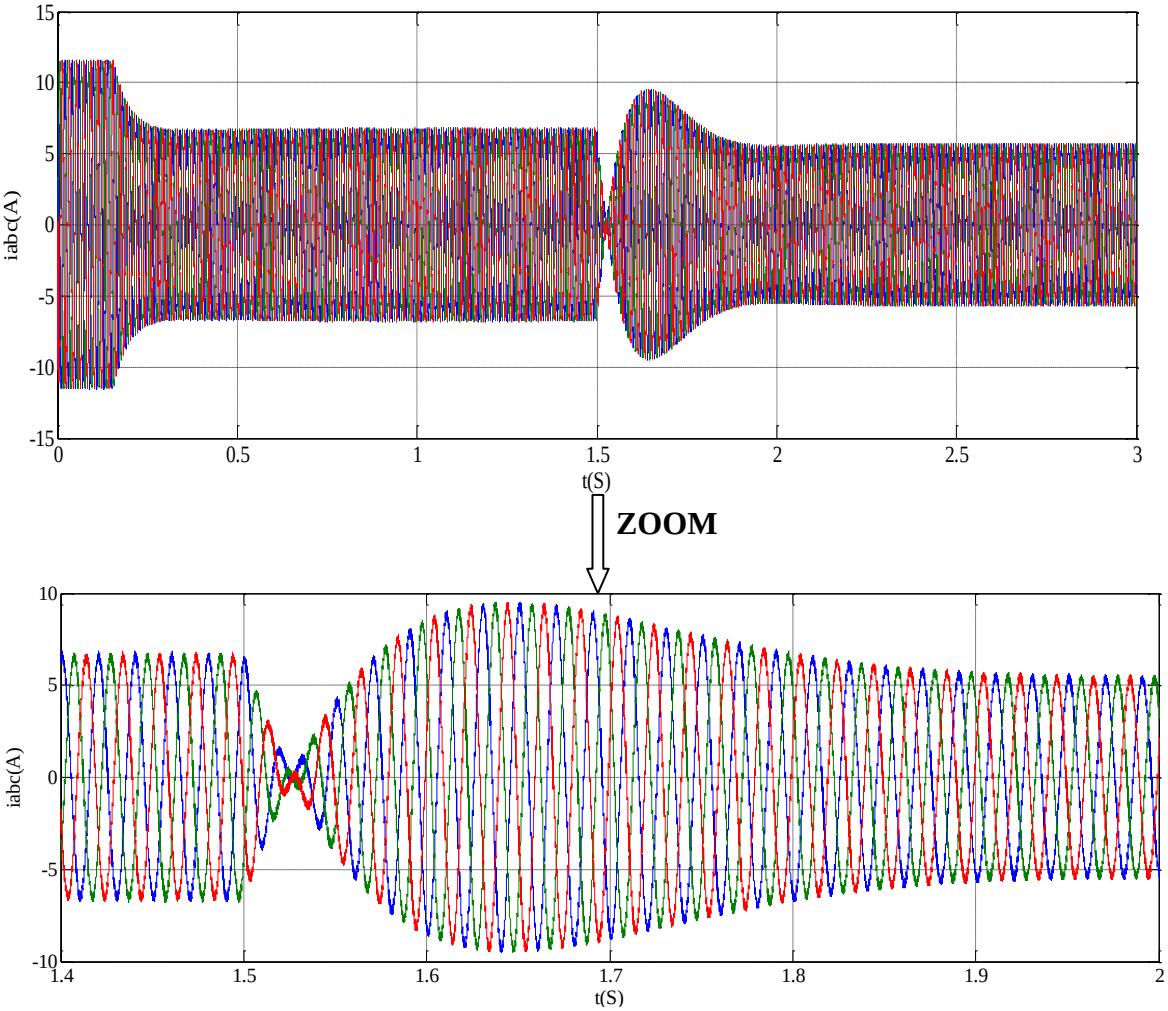
  On va testée dans ce chapitre la commande dans le repère *dq* par l'utilisation du stratégie de commande à porteuses triangulaire sinusoïdale à deux boucles de régulation, une pour les courants et l'autre pour la tension, lorsque on a un courant de charge positif $i_{ch} > 0$ (fonctionnement redresseur), et on fait changer le mode de fonctionnement à l'instant t =1.5 (S) à $i_{ch} < 0$ (fonctionnement onduleur).



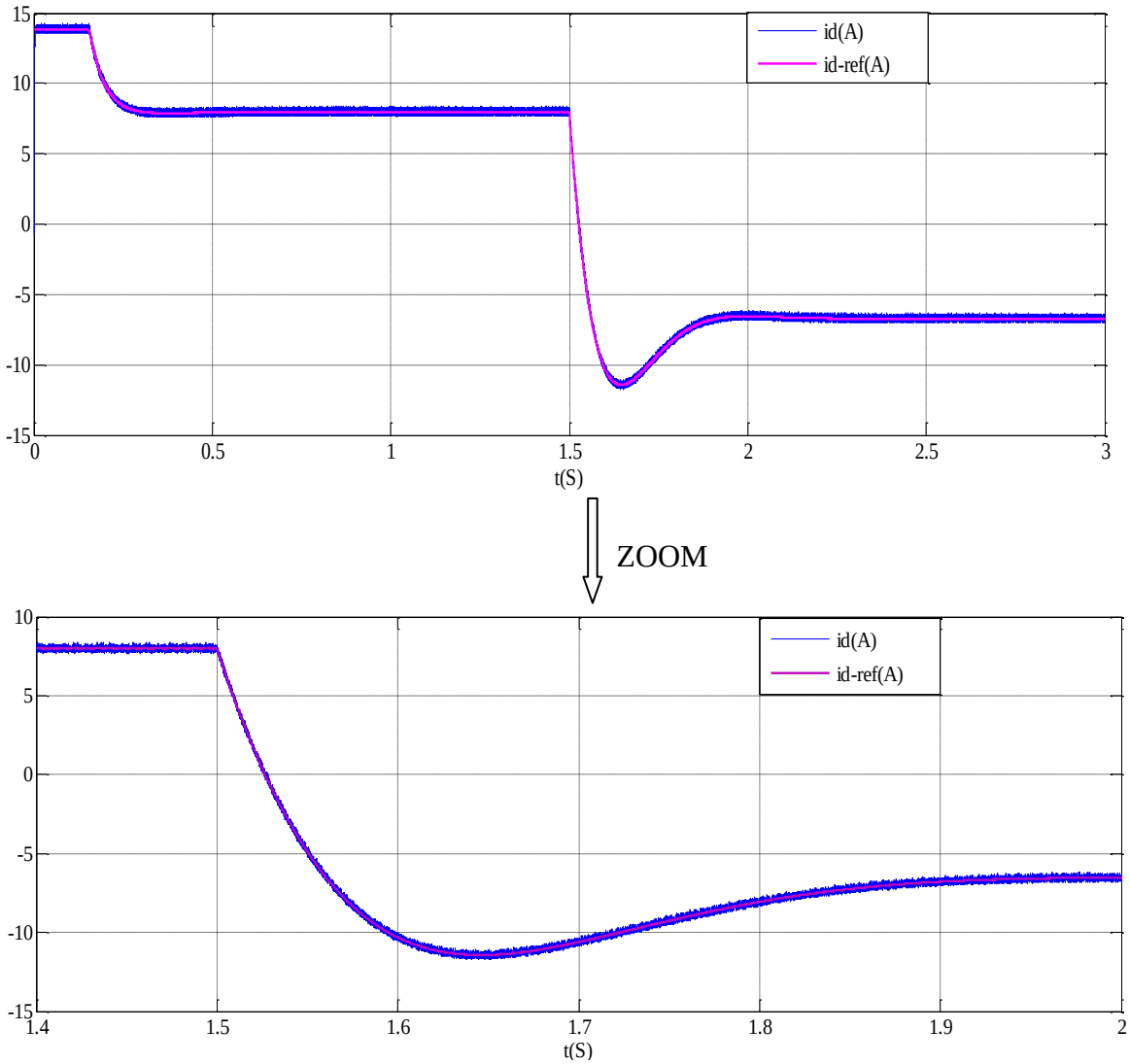
Figure(III.6) : Evolution de la tension continuU_{dc}.



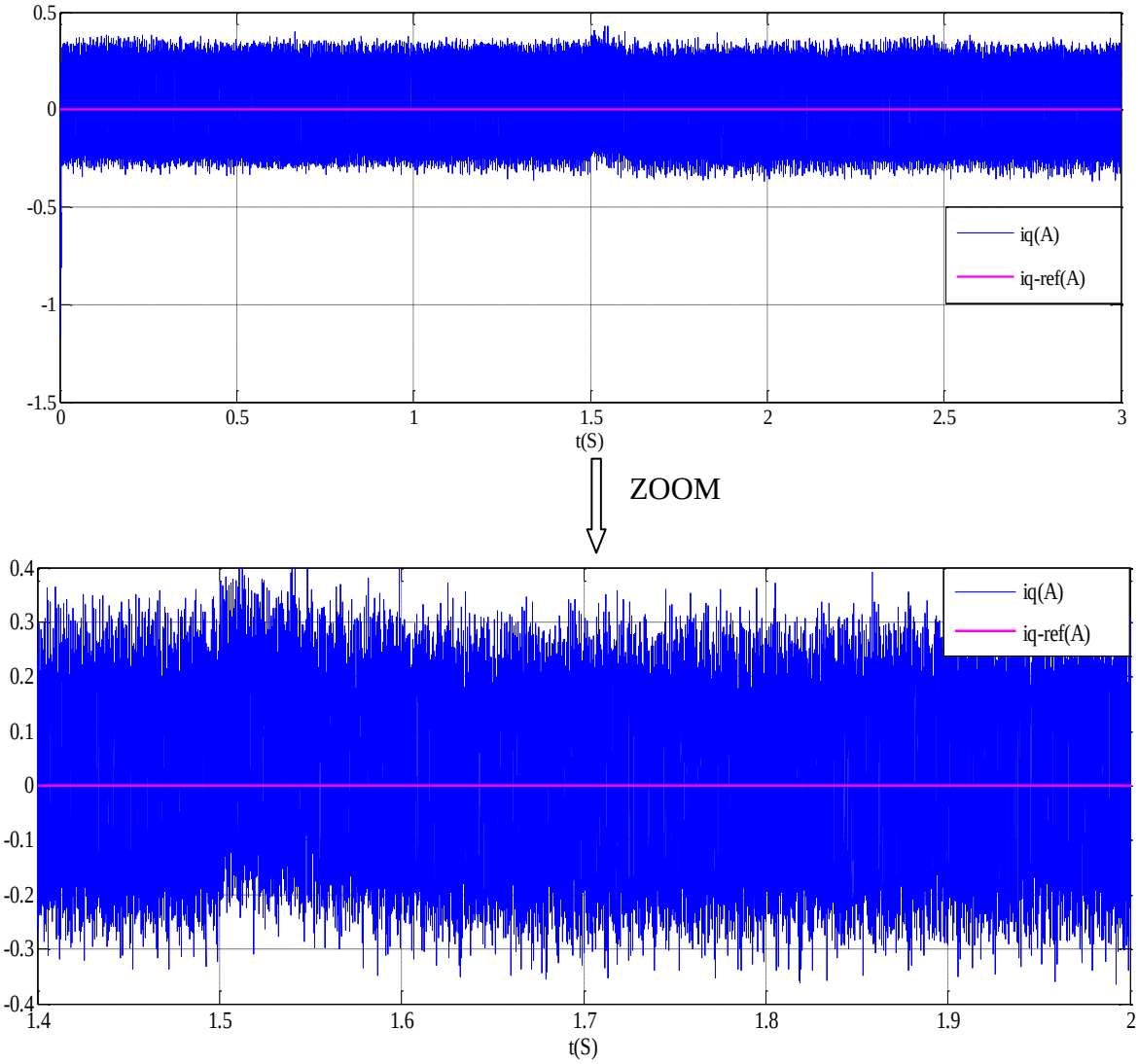
Figure(III.7) : Evolution de courant de la charge i_{ch}.



Figure(III.8) : Variation des courants triphasés i_a, i_b et i_c du réseau.



Figure(III.9) : Variation de courant i_d et sa référence i_{d_ref} .



Figure(III.10) : Variation du courant i_q et sa référence i_{q_ref} .

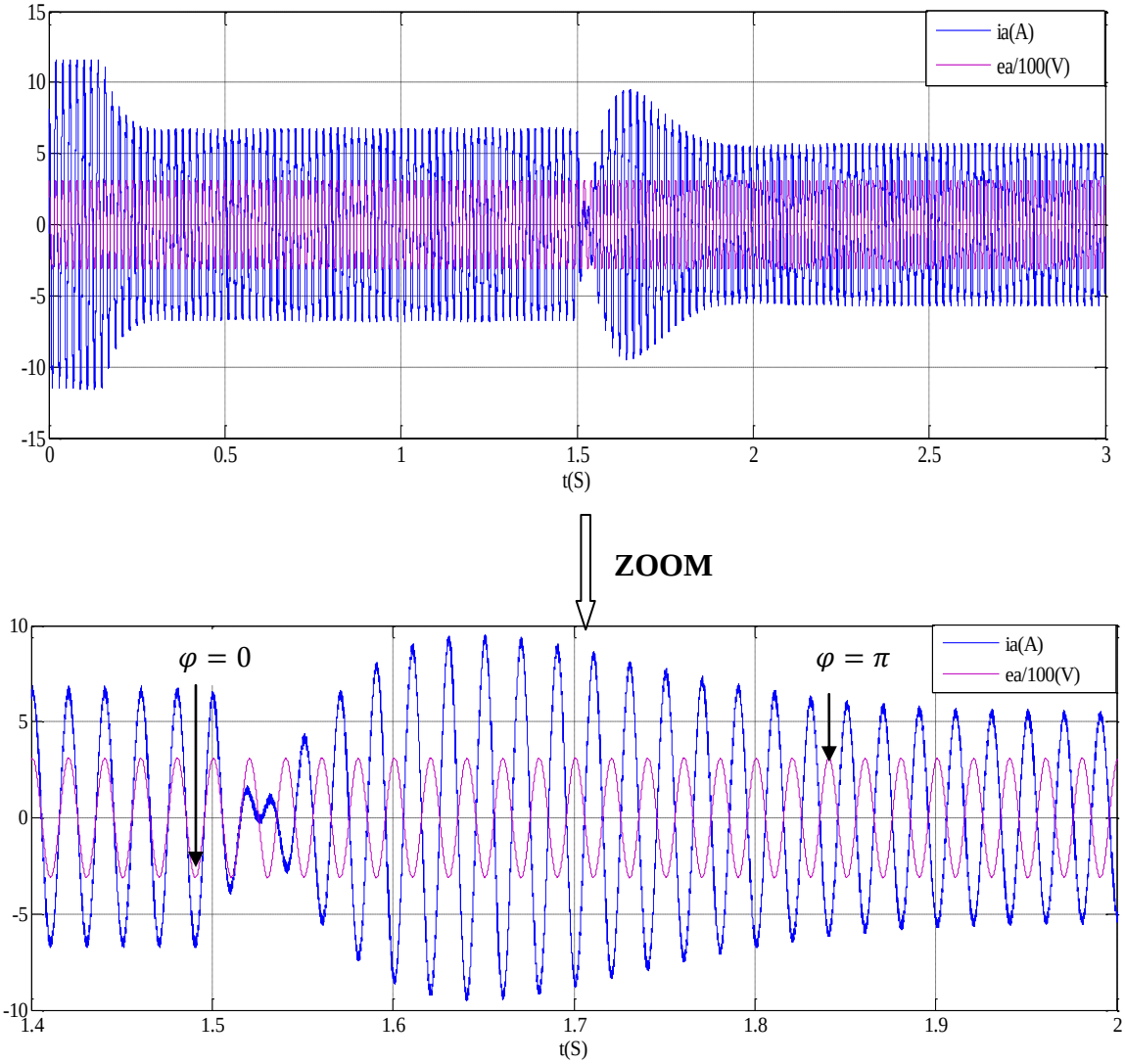
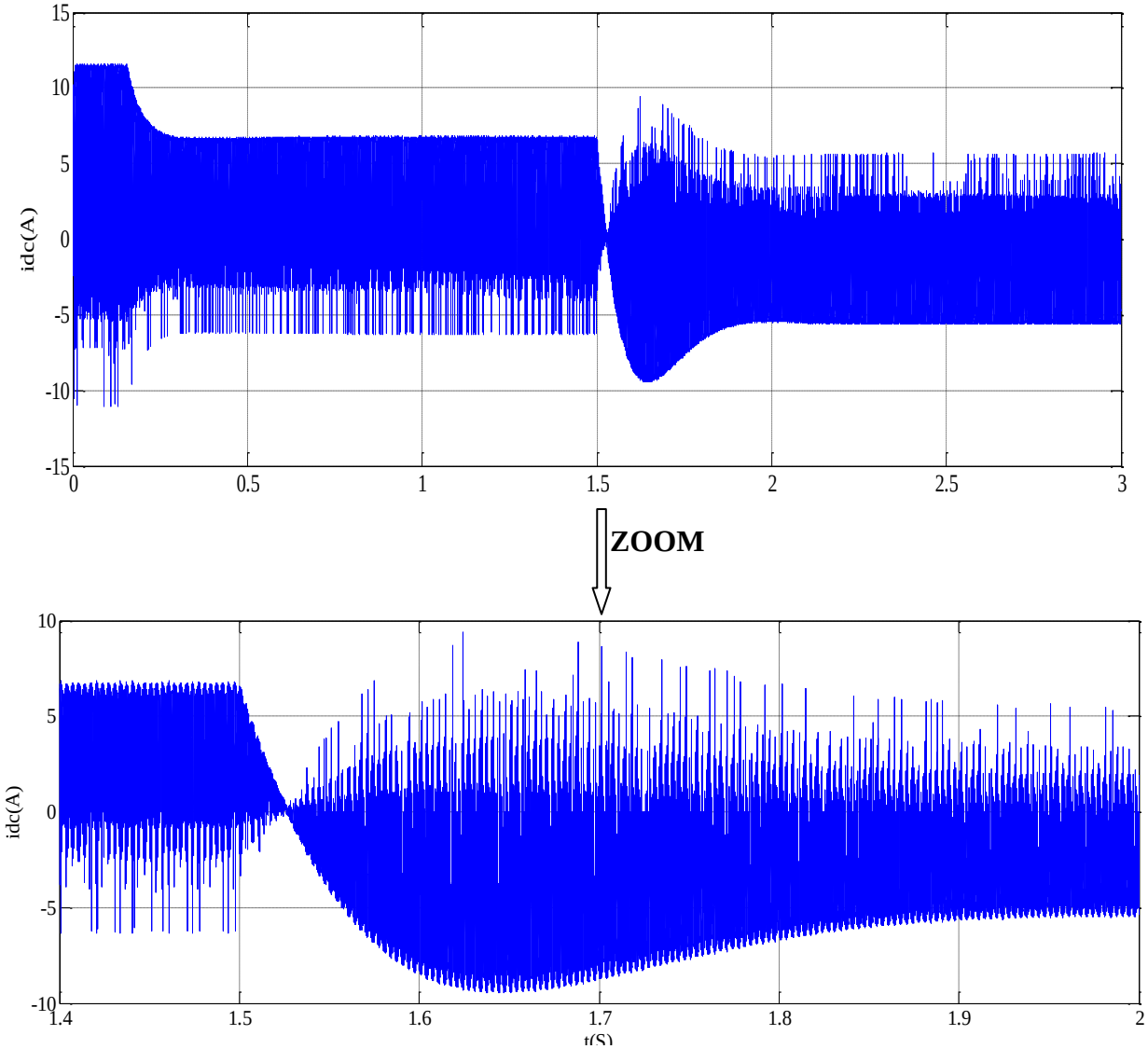


Figure (III.11): La tension e_a et le courant i_a du réseau.



Figure(III.12) : Evolution de courant redressée i_{dc}.

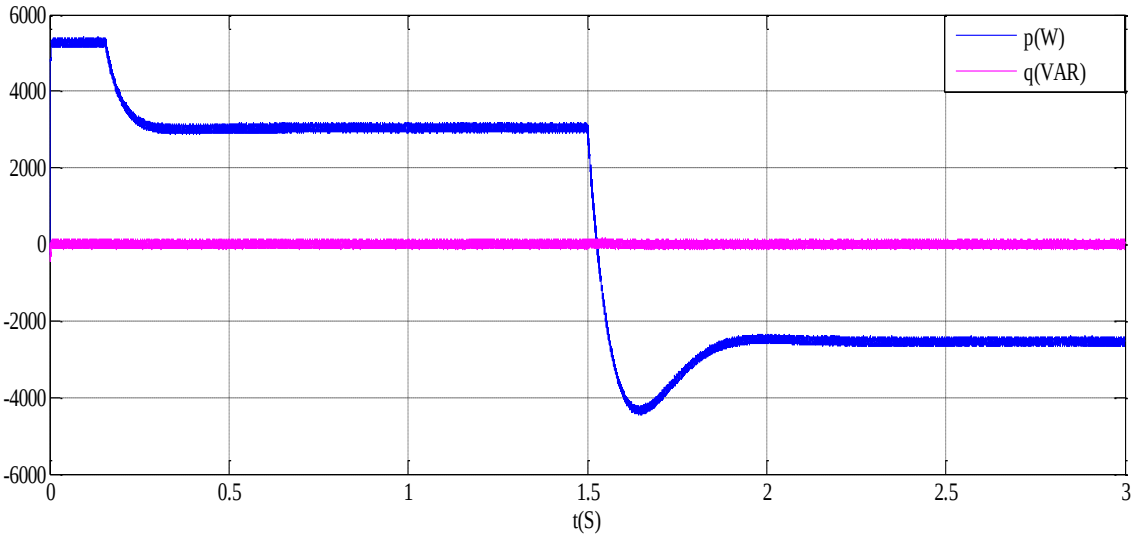


Figure (III.13): Les Puissances instantanée active et réactive.

❖ **Interprétation :**

On observe qu'après un bref régime transitoire issu de t =0.5 (S), la tension du bus continue est maintenue à sa référence, et à l'instant t=1.5(S) un court dépassement et apprivoisée pour maintenu sa référence (changement de fonctionnement).

La figure III.11prouve que la tension du réseau et le courant de ligne sont en phase $\varphi = 0$ et à l'instant t= 1.5 (changement le mode de fonctionnement) $\varphi = \pi$ sa assurer le fonctionnement à facteur de puissance unitaire UPF (unit power factor).

III. 5.Conclusion :

On peut consister que le contrôle de la puissance active est indépendant à celui de la puissance réactive cela confirmé le bon découplage naturel imposé par la commande entre l'axe d et q par l'utilisation de la commande à tension orientée (VOC).

Les résultats obtenue a travers de la simulation Cette stratégie de commande donne une réponse dynamique rapide par biller des boucles de régulation des courants interne.

CHAPITRE IV

Contrôle directe de puissance du Convertisseur à MLI

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 [36] et développée après par [30] 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 [36] [30] présentent une commande non linéaire à fréquence de commutation variable (régulateurs à hystérésis), plus connu sous le vocable DPC classique.

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 obtenue à partir du régulateur de tension du bus continu. La figure IV.1 montre le principe du contrôle direct de puissance (DPC classique).

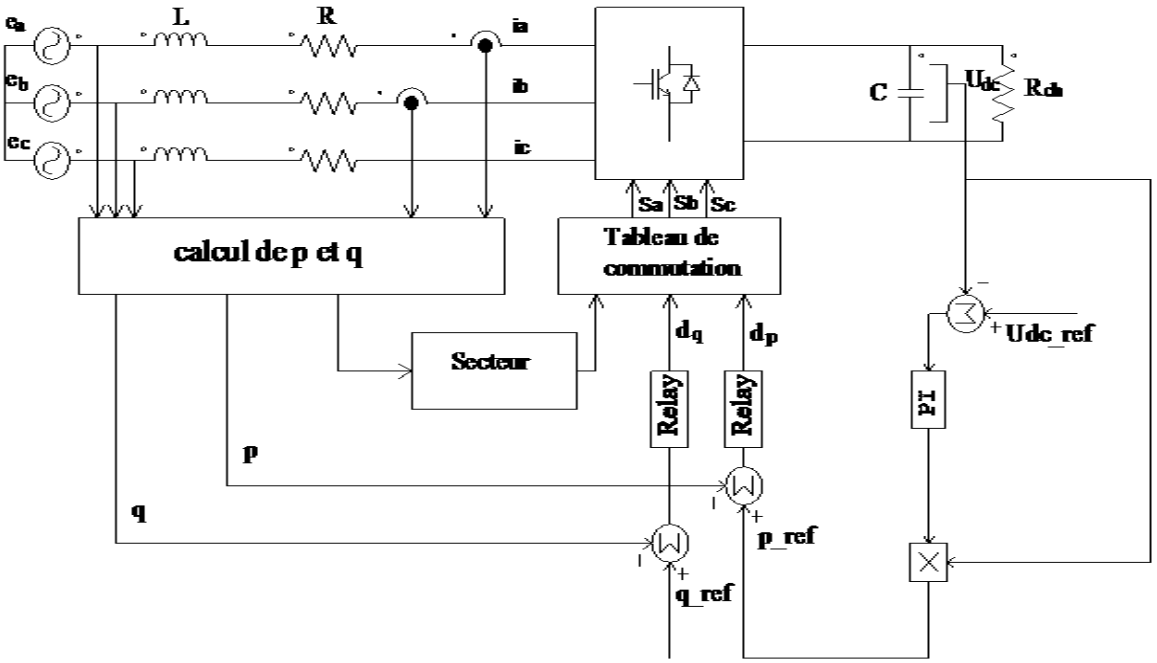


Figure (IV.1):Principe de DPC classique.

IV.2.1.Tableau de commutation :

Le tableau de commutations étudié et déterminé dans ce paragraphe a été déjà utilisé par les auteurs [30], en employant une technique relativement simple en divisant le plan en six secteurs. Afin d'améliorer la précision d'autres auteurs ont travaillés avec un plan à douze secteurs. [36] ,[30] ,[38].

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.

$$P = e_d i_d \qquad \text{(IV.1)}$$

$$q = e_q i_q$$

De l'équation IV.2, on peut déduire la variation du courant Δ i :

$$L\frac{d_{\bar{i}}}{dt} + R_{\bar{i}} = \bar{e} - \bar{v} \qquad \text{(IV.2)}$$

Donc

$$\Delta\vec{\imath} = \frac{1}{L}\int_0^{T_{MLI}} (\bar{e} - \bar{v}(S_a, S_b, S_c))\, dt \qquad \text{(IV.3)}$$

Où e est la tension du réseau, 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 $(S_a, S_b \text{et} S_c)$. Selon la variation de ces derniers, huit vecteurs peuvent être utilisés : six vecteurs actifs$(v_1, v_2, v_3 v_4, v_5 \text{et} v_6)$. Et deux vecteurs nuls $(v_0 \text{et} v_7)$.

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

$$\Delta\vec{\imath} = \frac{T_{MLI}}{L} (\bar{e} - \bar{v}(S_a, S_b, S_c)) \qquad \text{(IV.4)}$$

La projection du vecteur $\Delta\vec{\imath}$ (colinéaire avec $\overline{v}_i$) sur le référentiel tournant donne les Composantes du courant d et q, lesquelles définissent les variations des puissances active et réactive Δ_p, Δ_q. On rappelle que la tension du réseau reste constante donc on obtient l'équation suivante:

$$\Delta_p = \Delta i_d \qquad \text{(IV.5)}$$

$$\Delta_q = \Delta i_q$$

Le signe de ces variations dépend bien sur 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, dans notre cas.

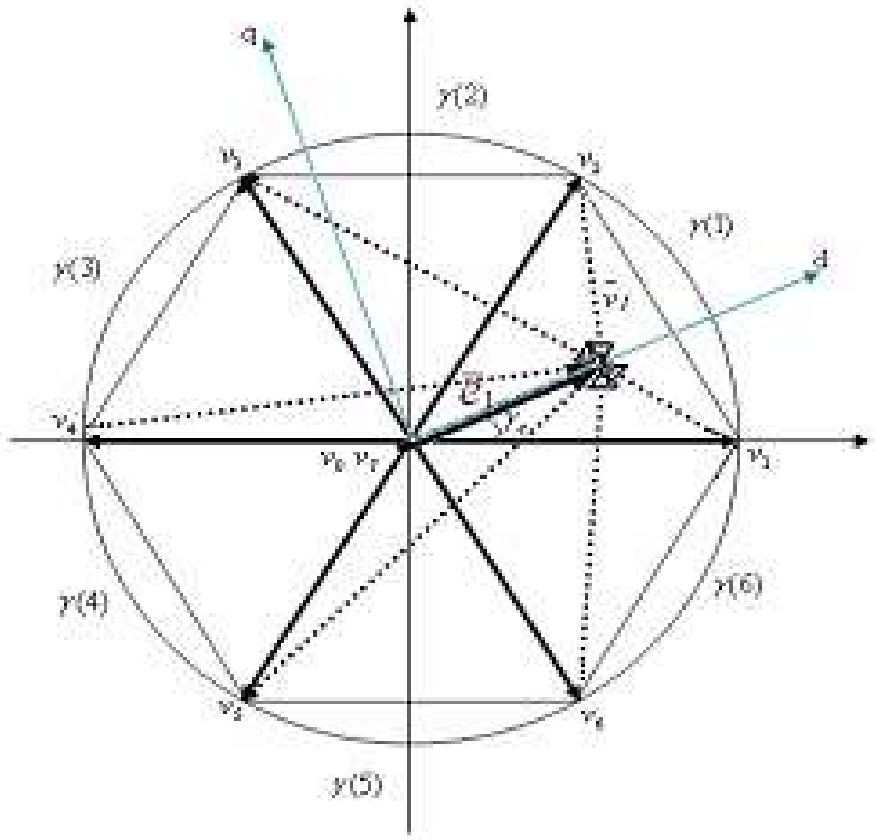


Figure (IV.2) : Représentation des vecteurs de tensions qui déterminent les variations de courant.

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)
Δ_p	+	+	-	-	+	+	+
Δ_q	-	-	-	+	+	+	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 Hp, Hq 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 a 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 quel reste inchangé ou doit diminuer.

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

d_p	d_q	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

$\Delta_q = q_{ref} - q$ Puissance réactive.

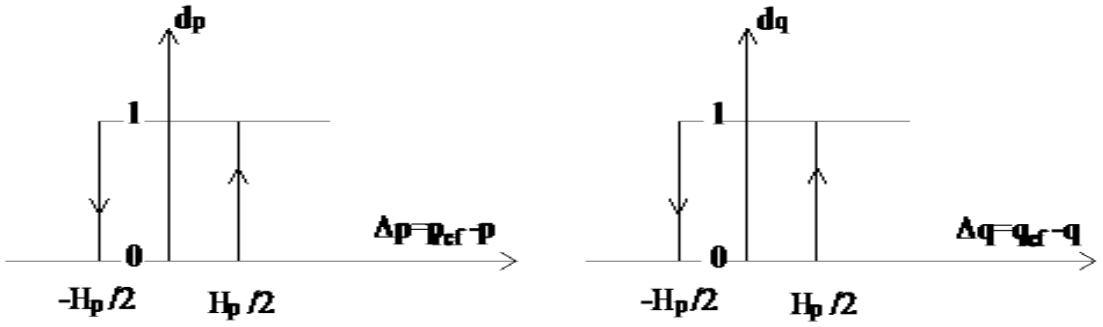


Figure (IV.3): Caractéristique des régulateurs à hystérésis à deux niveaux.

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

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

$\Delta q > H_q$ donc $d_q = 1$

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

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

$\Delta q < -H_q$, donc $d_q = 0$

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

$\Delta p > H_p$ donc $d_p = 1$

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

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

$\Delta p < -H_p$, 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 :

$P = \mathrm{Re}(\bar{e}.\vec{\imath}^{*})$ (IV.6)

$q = \mathrm{Im}(\bar{e}.\vec{\imath}^{*})$

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:

$p = e_a.i_a + e_b.i_b + e_c.i_c$

$q = \frac{1}{\sqrt{3}}[(e_b - e_c).i_a + (e_c - e_a).i_b + (e_a - e_b).i_c]$ (IV.7)

La diminution du coût de l'installation peut être obtenue 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 [36],
- ✓ par estimation du flux virtuel comme méthode d'estimation des tensions du réseau, à partir aussi des tensions du convertisseur et du filtre [30].

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 [36] :

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

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),

- $\hat{e}_{a,b,c}$ 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 :

$$p=U_{dc}(S_a.i_a + S_b.i_b + S_c.i_c) + L(\frac{di_a}{dt}.i_a + \frac{di_a}{dt}.i_b + \frac{di_a}{dt}.i_c)$$

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

Malgré la simplicité, cette méthode d'estimation de puissance a plusieurs

Inconvenient 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 [23] :

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) généré un vecteur de flux virtuel dans les coordonnées αβ. La chute de tension dans la résistance a été négligée aussi.

$$\Psi_\alpha = \int e_a\, dt = \int (v_\alpha - L\frac{di_\alpha}{dt})dt$$

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

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

En considérant la tension de l'onduleur en cordonnées αβ, l'expression du flux virtuel devient la suivante :

$$\Psi_\alpha = \int (\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc}\left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)\right)dt + Li_\alpha$$

$$\Psi_\beta = \int (\sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc}(S_b - S_c))dt - Li_\beta \qquad \text{(IV.11)}$$

On obtient la tension à partir du flux virtuel estimé :

$$\bar{e} = \frac{d}{dt}\bar{\Psi} = \frac{d\Psi}{dt}e^{jwt} + jw\Psi e^{jwt} = \frac{d\Psi}{dt}e^{jwt} + jw\bar{\Psi} \qquad \text{(IV.12)}$$

Où Ψ est le vecteur du flux estimé et Ψ l'amplitude du flux estimé.

Cette méthode travaille dans les coordonnées αβ. Ainsi, les puissances instantanées sont

Calculées de la façon suivante :

$$p = e_\alpha . i_\alpha + e_\beta . i_\beta$$

$$q = \Psi_\beta . i_\alpha + e_\alpha . i_\beta \qquad \text{(IV.13)}$$

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

$$p = w.(\Psi_\alpha . i_\beta - \Psi_\beta . i_\alpha)$$

$$q = w.(\Psi_\alpha . i_\alpha - \Psi_\beta . i_\beta) \quad \text{(IV.14)}$$

Cette méthode présente des avantages par rapport à la méthode d'estimation de la tension et par conséquence 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.

	$\boldsymbol{d_P}$	1	1	0	0
	$\boldsymbol{d_q}$	0	1	0	1
Secteurs	1	V_5	V_3	V_6	V_1
	2	V_6	V_4	V_1	V_2
	3	V_6	V_4	V_1	V_2
	4	V_1	V_5	V_2	V_3
	5	V_1	V_5	V_2	V_3
	6	V_2	V_6	V_3	V_4
	7	V_2	V_6	V_3	V_4
	8	V_3	V_1	V_4	V_5
	9	V_3	V_1	V_4	V_5
	10	V_4	V_2	V_5	V_6
	11	V_4	V_2	V_5	V_6
	12	V_5	V_3	V_6	V_1

Tableau (IV.3) : Tableau de commutation. [4]

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.

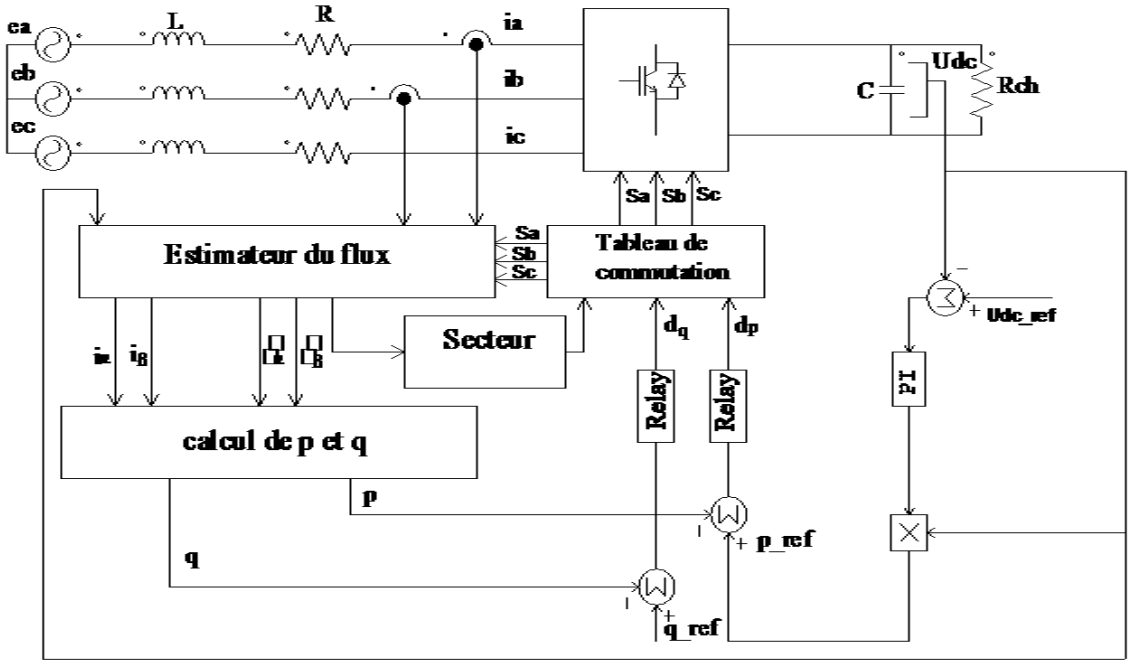


Figure (IV.4) : Schéma bloc d'un redresseur connecté au réseau avec une charge résistive avec La DPC classique avec calcul de p et q par estimation du flux virtuel.

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 [23].

Les paramètres considérées pour le DPC classique est résume dans l'Annexe A.1.

IV.2.4.2. Résultants de simulation :

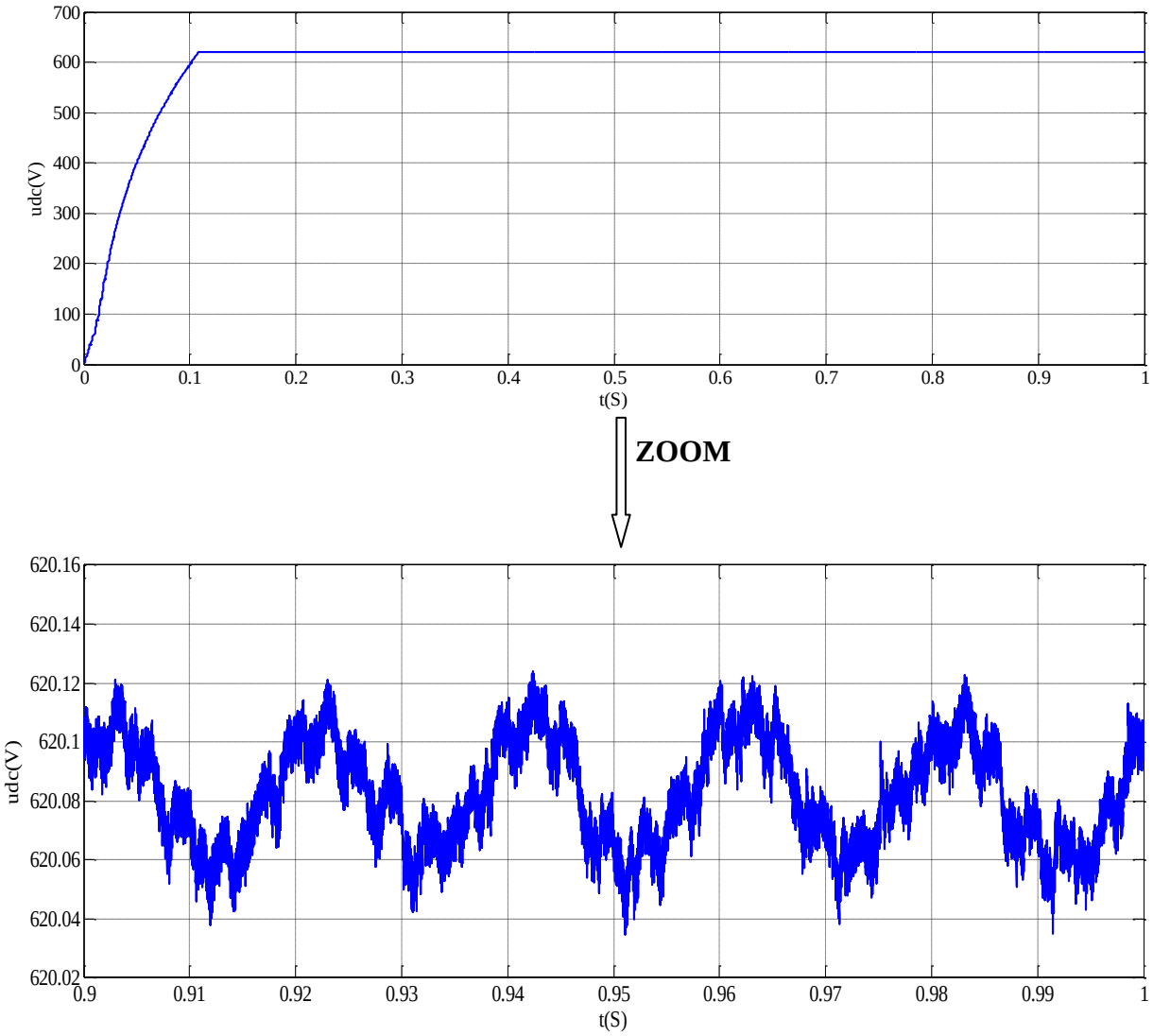


Figure (IV.5): Evolution de la tension continu U_{dc} .

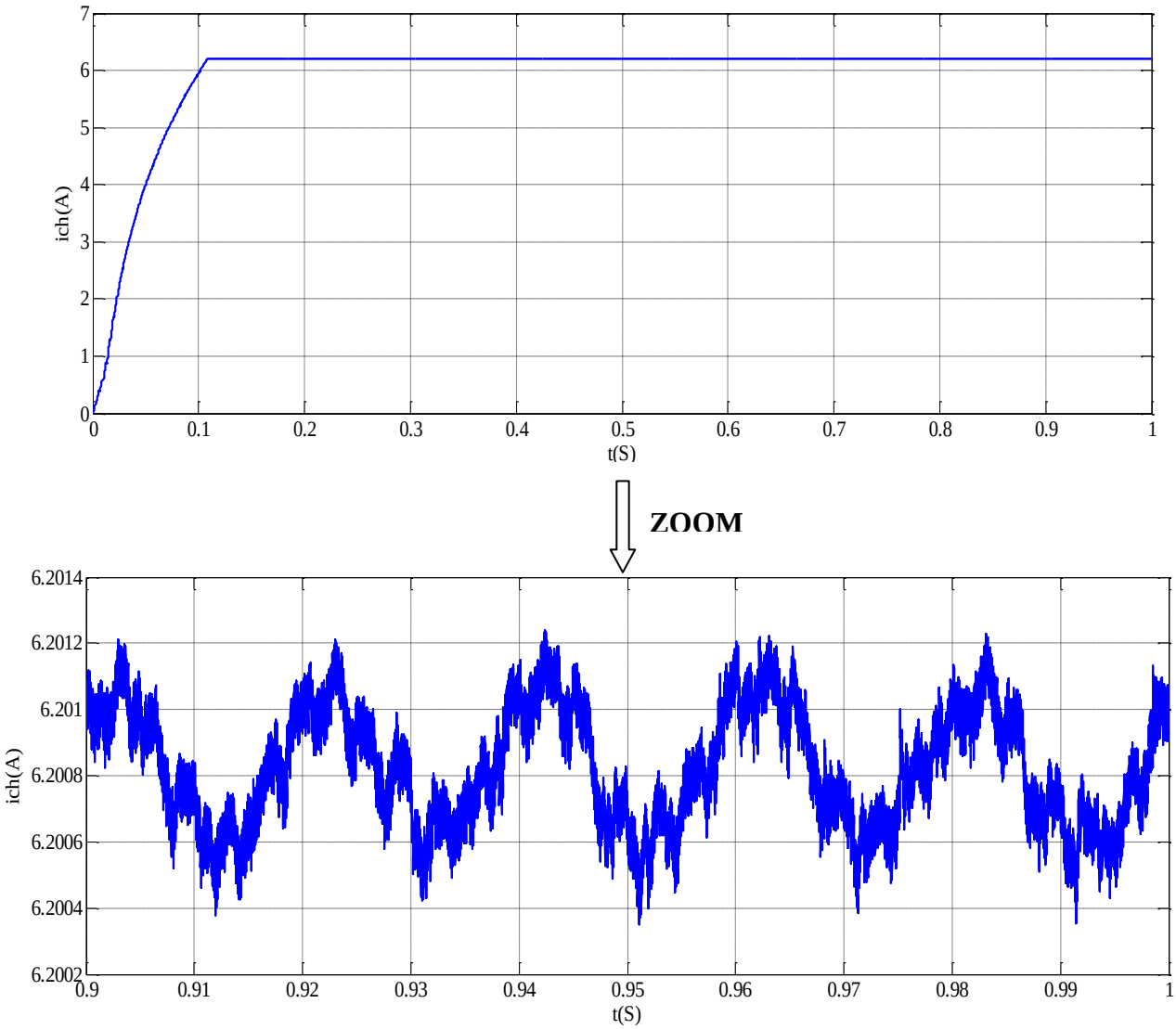


Figure (IV.6): Evolution de courant de chargei_{ch}.

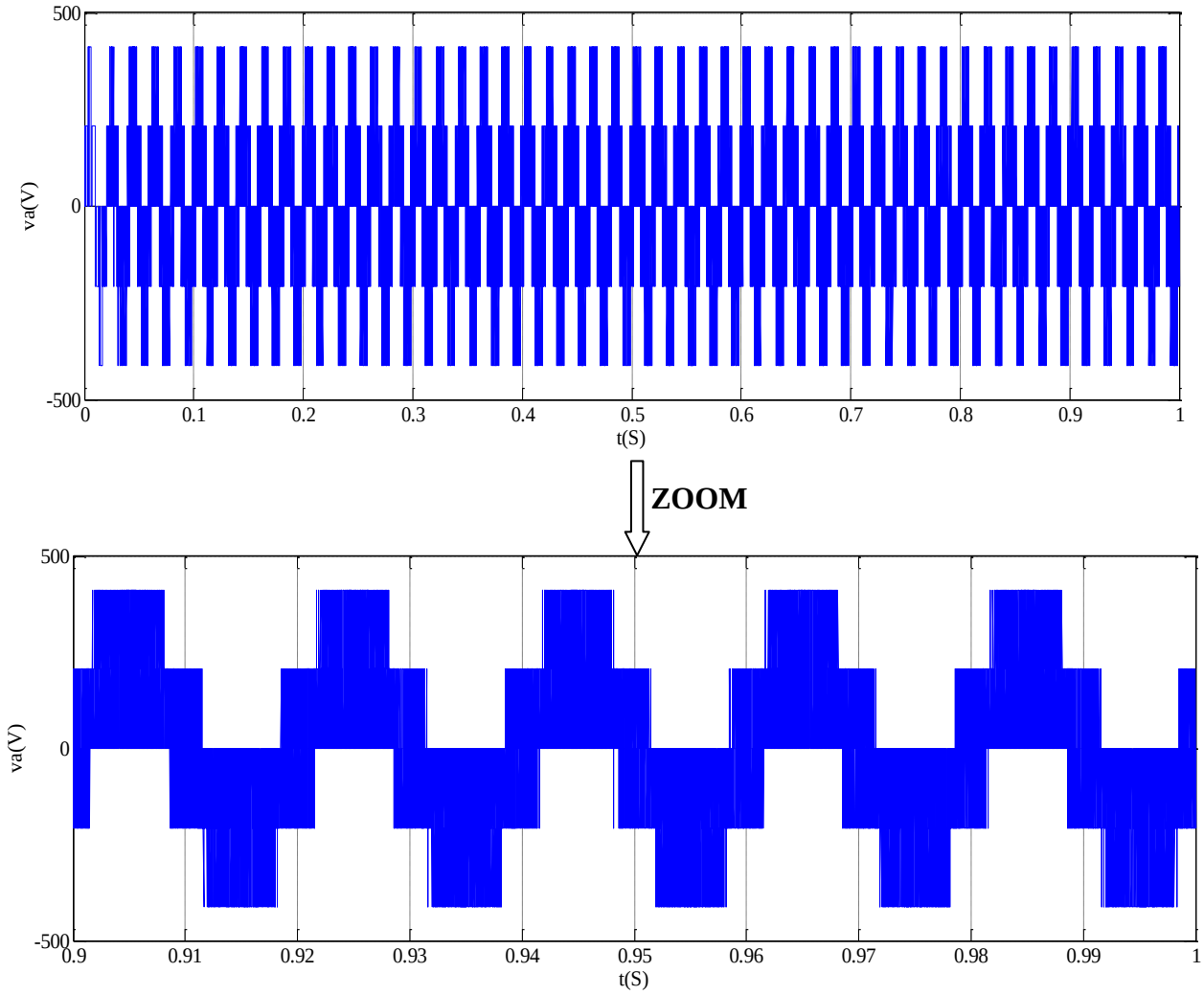


Figure (IV.7): La tension d'entrée phase v_a du convertisseur.

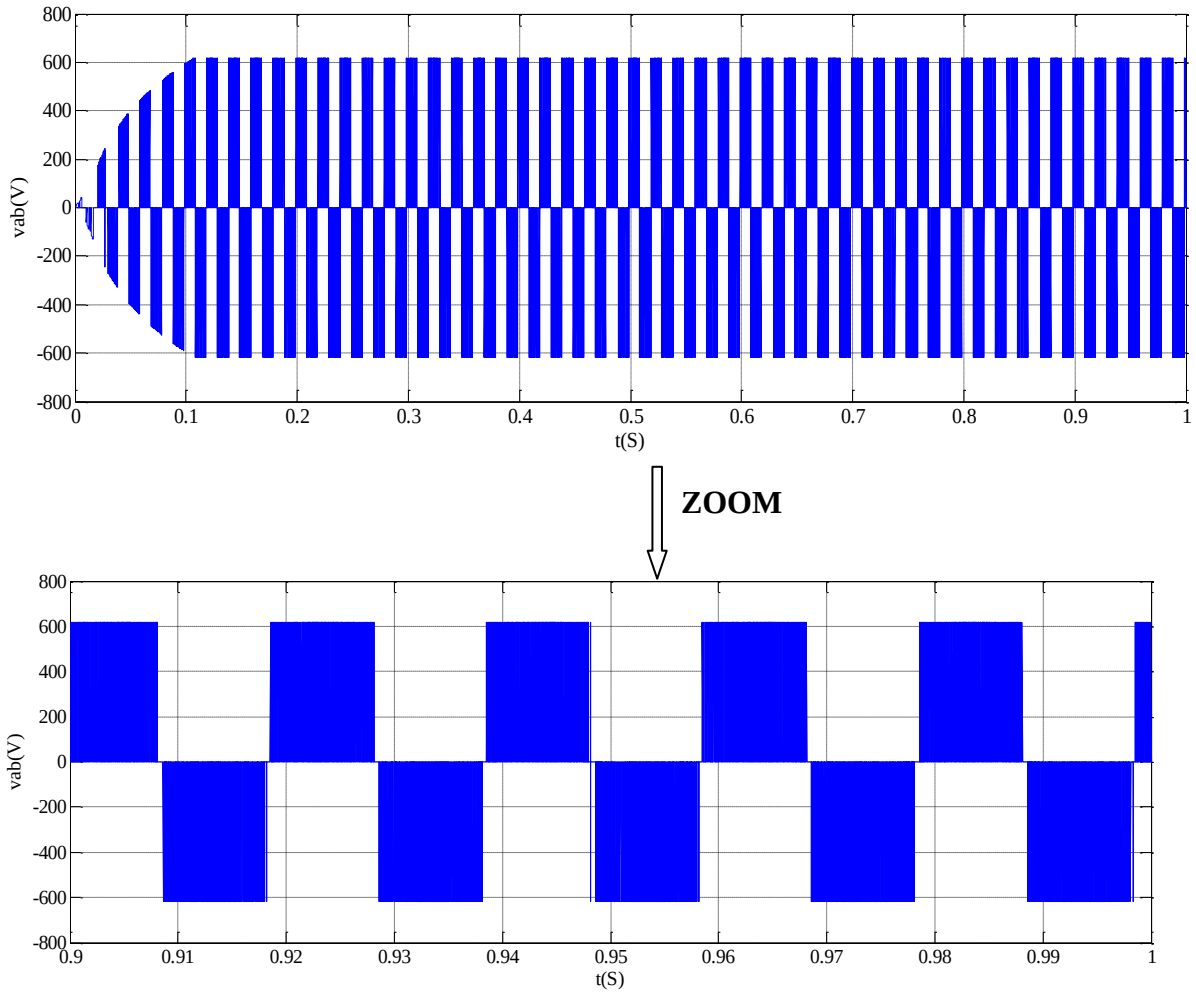


Figure (IV.8): La tension d'entrée les phases v_{ab} du convertisseur.

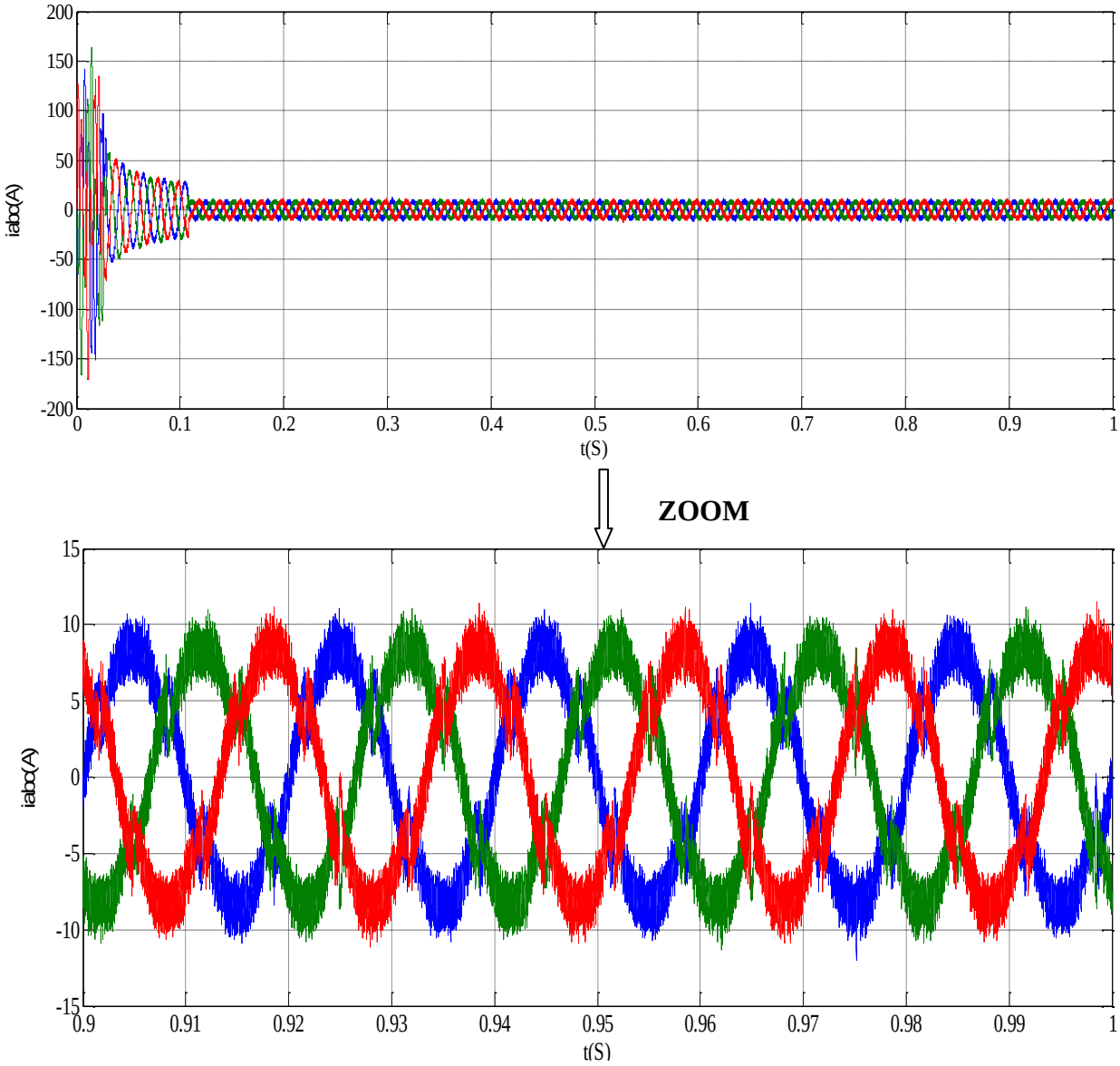


Figure (IV.9): Les trois courants i_{abc} du réseau.

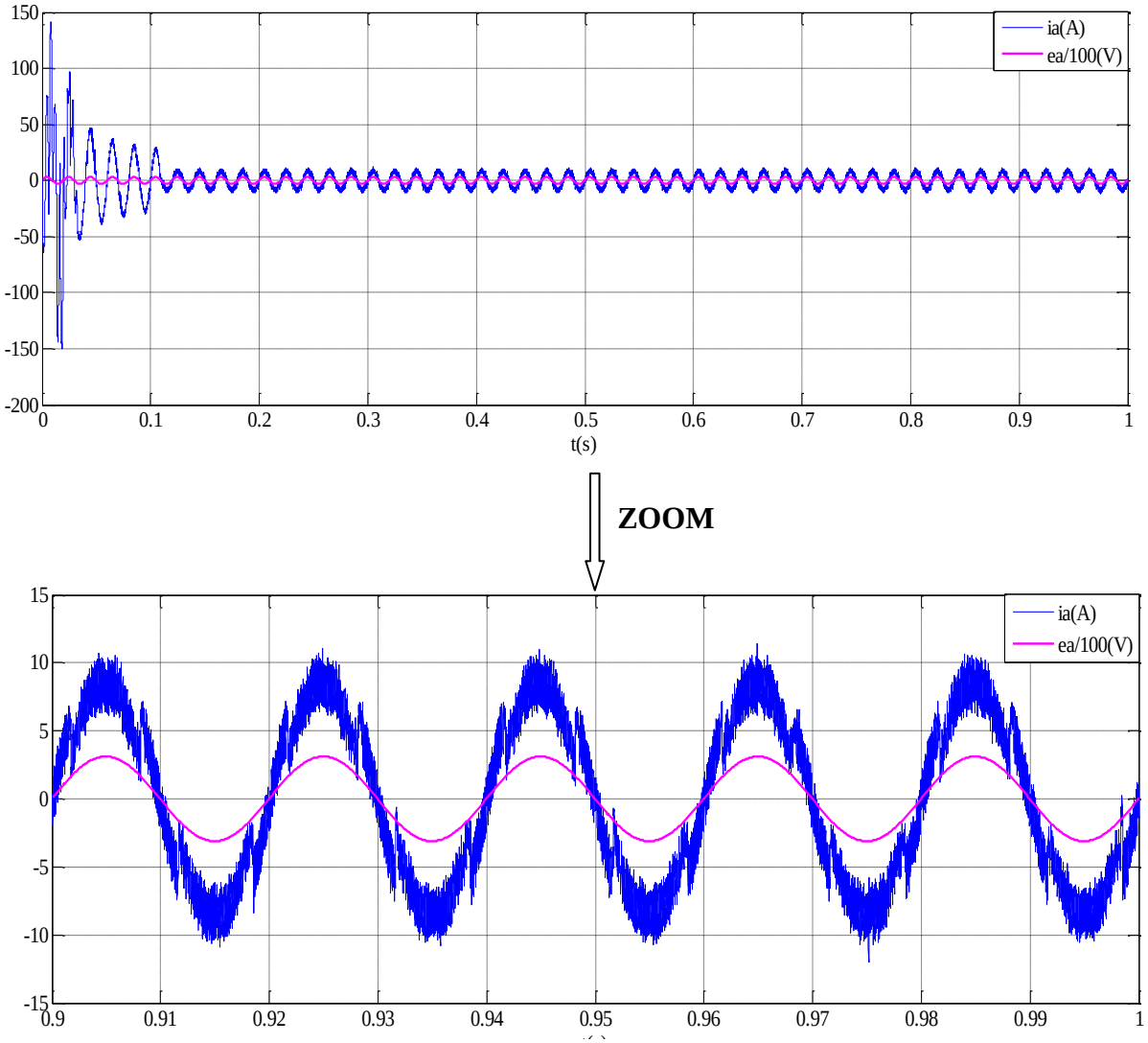
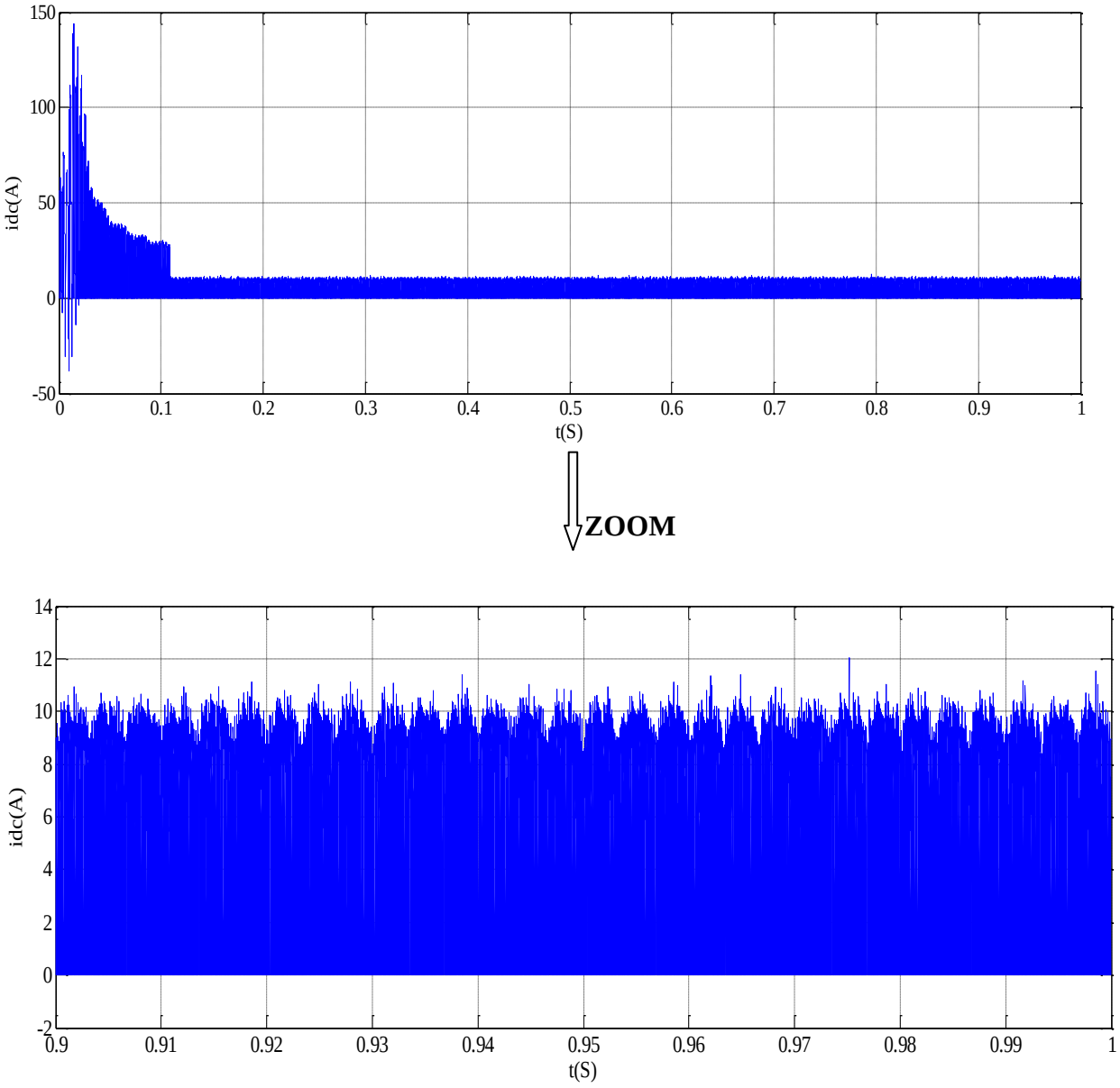


Figure (IV.10): La tension e_a et le courant i_a du réseau.



Figure(II.11): Le courant i_{dc} de sortie du convertisseur.

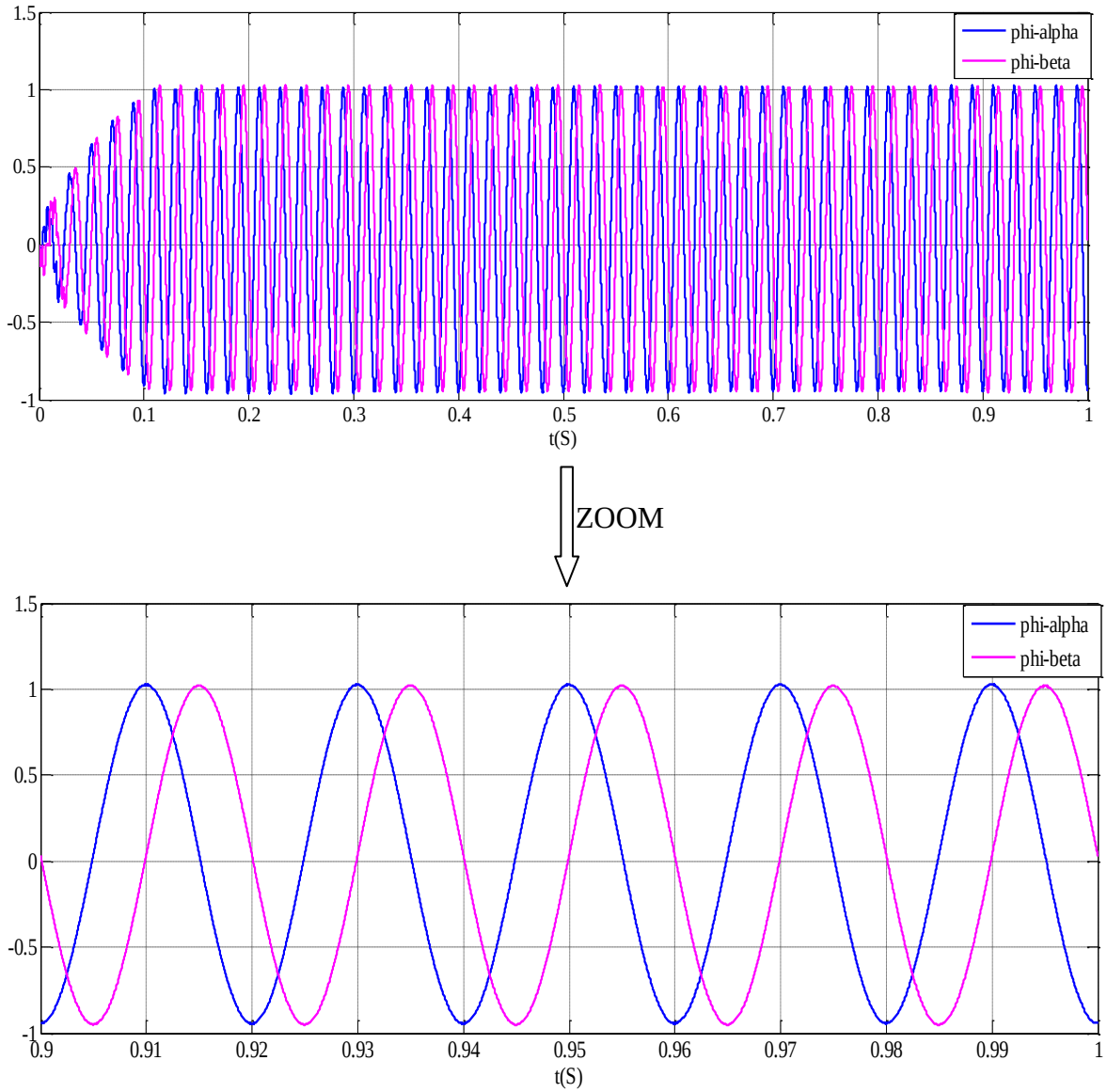


Figure (IV.12): Composantes du flux virtuel.

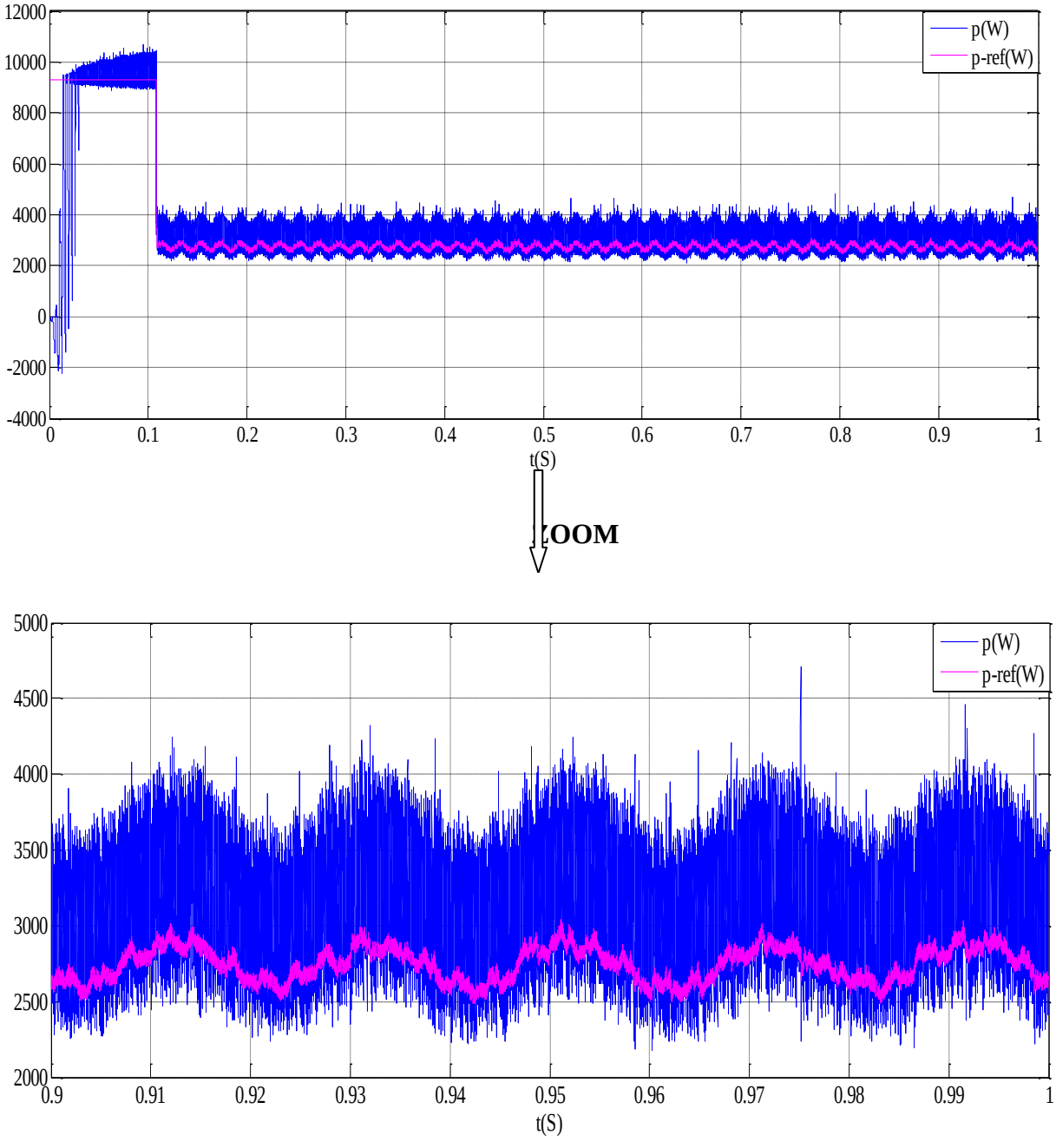


Figure (IV.13):comportement de Puissances active instantanées.

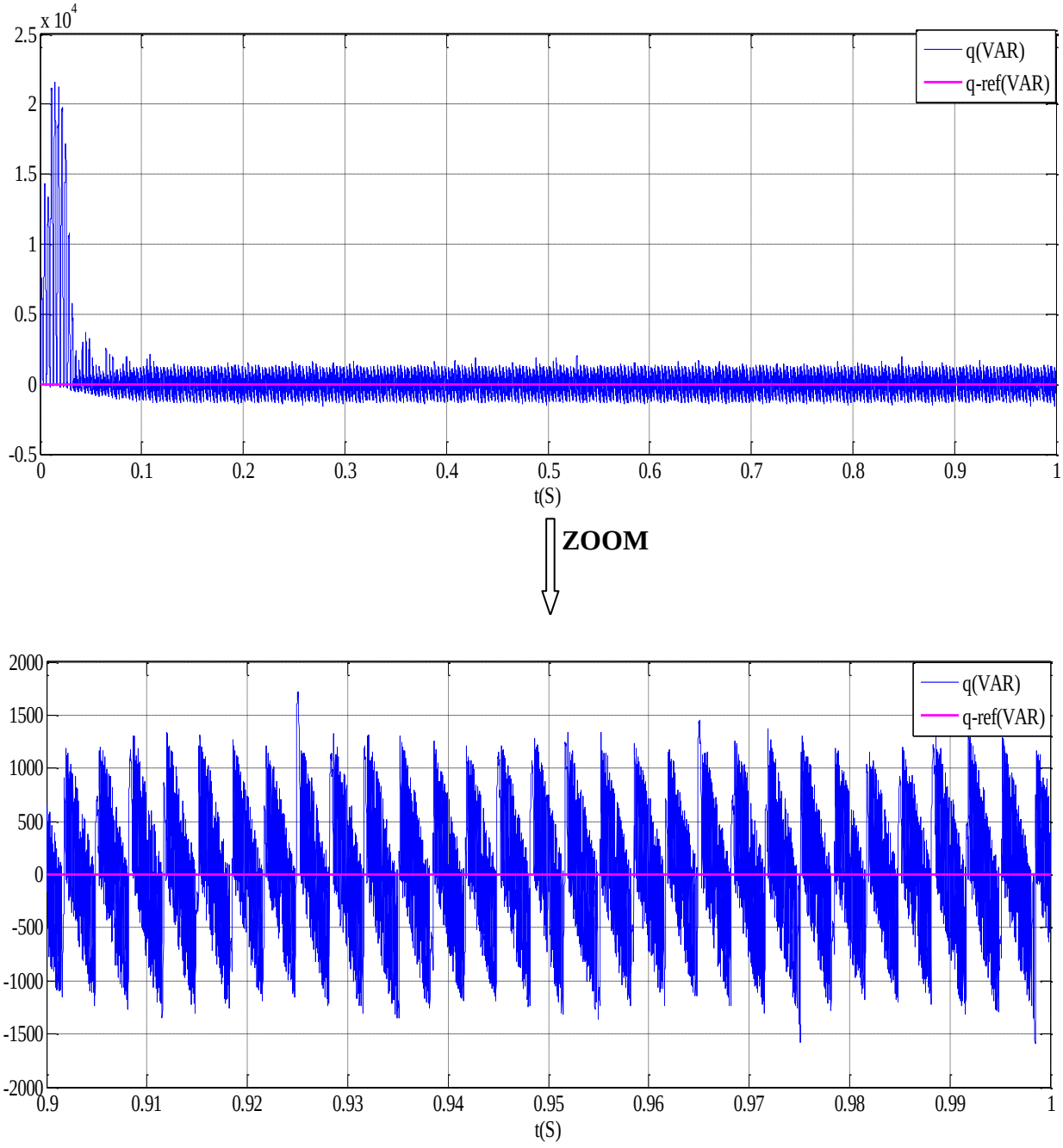


Figure (IV.14):comportement de Puissances réactive instantanées.

❖ **Interprétation :**

Après une brève période transitoire la tension de bus continue est maintenue et stabilité avec sa tension de référence issu de t=0.12(S).

On remarque que les courants sont très proches d'une onde sinusoïdale et en

Phase avec la tension φ =0 du réseau cela confirme le bon fonctionnement à facteur de puissance unitaire.

Les résultats obtenus montrent que la puissance active est indépendante à celui de la puissance réactive cela confirme le bon découplage naturel par DPC_VF.

IV.3.Conclusion :

On peut constate que Cette stratégie de commande donne des meilleures performances par rapport aux autres stratégies, elle permet de d'obtenir une réponse dynamique rapide et démuni le cout d'installation par l'absence des capteurs de mesure de la tension, et aussi possède plusieurs inconvénients :

- l'inconvénient majeur est le correcteur à hystérésis produit une fréquence de commutation variable.
- La puissance instantanée est négligée au l'instant de commutation qui est produit des erreurs.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail nous avons présenté une étude générale sur le convertisseur à MLI, on a montré d'abord les applications modernes de ce convertisseur qu'il permet de fonctionner dans les quatre quadrants et permettent l'amélioration de la qualité du transfert de l'énergie électrique d'une source vers un récepteur.

L'objectif principal du ce convertisseur est de maintenir la tension de bus continu au niveau de sa référence, alors que les courants d'entrée de l'alimentation d'énergie devraient être sinusoïdaux et en phase avec les tensions respectives de phase pour satisfaire le fonctionnement a facteur de puissance unitaire (UPF).

Afin de simplifier le modèle, l'application de la stratégie de commande à Bande d'hystérésis par l'utilisation du régulateur à hystérésis, malgré la simplicité de cette stratégie elle possède certains inconvénients :

- La nécessité des capteurs de tension et de courant (installation très couteuse).
- Le contrôleur à hystérésis crie des harmoniques indésirables.
- La fréquence de commutation variable.

L'application des techniques de contrôle directe de puissance (DPC_ VFOC) basé sur le flux virtuel présente quelques avantages par rapport à les autres stratégies.et aussi quelques inconvénients :

Les avantages :

- Eliminer le bloc de modulation et les boucle interne et remplacer par une table de commutation.
- Le calcul rapide des puissances instantanées permet l'obtention d'une dynamique très élevée.

Les inconvénients :

- le correcteur à hystérésis produit une fréquence de commutation variable.
- La puissance instantanée est négligée au l'instant de commutation qui est produit des erreurs.

Les references

[1] HANSEN S, MALINOWSKI M, BLAABJERG F, KAZMIERKOWSKI MP. “Control Strategies for PWM rectifiers without line voltage sensors”. In Proc IEEE APEC 2000; 2:832–9.

[2] KWON BH, YOUM JH, LIN JW. A ,“line voltage-Sensorless synchronous rectifier.IEEE Trans Power Electron 1999; 14:966–72.

[3] LISERRE M, DELL’AQUILA A, BAABJEERG F. “Genetic algorithm-based design of the active damping for an LCL-filter three-phase active rectifier”. IEEE Trans Power Electron 2004;19(1):76–86.

[4] A. MOUALDIA, MO. MAHMOUDI, L. NEZLI, “Commande directe de puissance d’un redresseur triphasé à MLI application énergie éolienne ”,LCP, Dpt. Génie Electrique, ENP 10, rue Pasteur, El-Harrach, Alger, Algérie.

[5] E. FLORIN, “Production décentralisée dans les réseaux de distribution”, Thèse de Doctorat de Centre de Lille.

[6] A. MAAFA, “ Etude d’un générateur éolien base sur la Cascade de deux machines Asynchrones pilote Par un convertisseur de fréquence”, université de Batna, magistère 2011.

[7] S.NOUI, “ Etude et Réalisation d’un Redresseur à MLI commandé par DSP. Application L’alimentation d’un onduleur à Trois Niveaux”, Mémoire de magister, Ecole Militaire Polytechnique(EMP), Alger 2004.

[8] B.KORICH, “Command d’un Convertisseur AC/DC Triphasé à quatre bras En Régime Déséquilibré”, Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique(EMP), Alger, 2009.

[9] B.Akila, " Modélisation et commande non linéaire d'un redresseur triphasé à PWM basée Sur les structures de commande VOC et DPC", Mémoire de Magister, Université de Médéa, 2010.

[10] M. MALINOWSKI, M.P.KAZMIERKOWSKI, A.TRZYNADLOWSKI, "Review and Science direct, M.Malinowski./Mathematics and Computers in Simulation 63 (2003) 349-36 03,2003.

[11] B.MANSOUR, "Commande par Orientation de la Tension d'un Redresseur PWM Utilisant La commande Non Linéaire Adaptative", Le premier Séminaire National sur le Génie Electrique aux Energie Renouvelables Chlef_Alger 27-28 Janvier 2010.

[12] L.BELHADJI, "Commande Directe de puissance Basé sur le Flux virtuel d'un Convertisseur AC/DC Triphasé sans capteur de Tension ", Mémoire de Magister, Ecole Militaire Polytechnique(EMP), Alger 2007.

[13] 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, nº 2, p. 447-454, April 2004.

[14] 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.

[15] F.HAMOUDI, "Commande Robuste d'un Filtre Actif Shunte à quatre Fils», Mémoire de Magistère, Université de Batna, 2008.

[16] H.KOURA, "Application d'un Filtre Série au Tension au Contrôle de la Tension d'un Réseau Base Tension", Mémoire de Magister, Université de Batna 2006.

[17] A. DE BERNARDINIS, “Etude et Optimisation d’un Ensemble Alternateur a aimant / Redresseur Commande. Application a un Véhicule Hybride”, Thèse de doctorat, L’Institut National Polytechnique(EMP) de Lorraine, 2000.

[18] Z.LOUNIS, “Apport Des Technique de câblages Laminaires Dans Un Onduleur a IGBT de Moyenne puissance”, Thèse de doctorat, L’Institut National Polytechnique(EMP) de Lorraine,2000.

[19] B.BOSE, “An Adaptive Hysteresis-Band Current Control Technique of a Voltage-Fed PWM Inverter for Machine Drive system”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1990.

[20] H.DENNOUN, “contribution à l’étude des redresseur à MLI à facteur de puissance unitaire”, Mémoire de magister, Ecole Militaire Polytechnique(EMP), Alger, 2001.

[21] L. HUA, L.HE, B.WANG, “The Research of Three phase Voltage PWM Rectifier Based On Variable-Structure Control”, IEEE International Conference on Intelligent Computation Technology and Automation, 2008.

[22] M. MALINOWSKI, M. P. KAZMIERKOWSKI, S. HANSEN, “virtual flux based direct Power control of three-phase PWM rectifiers”, IEEE Trans. July/Aug 2001.

[23] A.BOULAHIA, “Etude de convertisseur Statique destines a la qualité de l’énergie électrique ”, Mémoire de Magister, Université de Constantine 2009.

[24] A.BOUAFIA, F. KRIM, J.GAUBERT, “Predictive direct power control of three-phase (PWM) rectifier using Space Vector Modulation (SVM)”, IEEE Trans.Power Electron. January 2010.

[25] N.IDIR, “Réduction des perturbations électromagnétique dans un variateur de vitesse”, Mémoire de Master Recherche, Université de sciences et technologie de Lille, 2009.

[26] L.LECLERCQ, “Apport du stockage inertiel associé à des éoliennes dans un réseau électrique en vue d’assurer des services système”, Thèse de doctorat, Université de sciences et technologie de Lille, Décembre 2005.

[27] A.BOYETTE, “Control-Commande d’un générateur asynchrone à double aimantation avec système de stockage pour la production éolienne”, Thèse de doctorat, Université de Henri Poincaré, Nancy I, Décembre 2009.

[29] M.MALINOWSKI, M.P. KAZMIERKOWSKI, S.HANSEN, F BLAABJERG and G.D Marques, “Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers”, IEEE Trans. Ind Applicant, vol 37, 2001, pp.1019-1027, July/aug.

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

[31] 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.

[32] 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.

[33] P.RIOUAL, H.OULIQUEN, J-P. LOUIS, “Control of a PWM rectifier in the unbalanced State by robust voltage regulation”, The European power Electronics Association, N°13-169, 1993.

[34] B. ABDELMALEK, “ Etude des Convertisseurs Statiques destinés à la Qualité de l'Energie Electrique ”, Mémoire de Magister Université de Constantine, 2009.

[35] 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.

[36] 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.

[37] L. AMAIA. “Commandes Avancées des Systèmes Dédiées a l’Amélioration de la Qualité de l’Energie : de la Basse Tension à la Montée en Tension”. Thèse Doctorat, Institute National Polytechnique De Grenoble (Mondragón, Espagne), 2006.

[38] 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 Universities Goi Eskola Politeknikoa Faculty of Engineering, Mondragon (Spain) 2007.

Annexe A .1 :

Résistance du filtre de connections R.	0.3Ω
Inductance du filtre de connections L.	0.014H
Condensateur du bus continu C.	2e-3F
Tension du bus continu U_{dc}.	620V
Résistance de charge R_{ch}.	85Ω
Tension efficace du réseau E.	220V
Fréquence de tension du réseau F.	50H