



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

Faculté De Technologie
Département de Génie Electrique et Electronique



Mémoire

Pour l'obtention du diplôme de

MASTER en Electrotechnique

Option : Commandes des machines (CME)

Présenté par :

Melle LAOUEDJ Fethia

Melle ZEBBAR Hadjer

THEME



*Etude et simulation d'une commande numérique (discrète)
d'un pont redresseur à IGBT/MOSFET*

Soutenu le 16 juin 2015 devant la commission d'examen composée du jury :

Président :	S M.MELIANI	M.C.A
Encadreur :	M. C. BENHABIB	M.C.B
Examineur :	B. BENYAHIA	M.C.B
Examineur :	M.A. BRIKCI	M.A.A

Année Universitaire : 2014/2015

Remerciements

Avant tout, nous remercions Allah le Tout-puissant de nous avoir donné le courage, la volonté, la patience et la santé durant toutes ces années d'études. C'est grâce à lui que ce travail a pu être réalisé.

A l'issue de ce travail nous tenons à adresser notre reconnaissance et nos remerciements à toutes les personnes qui ont contribué, chacune à leur manière, à l'accomplissement de cette thèse.

*Nous tenons à exprimer premièrement nos plus sincères remerciements à Mr **BENHABIB** Mohamed Choukri, notre encadreur pour son aide et ses précieux conseils, qui nous ont permis une progression concrète dans ce projet de fin d'étude.*

Nous tenons également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et ce mémoire :

- *A monsieur **S.M. MELIANI**, le chef de département du GEE et Maître de conférence à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, pour avoir accepté de présider mon jury de soutenance du présent mémoire.*
- *A monsieur **B.BENYAHIA** Maître de conférence à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, pour avoir accepté de participer à ce jury.*
- *A monsieur **M. A. BRIKCI. NIGASSA** Maître assistant à la Faculté de Technologie de l'Université Abou-Bekr Belkaid de Tlemcen, pour avoir accepté de participer à ce jury.*

Pour terminer, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous ceux qui nous ont aidés de près ou de loin ainsi qu'à nos proches et amis, pour leur soutien inconditionnel et qui sont notre source inépuisable de motivation tout au long de ce projet.

Dédicace

Du fond du cœur je remercie notre grand seigneur Allah de m'avoir donnée la force, la santé, la persévérance et d'avoir illuminé mon chemin malgré toutes les difficultés Rencontrées.

Je dédié ensuite mon travail :

A ma mère qui est la lumière de mes yeux et qui me comble d'amour.

A mon père qui m'a toujours épaulé, soutenu financièrement et moralement et donné son amour et son respect.

A mon chère et unique frères Med Amine, tous mes chères sœurs, leurs maris, leurs enfants et à ma petite sœur (que j'adore) Amel, pour leurs amours et Leurs attentions, Leurs aides et leurs soutiens qu'ils m'ont apportés.

A mon binôme Zebbar Hadjer pour sa confiance.

A toute la famille « Laouedj» et « Zeghoudi».

A mes meilleurs ami(e)s : Omar, Zineb, Wafaa, Fouziya, Houda, Soumia, Ibtissem, et Nadia.

A tous mes amis sans oublier tous les étudiants de la promotion 2014/2015 de M2 CME.

A tous ceux que j'aime, et à tous ceux qui m'aime.



L. Fethia

Dédicace

Je commence ce dédicace par exprimer ma gratitude envers le bon DIEU d'avoir illuminé mon chemin malgré toutes les difficultés rencontrées et de me donner la force et le courage pour bien effectuer ce travail.

Je dédie ensuite ce modeste travail à ma mère qui est la personne la plus chère et la plus indispensable dans ma vie.

À mon père qui a quitté cette vie avant de pouvoir me voir à ce niveau.

*À ma chère sœur Samah et mon cher frère Issam pour ses encouragements.
À mama Aïcha qui est le support de ma petite famille.*

À mon binôme LAOUEDJ Fethia pour tous les moments que nous avons passé ensemble tout au long de ce projet.

À tout ma famille paternelle et maternelle.

À tous mes amies et tous les étudiants de la promotion 2014/2015 de M2 CME.

À tous ceux qui me connaît, et à tous ceux qui m'aime.



Z. Hadjer

Sommaire

Listes des figures	7
Liste des tableaux	9
Acronymes et Abréviation	10
Introduction générale	12
Chapitre I : Introduction au redresseur triphasé	
I.1.Introduction	15
I.2.Description du redresseur triphasé	15
I.2.1.Redresseur non commandé	16
I.2.2.Redresseur mixte	17
I.2.3. Redresseur commandé en basse fréquence	17
I.3.Les topologies de base de pont redresseur triphasé	19
I.3.1.redresseur à commande MLI	19
I.3.2.Structure de Redresseur Utilisant un Hacheur BOOST	25
I.3.3.Structures de Redresseurs à Injection de Courant	26
I.3.4.Redresseur de Vienne	27
I.4.Conclusion	29
Chapitre II : Les commandes de pont redresseur	
II.1.Introduction	31
II.2. Stratégie de commande des ponts redresseurs	31
II.2.1. Commande à tension orienté (VOC)	31
II.2.2.Contrôle à Flux Virtuel Orientée (VFOC)	33
II.2.3.Contrôle Direct de Puissance (DPC)	36
II.2.4. Commande en courant	38
II.3.Comparaison et discussions entre ces commandes	39
II.4.Conclusion	41
Chapitre III : Etude et simulation deux types de commande de pont redresseurs	
III.1. Introduction	43
III.2.Commande à tension orienté (VOC)	43
III.2.1 P.L.L (Phase Looked loop)	44
III.2.2.Régulation	49

III.2.3.Résultats de simulation du système complet	52
III.3. Commande en courant	57
III.4.Conclusion	59
Conclusion générale	60
Annexes	61
Bibliographies	62

Liste des figures :

Chapitre I :

<i>Figure (I.1) : Les différents types de redresseurs</i>	15
<i>Figure (I.2) : Redresseur non commandé à diode</i>	16
<i>Figure (I.3) : Redresseur semi-commandé à diode et thyristor</i>	17
<i>Figure (I.4) : Redresseur commandé à thyristor</i>	18
<i>Figure (I.5) : Redresseur commandé à IGBT</i>	18
<i>Figure (I.6) : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant</i>	20
<i>Figure (I.7) : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension</i>	20
<i>Figure (I.8) : Circuit équivalent pour le contrôle de courants absorbés</i>	22
<i>Figure (I.9) : Circuit équivalent pour le contrôle de la tension bus continu</i>	24
<i>Figure (I.10) : Structure du PFC</i>	26
<i>Figure (I.11) : Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant</i>	27
<i>Figure (I.12) : Topologie du redresseur triphasé de Vienne</i>	27
<i>Figure (I.13) : Topologie du redresseur triphasé de Vienne avec arrangement des interrupteurs</i>	28

Chapitre II :

<i>Figure (II.1) : Schéma fonctionnel de la commande VOC</i>	32
<i>Figure (II.2) : Schéma d'un redresseur triphasé avec la partie alternative</i>	33
<i>Figure (II.3) : Schéma fonctionnel de la commande à flux virtuel orienté (VFOC)</i>	35
<i>Figure (II.4) : Schéma bloc d'un redresseur connecté au réseau avec une charge résistive avec le DPC classique</i>	37
<i>Figure(II.5) : Schéma bloc d'un redresseur MLI avec le DPC avec modulation vectorielle</i>	38
<i>Figure (II.6) : Commande de courant</i>	39

Chapitre III :

<i>Figure (III.1) : Schéma fonctionnel de la VOC</i>	43
<i>Figure (III.2) : Schéma du filtre multi variable</i>	44

<i>Figure (III.3) : Schéma simplifié de la P.L.L classique</i>	45
<i>Figure (III.4) : Schéma complet de la P.L.L</i>	46
<i>Figure (III.5) : Représentation de θ à la sortie de la P.L.L</i>	46
<i>Figure (III.6) : Schéma fonctionnel de la VOC</i>	47
<i>Figure (III.7) : Schéma de la commande</i>	47
<i>Figure (III.8) : Contrôle des courants dans le filtre RL</i>	48
<i>Figure (III.9) : Boucle de régulation de la tension cotée continu</i>	49
<i>Figure (III.10) : Structure du régulateur PI</i>	49
<i>Figure (III.11) : Tracé de Bode en boucle ouverte de notre système nom corrigé</i>	50
<i>Figure (III.12) : Schéma fonctionnel de régulateur du courant</i>	51
<i>Figure (III.13) : Schéma complet de commande VOC pour un pont redresseur à IGBT</i>	53
<i>Figure (III.14) : Représentation du courant I_{abc}</i>	53
<i>Figure (III.15) : Allure de la tension aux bornes du condensateur</i>	54
<i>Figure (III.16) : Représentation du courant I_{abc}</i>	55
<i>Figure (III.17) : Allure de la tension aux bornes du condensateur</i>	55
<i>Figure (III.18) : Représentation du courant I_{abc}</i>	56
<i>Figure (III.19) : Allure de la tension aux bornes du bus continu</i>	56
<i>Figure (III.20) : Pont redresseur avec sa commande en courant</i>	57
<i>Figure (III.21) : Représentation du courant I_{abc}</i>	58
<i>Figure (III.22) : Allure de la tension aux bornes du bus continu</i>	58

Liste des Tableaux

Chapitre I :

Tableau (I.1) : Etats possibles des interrupteurs 22

Chapitre II :

Tableau(II.1) : les avantages et les inconvénients des différentes commandes 40

Abréviation et Acronymes

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci-dessous, sous leur forme la plus couramment employée dans le domaine du génie électrique :

1. GRANDEURS

i_{abc}	Courant instantané de phase du redresseur
$i_{réf}$	Courant de référence du redresseur
I_{dc}	Courant actif nécessaire pour charger le bus continu.
C	Condensateur du bus continu
e_{abc}	Tensions simples du réseau
V	Valeur efficace de tension
v_{dc}	Tension délivrée par le redresseur
L	Inductance du filtre de raccordement
r	Résistance du filtre de raccordement
R	Résistance de la charge continue du redresseur à prélèvement sinusoïdal
v_{dc-ref}	Tension de référence du bus continue
V_{ch}	Tension à la borne de la charge
Ω	Pulsation angulaire
T	Période
V_{d0}	Tension moyenne d'un redressement non commandé
V_m	Amplitude de la tension de référence
V_p	Porteuse triangulaire
k_p	Coefficient proportionnel
k_i	Coefficient d'intégration
T_e	Période d'échantillonnage
U	Amplitude de la tension de phase de réseau
$V_{(d,q)}$	Tension dans le repère dq
$V_{(\alpha,\beta)}$	Tension dans le repère $\alpha\beta$
P	Puissance active
Q	Puissance réactive
Ψ	Vecteur de flux virtuel
$P_{réf}$	Référence de la puissance active
$Q_{réf}$	Référence de la puissance réactive
ξ	Coefficient d'amortissement

θ	Angle de tension de réseau
P_{ond}	Puissance active de l'onduleur
P_{ond}	Puissance active de l'onduleur

2. Glossaires

IGBT	Insulate gate bipolar transistor
CC	Courant continue
PFC	Power factor correction
EMI	Interférence électromagnétique
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Régulateur proportionnel intégrale
VOC	Contrôle orienté de la tension
DPC	Contrôle direct de puissance
VFOC	Commande à flux virtuel orienté
FOC	Commande à flux orienté
DTC	Contrôle direct de couple
PLL	Phase looked loop
A/N	Analogique / Numérique
PWM	Pulse width modulation
RST	Régulateur de polynôme R , S et T
HVDC	High voltage direct current
HCC	Hysteresis Current Control

Introduction général

L'électronique de puissance permet la conversion de l'énergie électrique disponible sous une forme donnée (alternative, continu) en une autre forme (alternative, continu) avec un rendement maximum. Le principal domaine d'application de ces convertisseurs de puissance est la commande des machines électriques. L'un des convertisseurs de puissance qui a été énormément utilisé est le pont redresseur. Cette structure qui convertit la tension d'une forme alternative en une forme continue a beaucoup évolué. Les premières topologies étaient basées sur l'utilisation des semi-conducteurs de type diode. Les diodes comme nous le savons sont des composants non commandables (ni à la fermeture ni à l'ouverture). Ce qui rend le fonctionnement d'un pont redresseur à diode très limité. Puis sont venues les ponts redresseurs à thyristors qui avaient la particularité d'être commandables. Cependant, le thyristor comme la diode, laisse passer le courant électrique dans un seul sens, de l'anode à la cathode. De plus, ce dernier ne conduira que si un courant minimum et positif est fourni à la gâchette. Sont venus ensuite le développement des semi-conducteurs de type *IGBT*. Les caractéristiques de ce dernier est qu'ils associent *MOS* et transistor bipolaire de puissance. Ils cumulent les avantages des deux sans totalement éliminer les inconvénients. De plus ils sont commandables en tension.

Ces convertisseurs de type pont redresseur qui sont raccordés aux réseaux électriques sont en constante progression. Cela n'est pas sans poser quelques problèmes au distributeur d'énergie électrique qui les voit comme étant des sources polluantes. Cette pollution est d'une part de type harmonique, car ils absorbent des courants non sinusoïdaux qui déforment la tension du réseau électrique, et d'autre part, ils consomment de la puissance réactive qui a pour conséquence de dégrader le facteur de puissance.

Beaucoup de méthodes de réduction de ces harmoniques existent, tel que les redresseurs *MLI* qui utilisent des *IGBT* comme convertisseur. Contrairement aux redresseurs non commandés, les redresseurs *MLI* offrent plusieurs possibilités, tel que :

1. Une consommation des courants proche de la sinusoïdale et le contrôle de la puissance réactive.
2. Un transfert bidirectionnel de la puissance.

Ainsi, notre étude portera sur le développement d'une commande numérique pour un pont redresseur à *MLI* alimentant une charge *RL* en essayant de minimiser les harmoniques de courant absorbé par ce convertisseur. Par conséquent, notre travail s'articulera sur trois chapitres.

Le premier chapitre portera sur une introduction sur les ponts redresseurs triphasés en général. Les différentes topologies les constituants et les différentes techniques de commande les contrôlant.

Viens ensuite le second chapitre qui a été consacré à l'étude théorique détaillée des différentes commandes de pont redresseur à *IGBT* en montrant leurs principes de fonctionnement.

Le troisième et dernier chapitre présentera en détail la stratégie de commande que nous avons choisie pour le pont redresseur de tension à *MLI* et les résultats de simulation que nous avons obtenus.

Chapitre I : Introduction au redresseur triphasé

1.1.Introduction

Nous appelons souvent les convertisseurs statiques qui font la conversion alternatif-continu comme montage redresseur. Il est alimenté par une source de tension alternative dans notre cas une source alternative triphasée, qui alimente en courant continu une charge branché à sa sortie. Leurs domaines d'applications sont très vastes, tel que :

- Les variateurs de vitesse des moteurs à courants continus.
- Les alimentations stabilisées en *CC*.
- variateurs de vitesse pour moteurs alternatifs et à courant continu.
- chargeurs de batterie.
- liaison à courant continu (*HVDC*).
- alimentation des systèmes informatiques et audio visuels.
- dispositifs d'éclairage de nouvelle génération.

Ainsi, les différentes topologies les constituants et les différentes techniques de commande les contrôlant seront présenté dans ce chapitre.

1.2.Description du redresseur triphasé

Un convertisseur statique est un dispositif qui transforme de l'énergie électrique disponible en une forme destiné à l'alimentation d'une charge. La conversion du courant alternatif en courant continu est réalisée par un convertisseur appelé redresseur, ce dernier est regroupé d'un ensemble de semi-conducteurs tels que les diodes, les thyristors ou les transistors. Il existe trois types de redresseurs, qui sont résumés dans le schéma de la figure ci-dessous : [1]

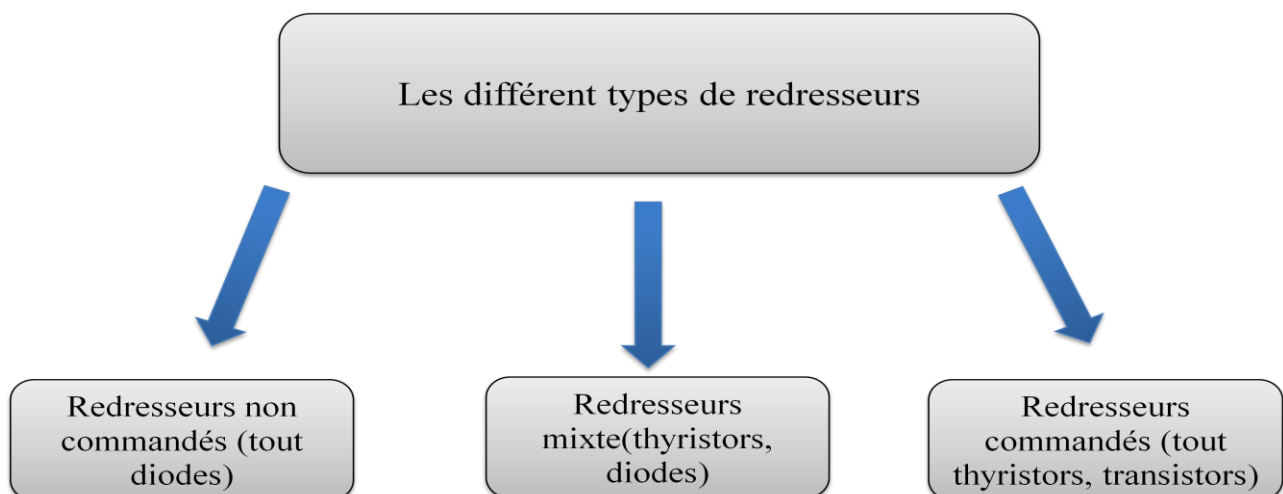


Figure (I.1) : les différents types de redresseurs.

1.2.1. Redresseur non commandé

Concernant le redresseur non commandé qui veut dire qu'on ne peut pas varier le rapport entre les tensions alternatives d'entrées et la tension continue de la sortie est composé des diodes. Il fournit une tension moyenne de sortie fixe pour une tension alternative d'alimentation donnée. Ce redresseur est appelé également convertisseur unidirectionnel parce qu'il permet la puissance de ne s'écouler que de l'alimentation alternative vers le récepteur continu.

L'avantage de ce montage est d'être simple et d'un coût faible, bien qu'il possède un facteur de puissance faible et une distorsion harmonique des courants d'entrées élevés.

Ainsi, pour des tensions e_a , e_b et e_c qui sont des tensions entre phases et neutre (tensions simples) de valeur efficace V , nous avons les expressions suivantes :

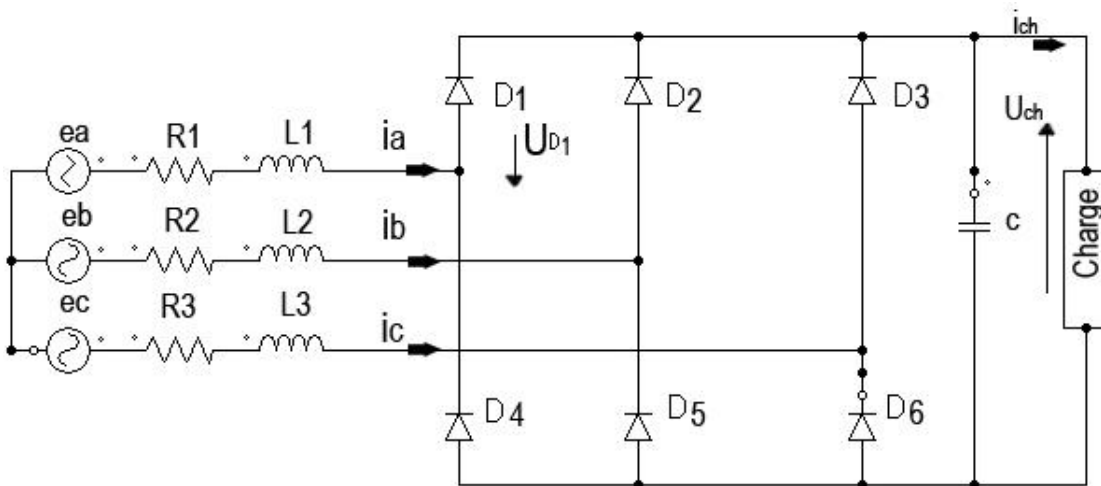
$$\begin{cases} e_a = \sqrt{2} V \sin(\omega t) \\ e_b = \sqrt{2} V \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c = \sqrt{2} V \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.1)$$

Avec : $T = \frac{2\pi}{\omega}$

L'expression de la tension de charge est comme suite :

$$V_{ch} = e_{max} \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \quad (I.2)$$

Le modèle de ce redressement est représenté par la figure (I.2) :



Figure(I.2) : Redresseur non commandé à diode.

1.2.2.Redresseur mixte

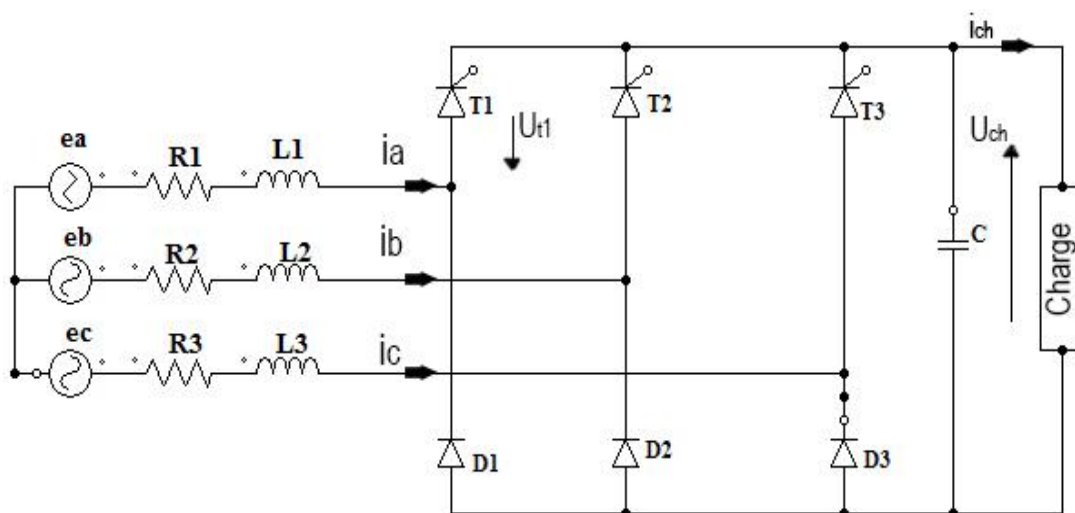
Ce type de redresseur comporte des thyristors et des diodes afin d'éviter la tension aux bornes de la charge de s'inverser, néanmoins ils permettent de régler la tension moyenne. Ce type d convertisseur est également appelé convertisseur unidirectionnel. [1]

La relation de la tension de charge est comme suite :

$$V_{ch}=V_{d0} (1 +\cos\alpha) \quad (I.3)$$

$$\text{Avec : } V_{d0}=e_{max} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \quad (I.4)$$

Le modèle de ce type de redressement est représenté par la figure suivante :



Figure(I.3) : Redresseur semi-commandé à diode et thyristor.

1.2.3. Redresseur commandé en basse fréquence

Le redresseur commandé ou également convertisseur. Cela nous permet de régler la tension moyenne du récepteur en grandeur et en signe, en commandant l'angle d'amorçage. [1]

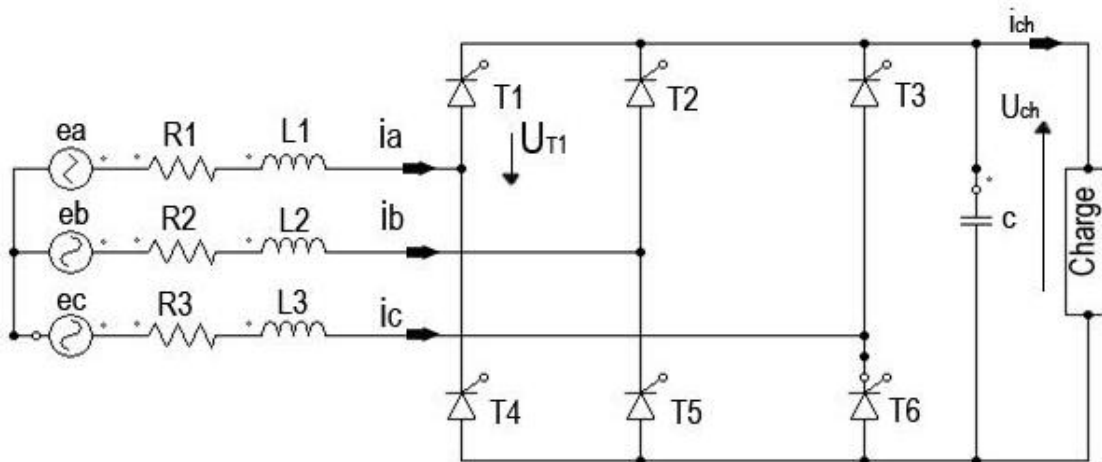
Nous trouvons, le redresseur à thyristor qui permet de varier la tension continue de sortie pour une tension alternative d'entrée fixée. Ce convertisseur est réversible, ce qui permet de le faire fonctionner en onduleur non autonomes.

La relation de la tension de charge est le suivant :

$$V_c=V_{d0}\cos\alpha \quad (I.5)$$

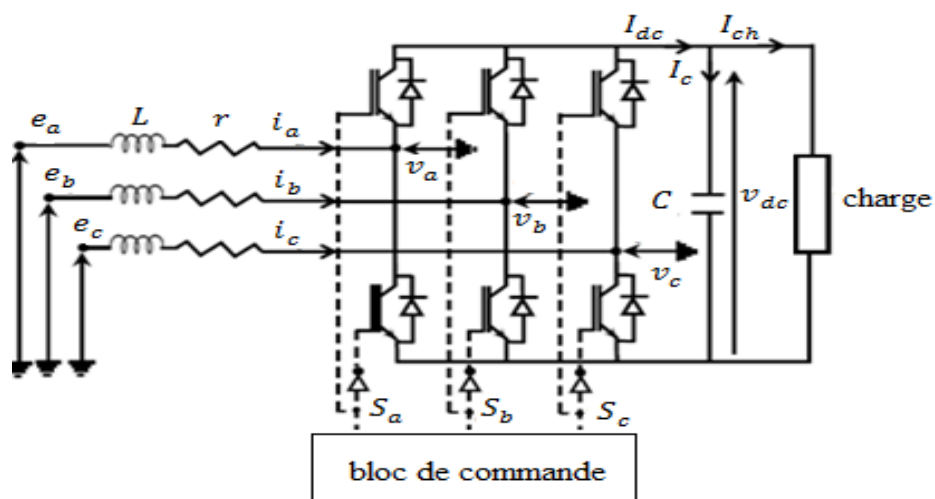
$$\text{Avec : } V_{d0} = e_{max} \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} \quad (I.6)$$

Le modèle de ce redressement est représenté par le schéma de la figure suivante :



Figure(I.4) : Redresseur commandé à thyristor.

Nous trouvons également le redresseur à *IGBT* qui est un redresseur commandé à l'ouverture et à la fermeture, le modèle de ce type de redressement est représenté par la figure (I.5), il est constitué de transistors *IGBT* comprenant chacun une diode en antiparallèle d'une manière à assurer la continuité des courants de source. [2]



Figure(I.5) : Redresseur commandé à IGBT.

Parmi les avantages du redresseur à *IGBT* nous avons :

- Un dimensionnement plus réduite.
- Une stabilité électrothermique du composant.
- Une commande en tension et un bon compromis chute de tension/vitesse de commutation.
- Une réversibilité en puissance de cette structure.
- Une structure du convertisseur étant classique et les composants *IGBT* à l'heure actuelle bien maîtrisés, ce qui est un gage de fiabilité.

1.3. Les topologies de base de pont redresseur triphasé

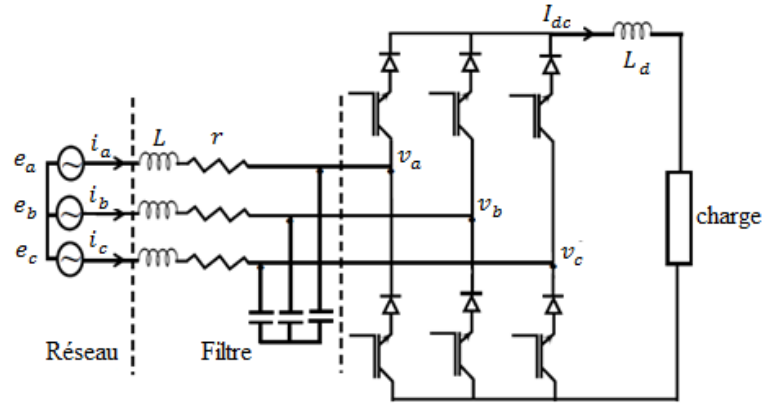
Il existe plusieurs topologies de pont redresseur triphasé. Nous allons dans cette partie présenté que les topologies de base du redresseur triphasé et expliquer pourquoi ils sont apparus.

1.3.1. redresseur à commande MLI

C'est un convertisseur à modulation de largeur d'impulsion, également appelé redresseur à *MLI*, utilisant des composants à commutation forcée tel que les *IGBT* ou les *MOSFET*. L'utilisation de cette technique permet non seulement de réduire la perturbation harmonique, en prélevant des courants d'allure sinusoïdale mais aussi de contrôler les puissances actives et réactives. [2]

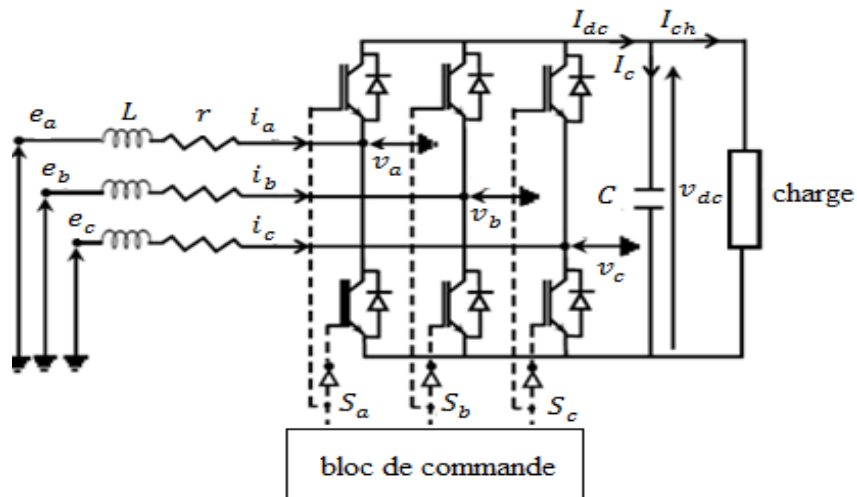
Ces convertisseurs peuvent prélever des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et assurer aussi un facteur de puissance unitaire. Selon le type utilisé, nous distinguons deux structures de redresseurs *MLI* : [3]

- ☞ **Redresseur *MLI* de courant** qui est illustré dans la figure (I.6). Il assure la conversion d'énergie entre une source de tension alternative et une charge de courant continu. Les interrupteurs sont bidirectionnels en tension mais unidirectionnels en courant. L'utilisation des techniques *MLI* conduit à un courant alternatif ayant une pollution harmonique contrôlée. Cette structure est souvent affectée à un filtre de second ordre *LC* du côté alternatif.



Figure(I.6) : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de courant.

☞ **Redresseur MLI de tension** est illustré sur la figure (I.7). Chaque interrupteur est constitué d'un composant semi-conducteur de puissance (*IGBT*) et d'une diode en antiparallèle. Cet interrupteur est bidirectionnel en courant et unidirectionnel en tension. Ainsi, ce convertisseur de par sa structure est réversible en courant. Il peut donc contrôler de façon instantanée la forme d'onde des courants prélevés sur le réseau. Il alimente alors une charge (active ou passive) en continu à partir d'un réseau alternatif, le courant absorbé étant sinusoïdal et éventuellement en phase avec la tension réseau correspondante. Ce redresseur *MLI* permet d'atteindre un facteur de puissance très proche de l'unité et régler, via la commande, la direction du flux de l'énergie réactive : absorbée ou fournie. [3]



Figure(I.7) : Topologie d'un redresseur à MLI triphasé de tension.

On s'intéressera dans la suite de notre travail uniquement à la structure du redresseur *MLI* de tension, avec différents stratégies de commande permettant le prélèvement des courants sinusoïdaux sur le réseau alternatif et le fonctionnement avec un facteur de puissance unitaire.

La source est composée de trois tensions triphasées purement sinusoïdale en série avec une résistance R et une inductance L sur chaque phase. Ces trois tensions de réseaux sont données par la relation :

$$\begin{cases} e_a = e_{max} \sin(\omega t) \\ e_b = e_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c = e_{max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (I.7)$$

Le côté continu de l'onduleur de tension est constitué par un condensateur, et est équivalent à une source de tension. 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. Pour accomplir cette tâche, la tension du bus continu v_{dc} est mesurée et comparée avec une référence v_{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 v_{dc} mesurée aux bornes du condensateur C .

La commande *MLI* non seulement peut contrôler la puissance active, mais également la puissance réactive, ce type de redresseur permet la correction du facteur de puissance. De plus, les formes d'onde des courants de la source peuvent être maintenu comme presque sinusoïdales, ce qui réduit la distorsion de la source. [4]

La présence des inductances de couplage est indispensable pour assurer le contrôle des courants absorbés par le redresseur. En effet, quel que soit la technique utilisée pour générer les ordres de commande (S_a , S_b et S_c), le redresseur peut imposer, de manière indirecte, la forme du courant dans ces inductances en contrôlant les tensions $e_a(t)$, $e_b(t)$ et $e_c(t)$ mesurées par rapport au neutre du réseau. En d'autres termes, la variation du courant prélevé définie par $\frac{di}{dt}$, en considérant la résistance série interne " r " négligeable, est imposée par la tension appliquée aux bornes des inductances qui est la différence entre la tension réseau et celle à l'entrée du redresseur comme le montre la figure (I.8). Les inductances se comportent aussi comme un filtre passe bas et limitent l'ondulation du courant à la fréquence de commutation. [5]

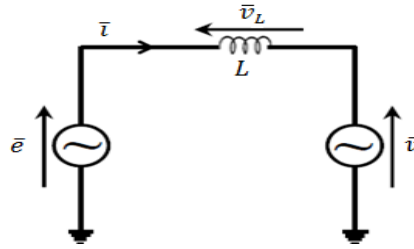


Figure (I.8) : Circuit équivalent pour le contrôle de courants absorbés.

Avec :

$$\bar{e}(t) = \frac{2}{3}(e_a(t) + \lambda e_b(t) + \lambda^2 e_c(t)) \quad (I.8)$$

$$\bar{v}(t) = \frac{2}{3}(v_a(t) + \lambda v_b(t) + \lambda^2 v_c(t)) \quad (I.9)$$

$$\bar{v}_L(t) = \frac{2}{3}(v_{La}(t) + \lambda v_{Lb}(t) + \lambda^2 v_{Lc}(t)) \quad (I.10)$$

$$\lambda = \exp(j2\pi/3) \quad (I.11)$$

Le courant absorbé est alors exprimé par l'équation (I.12) :

$$\bar{i}(t) = \frac{\bar{e}(t) - \bar{v}(t)}{j\omega L} \quad (I.12)$$

Le tableau ci-dessous représente toutes les configurations possibles du convertisseur en fonction des ordres de commande (S_a, S_b et S_c) ainsi que les tensions simples à l'entrée du pont, pour une tension constante du bus continu (v_{dc}). Notons que les deux interrupteurs de chaque bras sont à commande complémentaire.

N^0	S_a	S_b	S_c	v_a	v_b	v_c
0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
2	1	1	0	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$
3	0	1	0	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$
4	0	1	1	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
5	0	0	1	$-v_{dc}/3$	$-v_{dc}/3$	$2v_{dc}/3$
6	1	0	1	$v_{dc}/3$	$-2v_{dc}/3$	$v_{dc}/3$
7	1	1	1	0	0	0

Tableau I.1 : Etats possibles des interrupteurs

De ce tableau, les tensions simples s'expriment en fonction des ordres de commande par la relation ci-dessous :

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \frac{v_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.13)$$

La variation des courants absorbés, dans le cas d'un réseau triphasé équilibré, est alors donnée par les équations du système suivant :

$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - v_a(t) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - v_b(t) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - v_c(t) \end{cases} \quad (I.14)$$

En remplaçant (I.13) dans (I.14) nous obtenons :

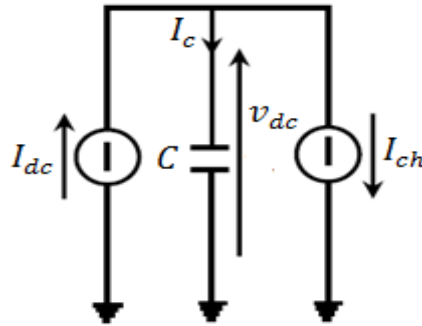
$$\begin{cases} L \frac{di_a}{dt} = e_a(t) - \frac{v_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ L \frac{di_b}{dt} = e_b(t) - \frac{v_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ L \frac{di_c}{dt} = e_c(t) - \frac{v_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (I.15)$$

Cette dernière relation confirme ce que nous venons de dire précédemment, à savoir qu'il est possible de contrôler l'évolution des courants prélevés sur le réseau en agissant sur les ordres de commande. Nous notons également l'existence d'un fort couplage entre ces courants pour la structure retenue dans cette étude (sans fil neutre). De plus, le fonctionnement à facteur de puissance unitaire (la puissance réactive nulle) est obtenu en synchronisant les courants absorbés par rapport aux tensions simples du réseau. D'autre part, la condition pour un fonctionnement valide est donc assurée s'il est possible de contrôler à tout instant, l'état des *IGBT*. Il faut alors que la tension de sortie, v_{dc} soit supérieure à la valeur de la tension composée maximale $e_a(t) - e_b(t)$ par exemple, pour éviter d'avoir le fonctionnement d'un redresseur triphasé à diodes.

Conformément aux lois de Kirchhoff, la connexion directe de deux sources de courant est interdite. Alors, l'insertion d'une capacité entre la sortie du redresseur et la charge est indispensable. La tension aux bornes de cette capacité étant unidirectionnelle, la réversibilité en puissance active est assurée par le courant I_{dc} , qui est bidirectionnel. Le contrôle de puissance réactive se réalise par ajustement du déphasage du courant fondamental absorbé par rapport à la tension du réseau. En fonctionnement redresseur, la tension du bus continu n'est plus imposée

par une source de tension constante. Toutefois, l'amplitude des courants du réseau ne peut pas être réglée indépendamment de la charge connectée sur le bus continu. En effet, la puissance active échangée avec le réseau est directement fonction de l'amplitude de ces courants. Si la composante active du courant absorbé est trop importante, la tension du bus continu va augmenter jusqu'à atteindre un point d'équilibre correspondant à l'égalité des puissances côté alternatif et côté continu. La tension bus continu peut donc atteindre une valeur inacceptable pour les semi-conducteurs. D'un autre côté, si la composante active est trop faible, le condensateur va se décharger et la tension sur le bus continu descendra jusqu'à la valeur crête de la tension entre phases du réseau. Les diodes en parallèles de l'onduleur conduisent alors comme dans un redresseur classique et il n'est plus possible de contrôler les courants ni d'assurer le prélèvement sinusoïdale. [5]

Pour obtenir un bon fonctionnement de l'ensemble, il est indispensable de contrôler la tension du bus continu. Une boucle de régulation de cette dernière doit être mise en place afin de garantir en régime permanent l'égalité des puissances côté alternatif et côté continu. Le schéma équivalent pour le contrôle de cette tension est illustré sur la figure(I.9) :



Figure(I.9) : Circuit équivalent pour le contrôle de la tension bus continu.

Le courant débité par le redresseur est donné en fonction des courants prélevés sur le réseau par l'expression ci-après :

$$I_{dc} = S_a \cdot i_a + S_b \cdot i_b + S_c \cdot i_c \quad (I.16)$$

La présence de ce condensateur du côté continu permet au courant débité par le redresseur de contrôler à la fois le courant de la charge et la tension du bus continu :

$$\frac{dv_{dc}(t)}{dt} = \frac{I_{dc}(t) - I_{ch}(t)}{C} \quad (I.17)$$

A partir de cette équation, si le courant débité par le redresseur est équivalent au courant demandé par la charge, la tension du bus continu reste constante. Si ces deux courants sont différents les deux modes de fonctionnement distincts apparaissent :

$$I_{dc}(t) > I_{ch}(t) \Rightarrow \frac{dv_{dc}(t)}{dt} > 0 \text{ La tension du bus continu augmente (phase de charge).}$$

$$I_{dc}(t) < I_{ch}(t) \Rightarrow \frac{dv_{dc}(t)}{dt} < 0 \text{ La tension du bus continu diminue (phase de décharge).}$$

Avec une commande adéquate du redresseur à *MLI*, il est possible de maintenir la tension du bus continu constante indépendamment de la tension du réseau et du courant de la charge. Il est également possible d'assurer un contrôle dynamique rapide de l'écoulement de puissance et une absorption de courant sinusoïdal (comportement résistif par rapport au réseau).

1.3.2. Structure de Redresseur Utilisant un Hacheur BOOST

Cette structure utilise un hacheur élévateur de type *BOOST* en cascade avec un redresseur monophasé à diodes, reconnue par l'acronyme *PFC* (Power Factor Correction). Il s'agit d'un redresseur en pont à diodes connecté au réseau et attribué d'un étage de correction placé entre la sortie du pont et le récepteur. Cet étage de correction du facteur de puissance basé sur une structure d'hacheur élévateur comprend une inductance, un interrupteur de puissance commandable et une diode de puissance. On force le courant circulant dans l'inductance à suivre une référence sinusoïdale redressée ; en contrôlant la fermeture et l'ouverture de l'interrupteur commandé de puissance ; c'est le principe de prélèvement sinusoïdal. L'amplitude de cette référence est fournie par la boucle d'asservissement de la tension du bus continu, quand la forme sinusoïdale est obtenue par l'intermédiaire d'une *P.L.L* synchronisée avec le réseau d'alimentation. Cette solution assure l'obtention d'un facteur de puissance unitaire pour le terme fondamental au niveau du réseau. Il convient aussi de noter que cette structure est réalisée à partir d'un pont redresseur monophasé. Dans le cas d'un réseau triphasé, un seul interrupteur doit contrôler les trois courants absorbés. Ceci rend la commande très complexe et beaucoup moins performante. [3]

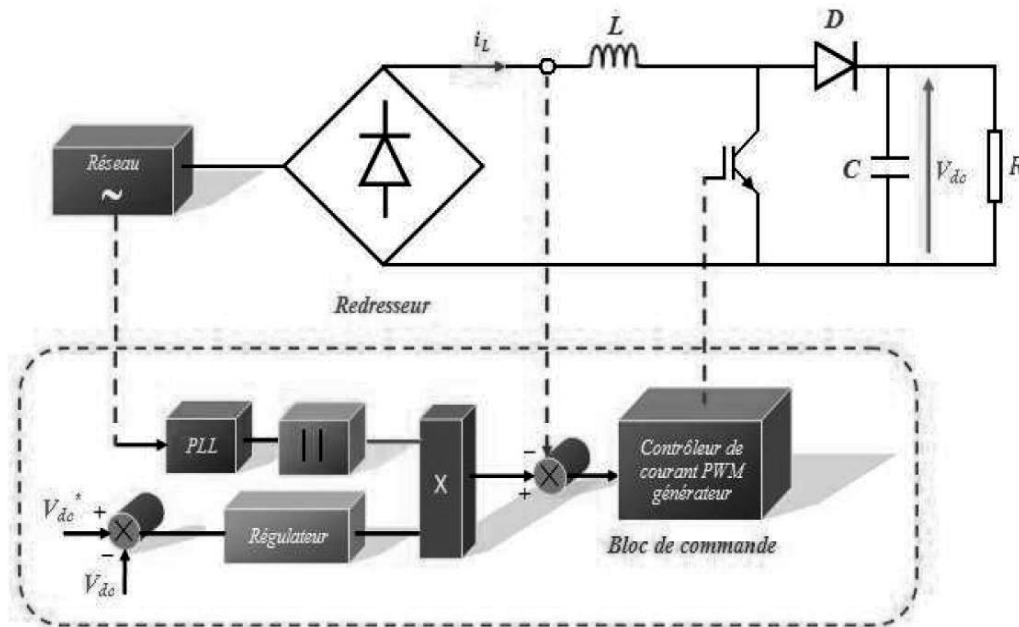


Figure (I.10) : Structure du PFC.

I.3.3. Structures de Redresseurs à Injection de Courant

Suite à des tentatives d'amélioration des performances des redresseurs déjà présents, la structure à injection de courant est apparue. Cette topologie dans le réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et de deux circuits auxiliaires, de modulation et de distribution. Le schéma synoptique de cette structure est représenté sur la figure (I.11). Un circuit de modulation est créé par le procédé de mise en forme des courants à la sortie du pont à diodes et un courant qui est injecté au réseau d'alimentation à l'aide d'un circuit de distribution. L'injection d'un tel courant permet de compenser les paliers à zéro des courants de ligne, inhérents au fonctionnement normal du pont à diodes. Plusieurs variantes de ce type de convertisseur existent actuellement ; elles se distinguent par la nature des circuits de modulation et de distribution qui peuvent être soit passifs, soit actifs. [3]

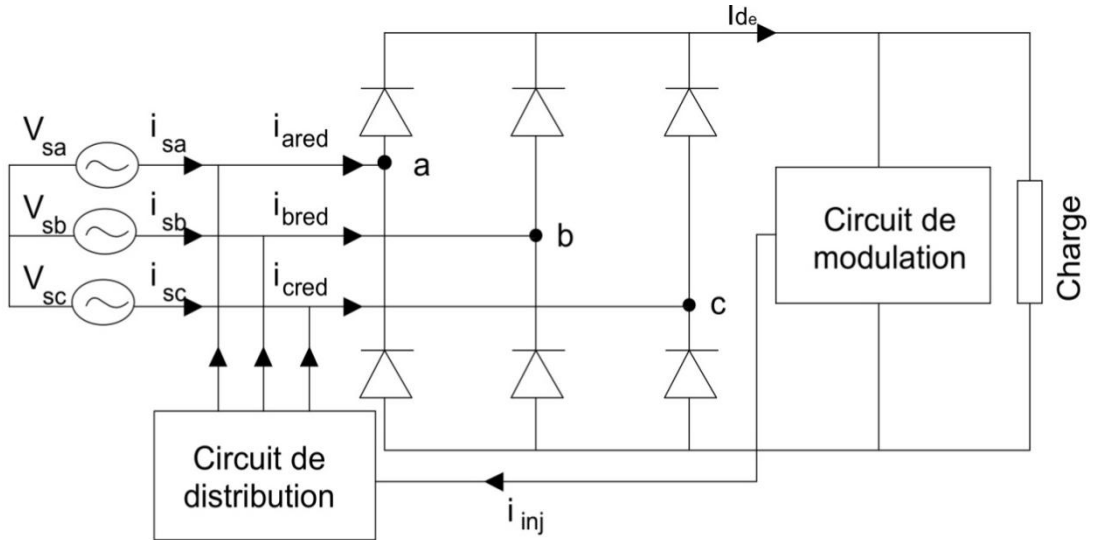


Figure (1.11) : Schéma synoptique d'un redresseur triphasé à injection de courant.

1.3.4.Redresseur de Vienne

Cette structure est basée sur la combinaison d'un pont à diodes triphasées et d'un hacheur élevé, le redresseur triphasé trois niveaux à trois interrupteurs a été développé à l'université technique de Vienne en 1992. Le redresseur est généralement présenté dans la littérature par la structure de la figure (1.12).

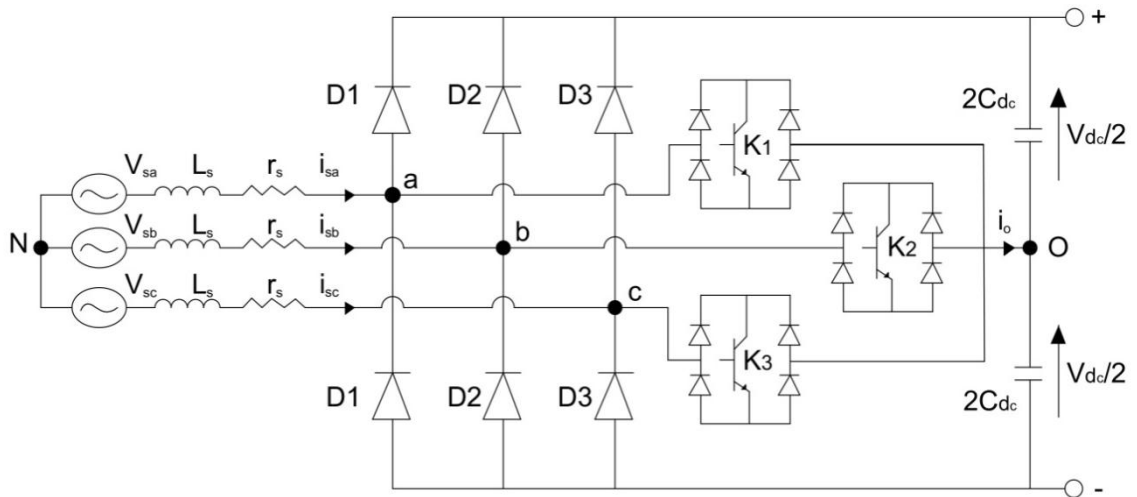


Figure (1.12) : Topologie du redresseur triphasé de Vienne

Cependant, l'arrangement des interrupteurs bidirectionnels tel que dans la configuration de la figure (1.13) permet de diminuer les pertes par conduction et d'améliorer ainsi le rendement du convertisseur.

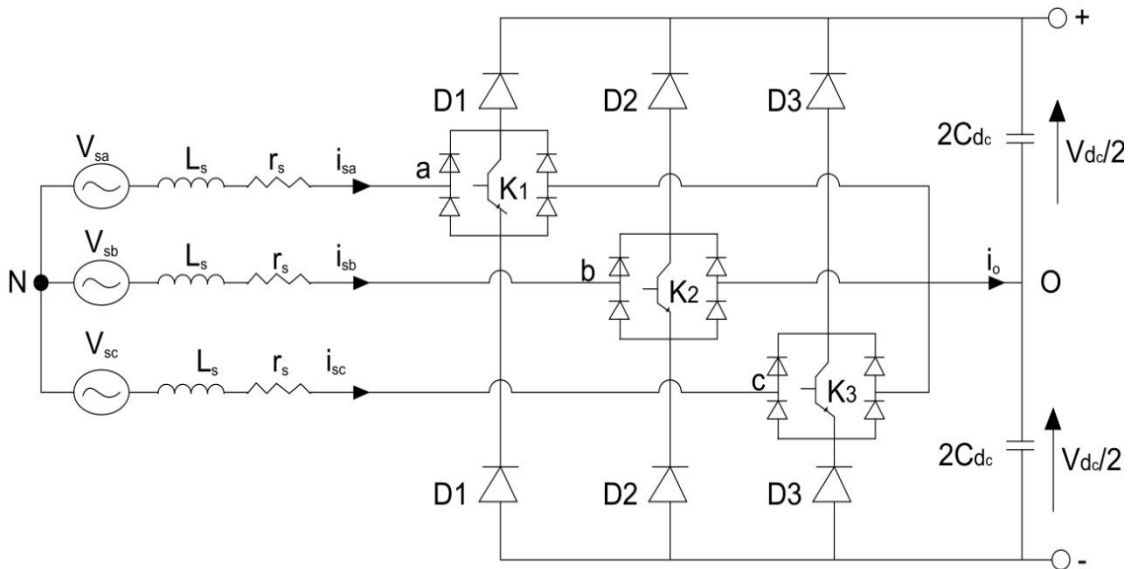


Figure (I.13) : Topologie du redresseur triphasé de Vienne avec arrangement des interrupteurs

L'insertion des interrupteurs actifs dans chaque bras du pont triphasé permet d'éviter l'apparition des harmoniques basses fréquences de courants, typiques au redressement unidirectionnel. A cette caractéristique s'ajoutent de nombreux autres avantages, dont principalement : [3]

- La possibilité de mise en forme sinusoïdale du courant pour un déphasage courant – tension situé entre $\pm 30^\circ$, ce qui rend ce circuit très souhaitable pour la correction du facteur de puissance.
- La présence de trois niveaux de tension à l'entrée du convertisseur $\{+v_{dc}/2, 0, -v_{dc}/2\}$. En comparaison avec les convertisseurs à deux niveaux, ceci réduit significativement le niveau d'harmoniques de courants, et par suite la taille des filtres et les interférences électromagnétiques (*EMI*).
- La réduction des tailles des éléments réactifs (inductances et capacités), d'où une meilleure densité de puissance et/ou un meilleur rendement massique du convertisseur.
- L'obtention de deux sources de tensions continues et réglables.
- La réduction des tensions de blocage à la moitié grâce à la présence du point milieu capacitif ; ainsi réduisant les pertes par commutation et permettant d'utiliser des *IGBTs* ou des *MOSFETs* à faibles tensions de blocage.
- La configuration du circuit lui acquiert une haute fiabilité contre les erreurs de commande et les risques de court-circuit.

Le redresseur présente également les inconvénients suivants :

- Un flux non inversible de puissance.
- Une modulation en tension limitée à un rang bien précis.
- Des efforts et coûts d'assemblage relativement élevés. [3]

1.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les différents ponts redresseurs triphasés (redresseur à diode, redresseur à thyristor, redresseur à diode et thyristor et redresseur à *IGBT*) et leurs topologies ainsi que leurs avantages et inconvénients. Pour le chapitre suivant nous allons étudier les différentes commandes existant concernant le pont redresseur *MLI* de tension.

Chapitre II :
Stratégies de commande des
ponts redresseurs

II.1. INTRODUCTION

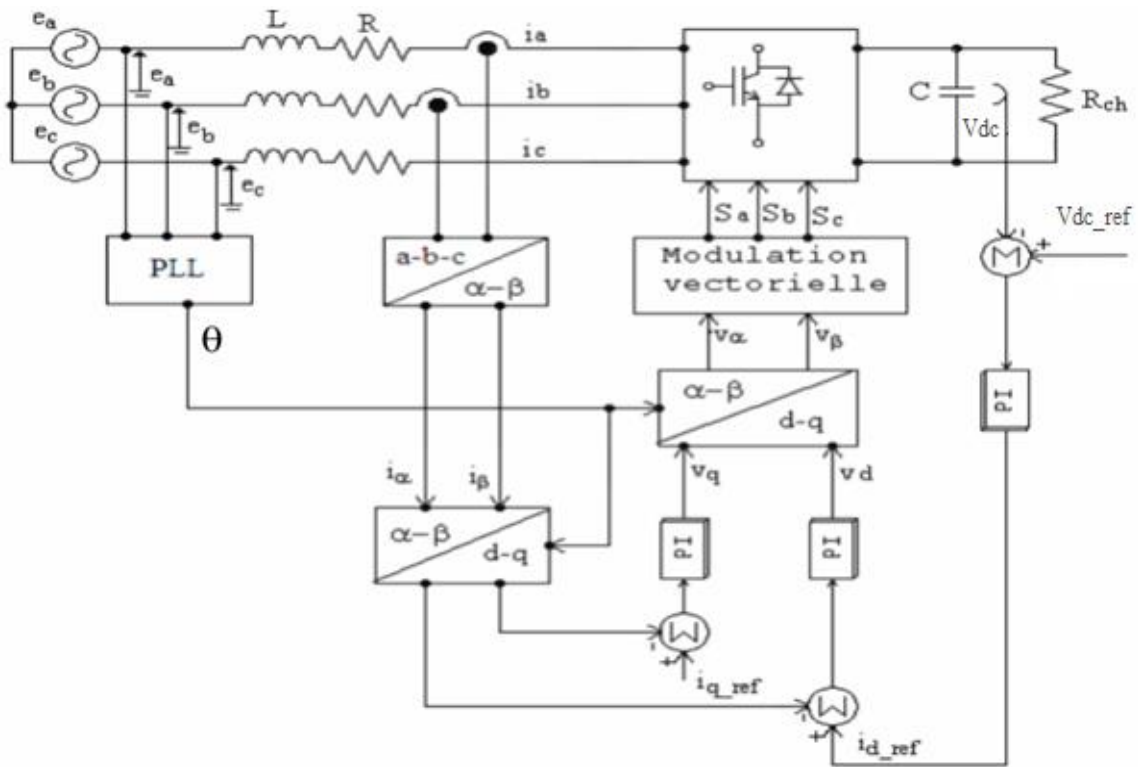
Récemment, il y a eu un développement important des techniques de contrôle actives des redresseurs à *IGBT* et/ou *MOSFET*. Cette tendance est due principalement aux pollutions harmoniques provoquées par les ponts redresseurs classiques dite à diodes. Ce développement a engendré l'apparition de plusieurs topologies dont quelques-unes ont été décrit dans le chapitre 1. Dans ce chapitre nous allons présenter les différentes stratégies de commande utilisée par les ponts redresseurs *IGBT* et/ou *MOSFET* à savoir : la commande à tension orienté (*VOC*) qui assure des performances dynamiques et statiques élevées, le contrôle Directe de puissance (*DPC*) qui est issu de la boucle de régulation de la puissance active et réactive instantanée et dont aucune boucle de régulation interne est présent, le Contrôle à Flux Orientée (*VFOC*) et la commande en courant.

II.2. Stratégie de commande des ponts redresseurs

Concernant les ponts redresseurs à *IGBT* et/ou *MOSFET*, plusieurs stratégies de contrôle existent. Parmi eux nous pouvons citer :

II.2.1. Commande à tension orienté (VOC)

Le principe de la commande à tension orienté (*VOC*), est basée sur la transformation du système dans les coordonnées tournant *d-q* en utilisant un détecteur de phase qu'on connaît sous le nom de *P.L.L*, qui est constitué d'un régulateur *PI* pour déterminer la vitesse angulaire ω puis d'un oscillateur pour déterminer $\theta = \omega t$. Ce système de détection de phase garantie le suivie de phase d'un signal généré par rapport à la tension du réseau électrique. Nous avons également dans cette commande trois régulateurs. Deux pour le contrôle des courants dans les coordonnées *d-q* et un pour le contrôle de la tension à la sortie du pont redresseur. Le système complet de la commande à tension orientée (*VOC*) est montré dans la figure suivante [6] :



Figure(II.1) : Schéma fonctionnel de la commande VOC [12]

La particularité de cette commande est le contrôle du courant qui est basée sur la transformation du système dans les coordonnées $(d-q)$, comme le montre l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (II.1)$$

Les courants i_α et i_β sont obtenus en utilisant la transformation de Concordia des trois courants d'entrée du pont redresseur à *IGBT* et/ou *MOSFET* (i_a, i_b, i_c). En utilisant les régulateurs *PI* nous obtenons à la sortie des tensions V_d et V_q . Ensuite, une transformation inverse du repère $(d-q)$ vers le repère $(\alpha-\beta)$ est réalisée, afin d'obtenir [6] :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

Les tensions obtenues permettront via une *MLI* ou une hystérésis de contrôler les interrupteurs du pont redresseur.

II.2.2. Commande à Flux Virtuel Orienté VFOC

La méthode d'estimation du flux de la commande à flux virtuel orienté *VFOC* était utilisée pour améliorer la technique de commande à tension orienté *VOC*. Cette technique permet de remplacer la *P.L.L* par un estimateur de flux car il est moins sensible aux perturbations.

Afin d'identifier le flux virtuel, la tension du réseau et les inductances du filtre sont considérées comme des grandeurs d'un moteur alternatif virtuel comme le montre la figure suivante [4] :

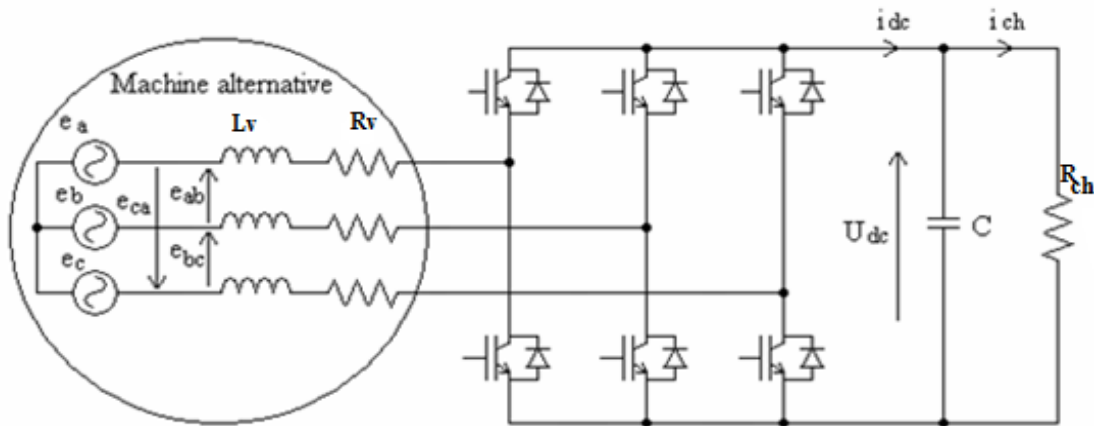


Figure (II.2) : Schéma d'un redresseur triphasé avec la partie alternative

Ainsi, L_v et R_v représentent l'inductance et la résistance du stator du moteur virtuel et donc les tensions composées du réseau électrique seront induites par un flux virtuel.

En se basant sur la mesure de la tension du bus continu et les états des interrupteurs du convertisseur, les tensions du pont redresseur seront estimées dans les coordonnées $(\alpha - \beta)$ comme suite :

$$\begin{cases} v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (II.3)$$

Ainsi, les composantes du flux virtuel dans le système de coordonnées $(\alpha - \beta)$ seront décrit par les deux expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Psi_{\alpha} = \int (v_{\alpha} + L \frac{di_{\alpha}}{dt}) dt \\ \Psi_{\beta} = \int (v_{\beta} + L \frac{di_{\beta}}{dt}) dt \end{cases} \quad (II.4)$$

Ce qui nous donne l'angle de déplacement du vecteur de flux virtuel $\bar{\psi}$:

$$\begin{cases} \sin \gamma_{\psi} = \Psi_{\alpha} / \sqrt{(\Psi_{\alpha})^2 + (\Psi_{\beta})^2} \\ \cos \gamma_{\psi} = \Psi_{\beta} / \sqrt{(\Psi_{\alpha})^2 + (\Psi_{\beta})^2} \end{cases} \quad (II.5)$$

Sachant que le vecteur du flux virtuel est en retard au vecteur de tension de 90° et pour qu'un facteur de puissance soit unitaire, alors la composante d du vecteur de courant \bar{i} doit être nul. Ainsi, pour un flux virtuel orienté, les tensions dans l'axe d - q s'écrivent : [4]

$$\begin{cases} e_q = L \frac{di_q}{dt} + V_q + \omega \cdot L \cdot i_d \\ 0 = L \frac{di_d}{dt} + V_d - \omega \cdot L \cdot i_q \end{cases} \quad (II.6)$$

Ce qui nous donne pour $i_d = 0$:

$$\begin{cases} e_q = L \frac{di_q}{dt} + V_q \\ 0 = V_d - \omega \cdot L \cdot i_q \end{cases} \quad (II.7)$$

En remplaçant la $P.L.L$ par cette méthode d'estimation du flux, nous obtenons alors le schéma de commande à flux virtuel orienté ($VFOC$) est comme suite :

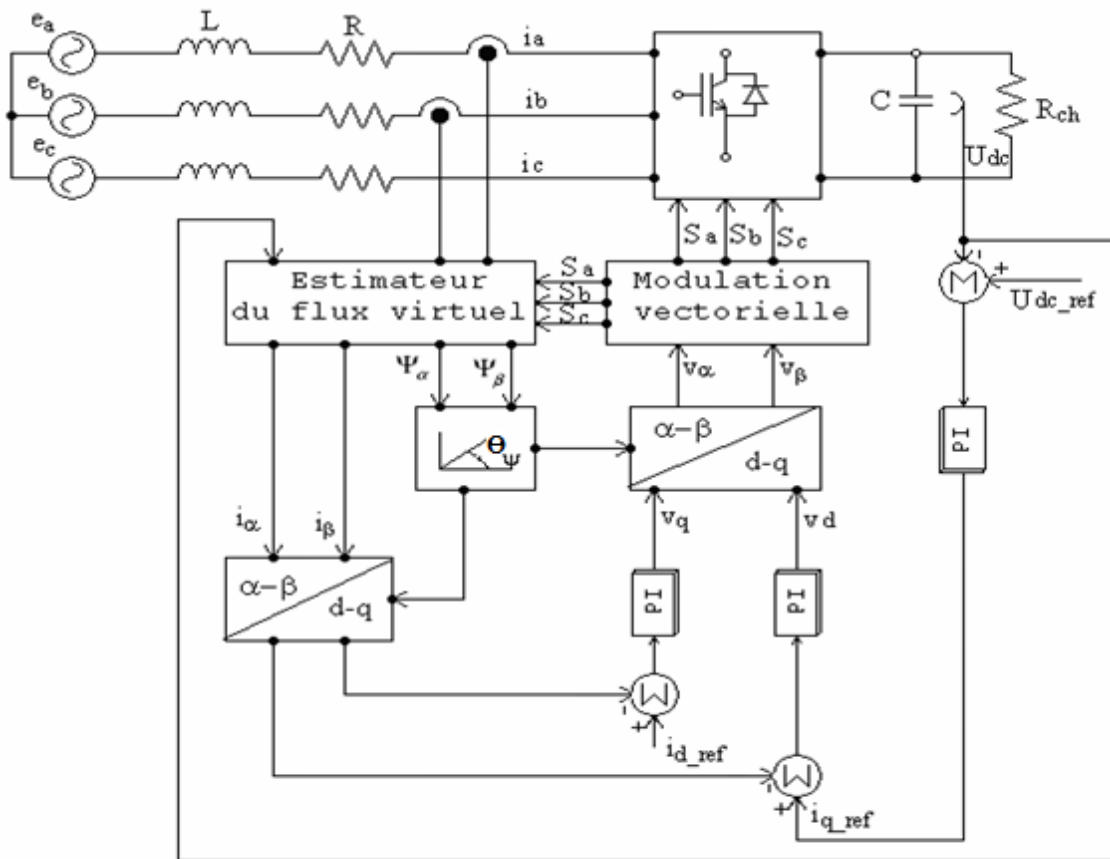


Figure (II.3) : Schéma fonctionnel de la commande à flux virtuel orienté (VFOC). [12]

Nous remarquons que les deux commandes se ressemblent et que le seul composant qui change est la *P.L.L.* Ce changement permet une amélioration de la commande du pont redresseur alimenté par des tensions du réseau idéal ou perturbé, parce que l'estimateur fonctionne comme un filtre passe bas grâce à l'intégrateur utilisé dans le flux. Cette technique présente une bonne performance dynamique qui est un avantage certain [4]. D'autre part, elle présente quelques inconvénients qui sont :

- l'existence de couplage entre les composantes actives et réactives du courant,
- la transformation de coordonnées, et les contrôleurs *PI* sont exigés comme pour la commande *VOC* [7].

II.2.3. Commande Direct de Puissance (DPC)

La commande direct de puissance a pour but d'éliminer le bloc de modulation de largeur d'impulsion et les boucles de régulations internes des variables i_d et i_q présent dans les deux commande *VOC* et *VFOC*, en les remplaçant par une table de commutation prédéfinie, dont les entrées sont les erreurs de suivi de référence des grandeurs contrôlées et la sortie est le vecteur de commande. La première application développée dans cet axe était la commande des machines électriques à vitesse variable alimentées par un onduleur à *MLI* triphasé. La structure de commande était connue sous le nom de commande direct de couple (*DTC*). Le flux statorique et le couple électromagnétique sont contrôlés directement sans aucun bloc de modulation. La ressemblance entre une machine électrique, alimentée par un onduleur de tension triphasé, et le redresseur à *MLI* triphasé connecté au réseau, a permis l'apparition d'une technique de commande analogue au *DTC*, appelée commande direct de puissance (*DPC*) utilisée pour le contrôle direct des puissances instantanées active et réactive du redresseur à *MLI* triphasé sans capteurs de tension du réseau. Le but commun de ce contrôle était d'assurer le prélèvement de courants sinusoïdaux tout en garantissant un facteur de puissance unitaire avec un contrôle découplé des puissances active et réactive. Il existe deux types de commande dite *DPC* à savoir :[8]

☞ *Commande DPC avec table de commutation prédéfinie*

La structure globale du *DPC* utilisant une table de commutation prédéfinie, appliqué au pont redresseur à *MLI* triphasé est illustrée sur la figure (II.4). Elle est analogue à celle de la commande directe de couple (*DTC*) des machines à induction. Au lieu de commander un couple et un flux statorique, nous commandons les puissances instantanées actives et réactives. Le principe du *DPC* consiste à sélectionner une séquence d'ordre de commutation (S_a, S_b, S_c) des semi-conducteurs constituant le redresseur à *MLI*, à partir d'une table de commutation. La sélection s'effectue sur la base des erreurs numérisées, d_p et d_q , entre les références des puissances active et réactive ($P_{réf}$ et $Q_{réf}$) et les valeurs réelles (P et Q), fournies par deux comparateurs à hystérésis à deux niveaux, ainsi que sur la position angulaire du vecteur des tensions du réseau. Pour ce dernier, le plan (α - β) est divisé en douze secteurs égaux. Chacune des séquences de commande (S_a, S_b, S_c) correspond à un vecteur de tension à l'entrée du redresseur [8].

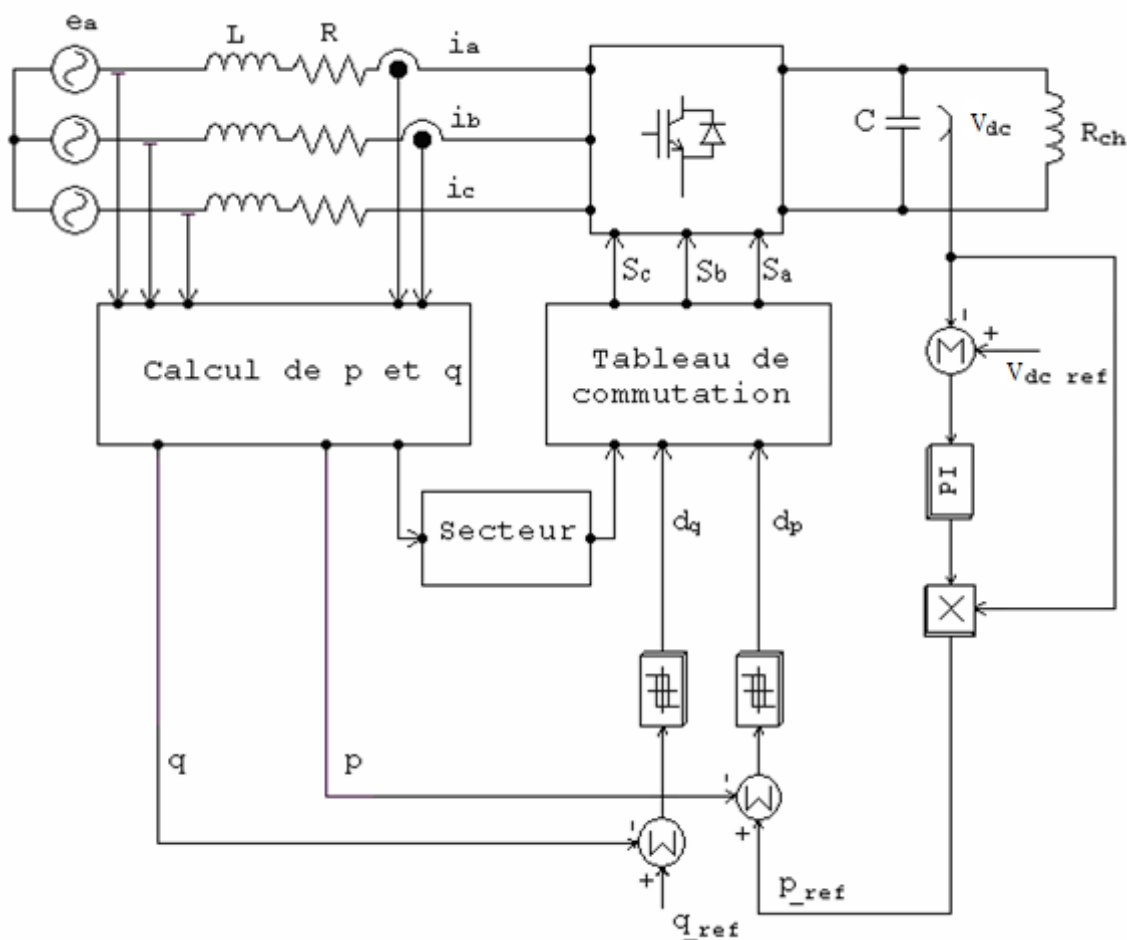
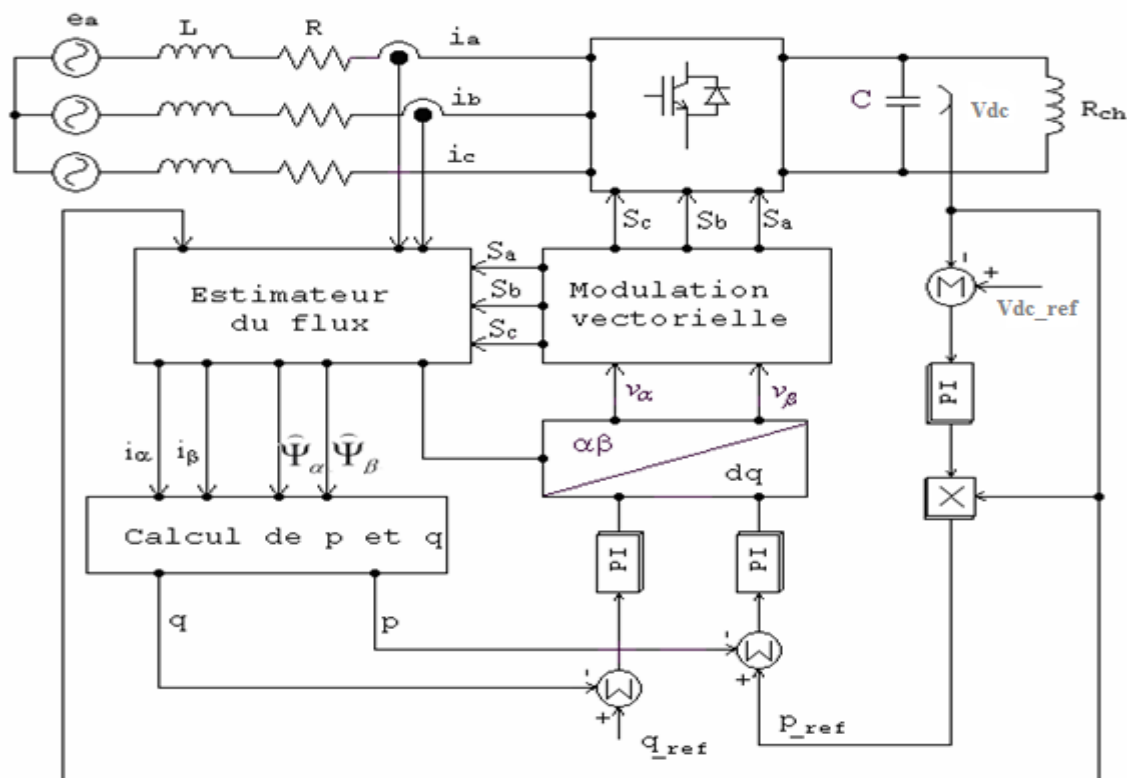


Figure (II.4) : Schéma bloc d'un redresseur connecté au réseau avec une charge résistive avec le DPC classique.

Pour toute structure du *DPC*, le contrôle de la tension du bus continu V_{dc} , s'effectue par ajustement de la puissance active instantanée. L'objectif du *DPC* est de permettre au redresseur à *MLI* d'échanger avec le réseau électrique des puissances instantanées actives et réactives constantes, tout en garantissant un contrôle découplé de ces dernières. Ainsi, la référence de la puissance active est fournie par le régulateur PI de la tension du bus continu tandis que celle de la puissance réactive provient de la référence, afin d'assurer un fonctionnement du redresseur avec un facteur de puissance unitaire.

☞ *DPC avec modulation vectorielle*

Les inconvénients du *DPC* classique peuvent être éliminés en utilisant un modulateur de tension (au lieu d'un tableau de commutations) pour pouvoir travailler à fréquence de commutation constante. Dans ce cas, le schéma bloc de la commande Directe de Puissance avec modulation vectorielle (en anglais Direct Power Control with Space Vector Modulation) peut être illustré dans la figure (II.5) :



Figure(II.5) : Schéma bloc d'un redresseur MLI avec le DPC avec modulation vectorielle.

Ces modifications permettent de travailler à une fréquence de commutation constante avec une fréquence d'échantillonnage et une inductance plus réduites. Cela est dû au fait que la dynamique du courant est déjà limitée par le modulateur.

La commande Directe de Puissance avec modulation vectorielle a été proposée pour le contrôle de puissance en applications mono-fréquentielles car il est composé d'un seul correcteur *PI* en repère tournant. Cependant, si la bande passante du correcteur est suffisamment large, il peut être utilisé pour des applications multi-fréquentielles pas trop exigeantes [6].

II.2.4. Commande en courant

Le contrôle du courant par hystérésis (Hystérésis Current Control : *HCC*) consiste à maintenir le courant dans une bande enveloppant sa référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation aux interrupteurs.

Cette commande ressemble à la commande *VOC*, à la seule différence est qu'il n'y a pas de régulateurs *PI* à la sortie des courants dans le repère $(\alpha-\beta)$. Ainsi, le schéma bloc de cette commande est représenté dans la figure suivante : [10]

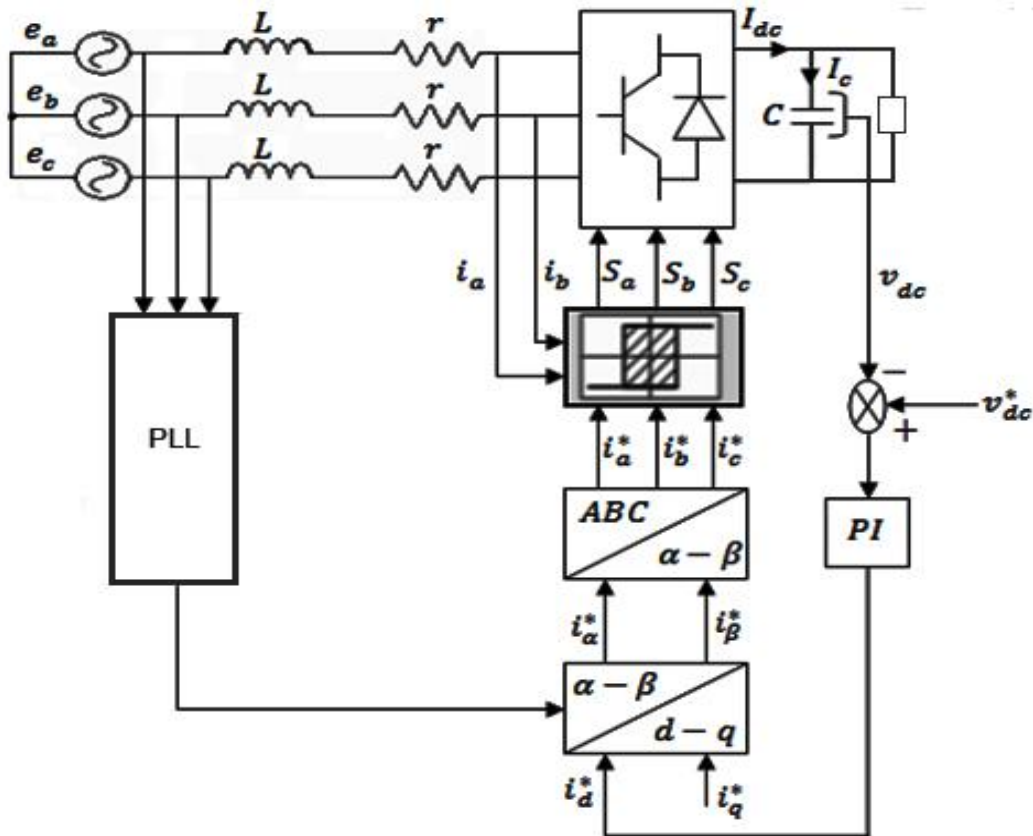


Figure (II.6) : Commande de courant.

Cette technique de contrôle fait partie des commandes non linéaires parce qu'elle fonctionne en tout ou rien. Elle est bien connue et présente de gros avantages au niveau de la robustesse et de la simplicité de mise en œuvre. Elle possède un temps de réponse rapide en régime dynamique, une stabilité et une précision satisfaisante et de plus limite automatiquement le courant. Le seul paramètre de régulation dans cette commande est la largeur de la bande d'hystérésis qui détermine l'erreur sur les courants et la fréquence de commutation bien que cette dernière reste inconnue et variable. La technique de régulation par bande hystérésis est une des méthodes les plus appropriées pour les différentes applications d'onduleurs contrôlés en courant telles que les entraînements électriques et les filtres actifs [11].

II.3. Comparaison et discussions entre ces commandes

Les différentes stratégies de commande des ponts redresseurs à IGBT peuvent être regroupées dans le tableau suivant (III.1) afin de montrer les avantages et inconvénient de chacun d'eux [9].

TECHNIQUE	AVANTAGES	INCONVENIENTS
VOC	<ul style="list-style-type: none"> ✧ Filtre d'entrée de conception plus facile ✧ Stratégies avancées de PWM peuvent être utilisés 	<ul style="list-style-type: none"> ✧ Transformation de coordonnées et de découplage entre les composants actifs et réactives est requise ✧ Algorithme complexe ✧ Facteur de puissance inférieur à celui des DPC
DPC	<ul style="list-style-type: none"> ✧ Aucune boucle de courant de régulation ✧ Bonne dynamique ✧ Algorithme simple ✧ Commande découplé de puissance active et réactive ✧ Variables instantanées avec toutes les composantes harmoniques estimées (améliorer le facteur de puissance et d'efficacité) ✧ Très bon facteur de puissance 	<ul style="list-style-type: none"> ✧ Inductance élevée ✧ fréquence d'échantillonnage très élevée ✧ nécessité un microprocesseur très rapide.
VFOC	<ul style="list-style-type: none"> ✧ fournit un contrôle amélioré de redresseur sous condition de tension non idéal. ✧ fréquence de commutation constante ✧ fréquences d'échantillonnage et des inductances petites ✧ réponse très rapide 	<ul style="list-style-type: none"> ✧ Transformation de coordonnées et de découplage entre les composants actifs et réactives est requise. ✧ Algorithme complexe
Commande de courant	<ul style="list-style-type: none"> ✧ réponse dynamique rapide ✧ bonne précision ✧ robustesse 	<ul style="list-style-type: none"> ✧ Fréquence de commutation variable

Tableau(II.1) : Avantages et inconvénients des différentes commandes.

II.3.Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre quelques une des techniques de commande des ponts redresseurs à *IGBT* et/ou *MOSFET* en se concentrant sur leurs principes de fonctionnement, leurs avantages et leurs inconvénients. Dans le prochain chapitre nous allons choisir deux commandes que nous allons étudier en détail avec une présentation des résultats de simulation obtenus.

Chapitre III :

*Etude et simulation de deux
commandes pour pont
redresseurs à IGBT et/ou
MOSFET*

III.1.Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons présenté les différentes stratégies de commande utilisées pour les ponts redresseurs à *IGBT*. Dans ce chapitre nous allons présenter en détail chaque partie constituant chacune des deux commandes que nous avons réalisées en simulation puis présenter les résultats de simulation obtenus.

III.2.Commande à tension orienté (VOC)

Commençons par la présentation d'un pont redresseur à *IGBT* utilisant la commande en courant. Soit la figure suivante représentant le schéma complet du système :

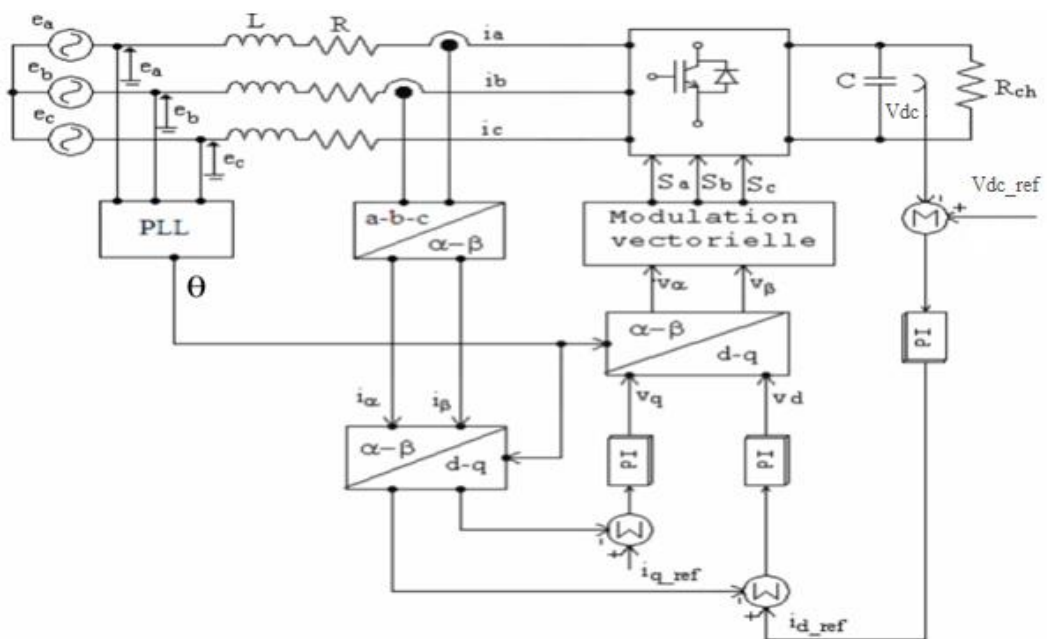


Figure (III.1) : Schéma fonctionnel de la VOC

La première chose que nous remarquons dans cette commande est l'utilisation de la *P.L.L.* Elle est couramment utilisée dans les commandes de pont redresseur à *IGBT* et/ou *MOSFET*. D'un point de vue théorique, le principe de la *P.L.L.* est simple à étudier même dans un environnement perturbé, à savoir en présence d'harmonique ou un déséquilibre [14].

III.2.1 P.L.L (Phase Locked loop)

Nous avons choisi pour notre commande d'utiliser une *P.L.L* robuste présentée par [14]. Son principe de fonctionnement est le suivant :

Supposons que les trois tensions à l'entrée du pont redresseur ne sont pas sinusoïdales. Alors il est important d'utiliser un filtre pour éliminer les harmoniques. Pour ce faire, nous allons utiliser un filtre dit multi variable proposé dans [14], dont l'expression est donnée comme suite :

$$\begin{cases} \hat{x}_\alpha(s) = \frac{K}{s} [x_\alpha(s) - \hat{x}_\alpha(s)] - \frac{w_c}{s} \hat{x}_\beta(s) \\ \hat{x}_\beta(s) = \frac{K}{s} [x_\beta(s) - \hat{x}_\beta(s)] + \frac{w_c}{s} \hat{x}_\alpha(s) \end{cases} \quad (III. 1)$$

De ces deux expressions nous obtenons le filtre sélectif multi variable :

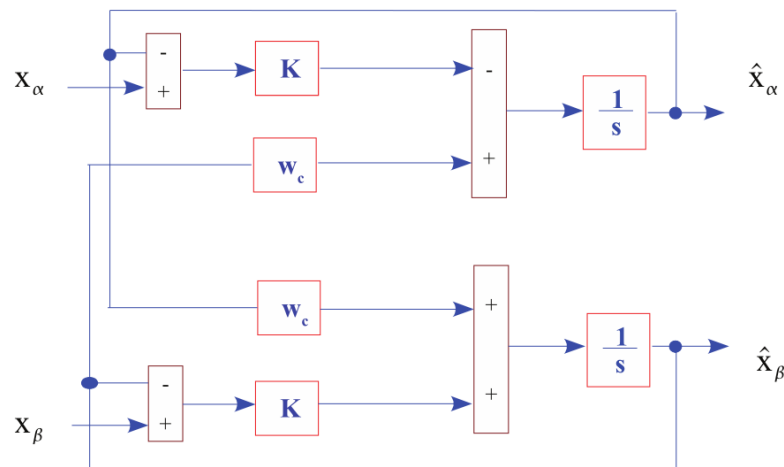


Figure (III.2) : Schéma du filtre multi variable

Afin, d'incorporer le filtre multi variable, il est nécessaire d'utiliser la transformée de Concordia afin de changer de repère d'un système triphasé a-b-c à un système biphasé α - β selon l'expression :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (III. 2)$$

Puis à la sortie du filtre nous faisons une seconde transformation dans le repère d - q en utilisant l'expression :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$$

Nous obtenons :

$$V_d = \sqrt{3}V_m \sin(\theta - \hat{\theta}) \quad (III. 3)$$

En supposant que $(\theta - \hat{\theta})$ soit petit, alors, l'expression (III. 3) peut être réécrite :

$$V_d = \sqrt{3}V_m(\theta - \hat{\theta}) \quad (III. 4)$$

En posant la pulsation angulaire $\hat{\omega}$ égale à :

$$\hat{\omega} = F_r(s)\sqrt{3}V_m(\theta - \hat{\theta}) \quad (III. 5)$$

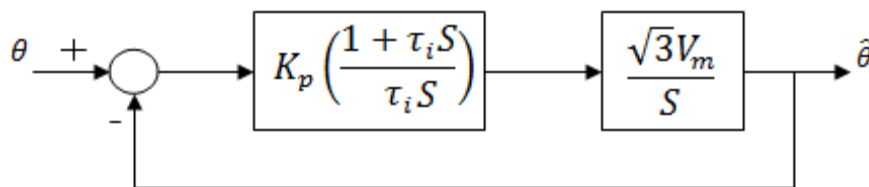
Avec la fonction de transfert du correcteur *PI*, donnée par l'expression suivante :

$$F_r(s) = FT_{PI}(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \quad (III. 6)$$

Ainsi, la position angulaire a pour expression :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{s} \hat{\omega} \quad (III. 7)$$

Nous obtenons donc le modèle simplifié de la *P.L.L*, illustré sur la figure suivante :



Figure(III.3) : schéma simplifié de la *P.L.L* classique.

La fonction de transfert de ce système est donnée par:

$$\frac{\hat{\theta}}{\theta} = \frac{\sqrt{3}V_m K_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \frac{1}{s}}{1 + \sqrt{3}V_m K_p \left(\frac{1 + \tau_i s}{\tau_i s} \right) \frac{1}{s}} \quad (III.8)$$

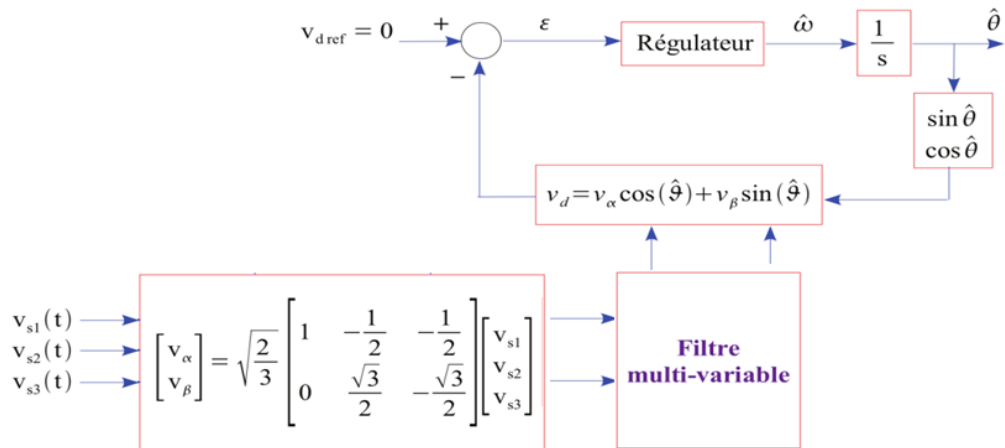
Il s'agit d'un second ordre identifiable à :

$$F(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (III.9)$$

Ce qui nous permet d'en déterminer :

$$K_p = \frac{2\xi\omega_n}{\sqrt{3}V_m} \quad \text{Et} \quad \tau_i = \frac{2\xi}{\omega_n}$$

Nous avons ainsi le schéma complet de la *P.L.L* comme suite :



Figure(III.4) : schéma complet de la *P.L.L*

Lors de la simulation d'une *P.L.L* discrète en utilisant Simulink de *MATLAB*, nous avons obtenu le résultat suivant :

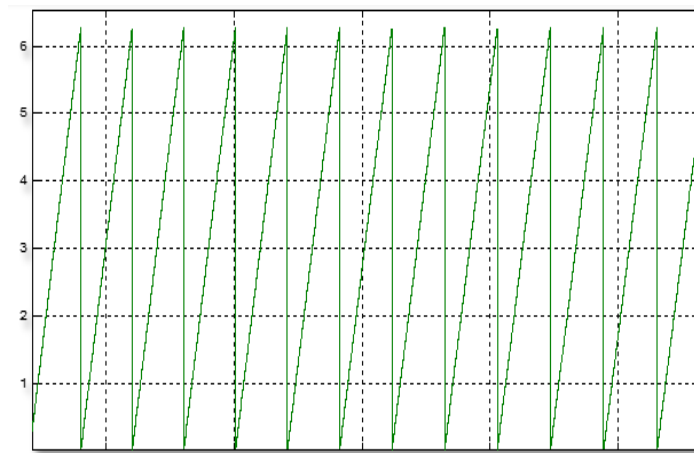


Figure (III.5) : représentation de θ à la sortie de la *P.L.L*

Nous remarquons que notre *P.L.L* génère correctement θ .

Après avoir étudié la *P.L.L*, revenons dans notre schéma de la commande *VOC*, nous remarquons dans cette commande qu'il y a trois parties de régulation.

Avant d'étudier les régulateurs nous devons comprendre comment le système fonctionne. Ainsi, si nous reprenons notre système :

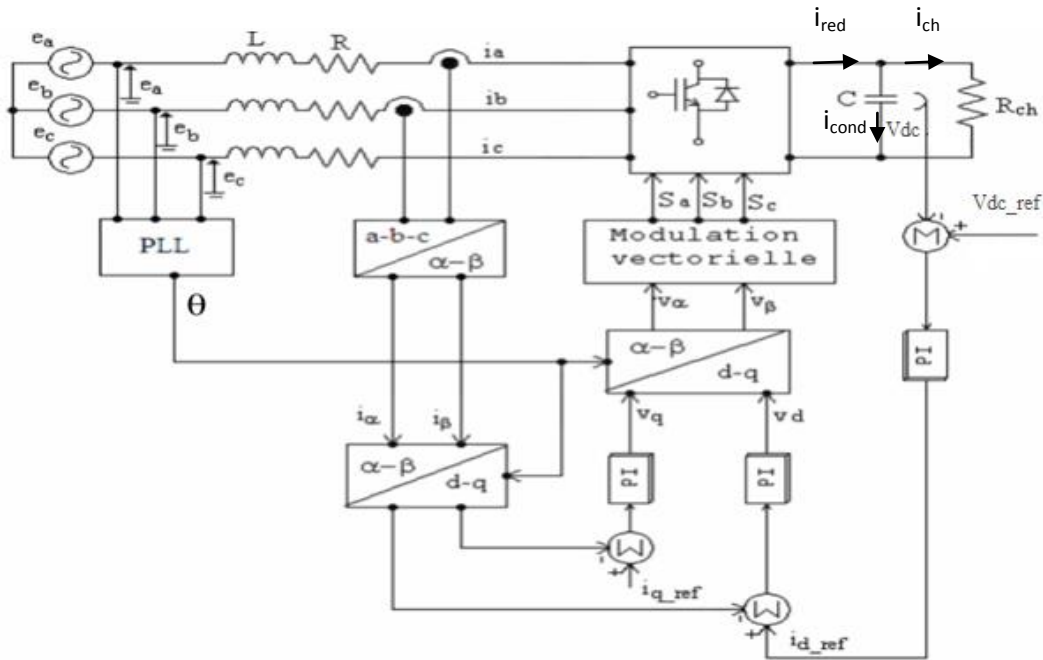


Figure (III.6) : Schéma fonctionnel de la VOC

La loi des nœuds permet d'écrire $i_{red}=i_{cond}+i_{ch}$. L'équation des puissances est déduite directement à partir de l'équation des courants en multipliant tous les termes par V_{dc} ce qui donne l'expression $P_{red}=P_{cond}+P_{ch}$. En négligeant les pertes dans les convertisseurs, la puissance côté alternatif est le même que celle du côté continu, ce qui nous donne $P=P_{red}=P_{cond}+P_{ch}$. Avec $P = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q)$. En orientant la tension sur l'axe d nous obtenons $V_q=0$, nous obtenons alors $P = \frac{3}{2}(v_d i_d)$. Ce qui nous donne la figure suivante :

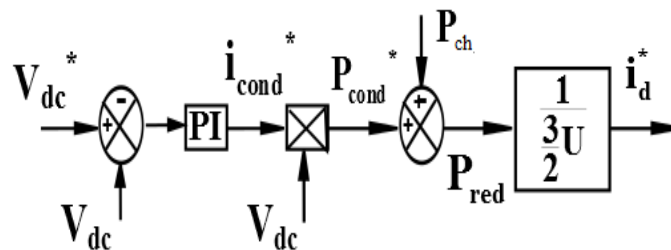


Figure (III.7) : Schéma de commande

De plus, la loi de Kirchhoff de notre système, nous permet d'obtenir :

$$[e_k]=R.[i_k]+L\frac{d}{dt}[i_k]+ [V_{mk}] \tag{III. 10}$$

Avec: $k=1, 2, 3$

En plaçant les équations de tension dans le repère $d-q$ nous obtenons :

$$\begin{cases} e_d = R \cdot i_d + L \frac{di_d}{dt} + v_d - \omega \cdot L \cdot i_q \\ e_q = R \cdot i_q + L \frac{di_q}{dt} + v_q + \omega \cdot L \cdot i_d \end{cases} \quad (III. 11)$$

En observant cette équation, nous remarquons un autre problème qui apparaît, à savoir un couplage entre les tensions dans les axes (d - q), ce qui implique qu'une variation sur i_d provoque une variation sur i_q et vice versa. Ainsi, le découplage entre l'axe d et q est alors nécessaire et peut être réalisé en introduisant les variables h_d et h_q [4] :

$$\begin{cases} h_d = e_d - v_d - \omega L i_q = L \frac{di_d}{dt} + R \cdot i_d \\ h_q = e_q - v_q - \omega L i_d = L \frac{di_q}{dt} + R \cdot i_q \end{cases} \quad (III. 12)$$

Le système d'état du système découplé est alors présenté comme suite :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_d \\ h_q \end{bmatrix} \quad (III. 13)$$

Il est alors possible de commander indépendamment les composants du courant i_d et i_q par action sur les variables h_d et h_q , ce qui simplifie le dimensionnement des régulateurs.

A partir de ces équations, on établit le schéma de principe de contrôle des courants dans le filtre RL figure (III. 8) :

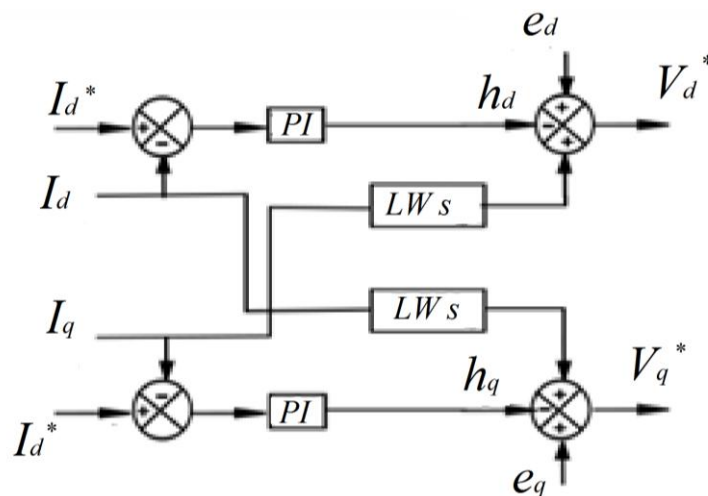


Figure (III. 8) : contrôle des courants dans le filtre RL

III.2.2. Régulation

Nous allons maintenant étudier les trois régulateurs de notre système.

☞ Régulateur de la tension continue de notre condensateur

Afin d'assurer le bon fonctionnement du système, la tension à la sortie du pont redresseur doit être constante. En sachant que la loi de commande de notre bus continu est égale à :

$$\frac{V_{dc}(s)}{i(s)} = \frac{1}{Cs}$$

Ce qui nous donne la figure suivante :

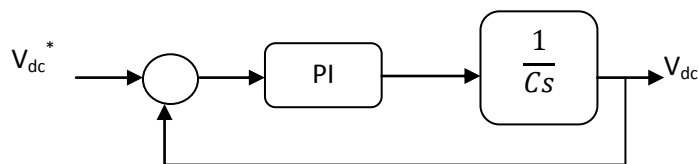


Figure (III. 9) : Boucle de régulation de la tension cotée continu

Concernant le *PI* nous avons choisi une structure série pour le régulateur *PI* comme le montre la figure suivante :

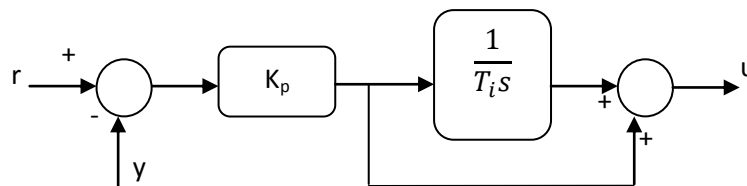


Figure (III. 10) : Structure du régulateur *PI*

L'avantage de cette structure est qu'elle permet d'avoir l'influence de K_p également sur l'expression de l'intégrateur.

Afin de fixer les paramètres de notre régulateur nous avons fixé un cahier de charge comme suit :

- ✓ Le système contient déjà un intégrateur observé dans l'expression $\frac{1}{Cs}$ ce qui nous donne une erreur de position égale à zéro pour une entrée échelon.
- ✓ De plus si nous utilisons un autre régulateur *PI* nous aurons un autre intégrateur ce qui nous donnera une erreur de vitesse égal à zéro pour une entrée rampe.

- ✓ Nous devons choisir en général une marge de phase entre 45° et 60° pour la stabilité du système.
- ✓ Avoir un temps de réponse le plus rapide possible.

En faisant le tracé de *Bode* en boucle ouverte de notre système non corrigé, nous obtenons la figure suivante :

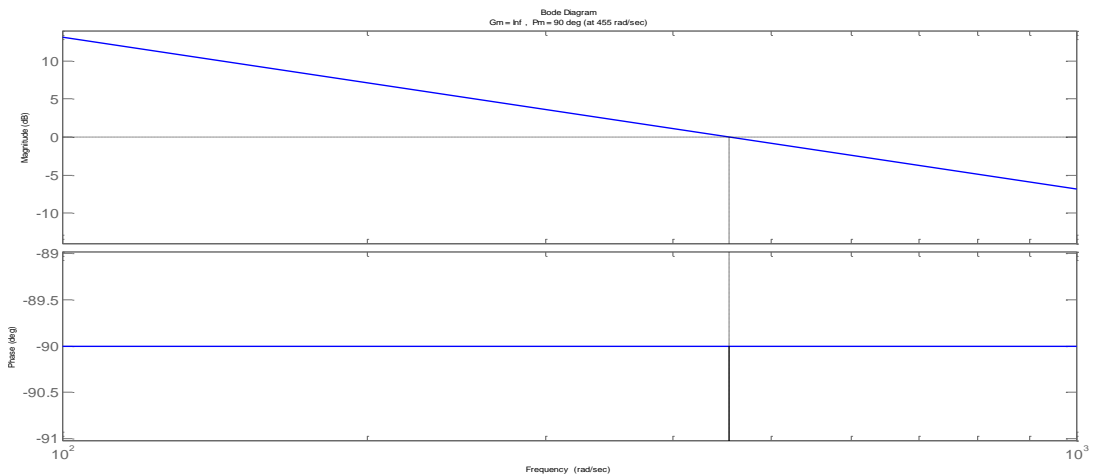


Figure (III. 11) : Tracé de Bode en boucle ouverte de notre système non corrigé

Nous remarquons de cette figure que nous avons une phase de -90° due au système qui est un intégrateur.

En introduisant notre régulateur à notre système comme dans la figure (III.9), et en déterminant les paramètres K_p et T_i nous obtiendrons la réponse désirée en boucle fermée.

Ainsi, nous pouvons calculer T_i et K_p comme suit :

Pour un ω_c corrigé, nous avons la marge de phase égale à :

$$M\phi = 180^\circ + [G(j\omega_c)] + [PI(j\omega_c)].$$

Avec $G(s)$ est la fonction de transfert de notre système à savoir $\frac{1}{Cs}$ ce qui nous donne après développement $T_i = \frac{tg M\phi}{\omega_c}$.

De plus nous avons pour un même ω_c corrigée, l'expression $\frac{1}{Cs} \frac{K_p \sqrt{1+(T_i \omega_c)^2}}{T_i \omega_c} = 1$. Ce qui nous donne l'expression de K_p .

Après avoir calculé les paramètres de notre régulateur, nous avons fait une transformation de Laplace vers z car notre système utilise une commande numérique. Pour faire cette transformation, nous avons utilisé la fonction $c2d(PI, Ts, 'zoh')$ présente dans *Matlab*.

☞ Régulateur des boucles en courant

Soit la figure suivante présentant le schéma fonctionnel pour le réglage du courant.

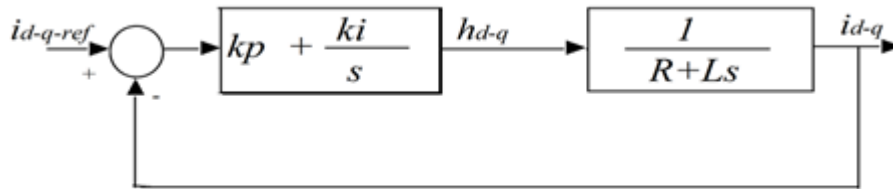


Figure (III. 12) : Schéma fonctionnel de régulateur du courant.

Sachant que la fonction de transfert du régulateur PI est comme suite :

$$FT_{PI} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \left(\frac{1+T_i s}{T_i s} \right) \quad (III. 14)$$

Et que la fonction de transfert de notre système est égale à :

$$G(s) = \frac{1}{R+Ls} = \frac{K}{1+Ts} \quad (III. 15)$$

$$\text{Avec } T = \frac{L}{R}$$

Alors en utilisant la méthode de compensation de pôles pour : $G(S) = \frac{K/T}{1/T+S}$

Ce qui donne la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$FT_{BO} = \frac{K/T}{1/T+S} \cdot K_p \left(\frac{1+T_i s}{T_i s} \right) \quad (III. 16)$$

Et la fonction de transfert en boucle fermée :

$$FT_{BF} = \frac{\frac{K_p}{L} s + \frac{K_p}{LT_i}}{s^2 + \frac{(R+K_p)}{L} s + \frac{K_p}{LT_i}} \quad (III. 17)$$

Par identification avec la fonction de transfert du second ordre qui est fonction de ξ et ω_n donnée comme suite :

$$F(s) = \frac{2\xi\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

Nous obtenons :

$$K_p = 2\xi\omega_n L - R \quad \text{et} \quad \frac{K_p}{T_i} = L\omega_n^2$$

Cependant la simulation de toutes nos commandes est discrète, ce qui nous oblige à recalculer les régulateurs en mode discret. Ainsi, la fonction de transfert en boucle fermée de notre système devient égale à :

$$FTBF = \frac{\frac{K_p(1-z^{-1}) + K_i}{L T_e z^{-1} + L}}{\left(\frac{1-z^{-1}}{T_e z^{-1}}\right)^2 + \frac{(R+K_p)(1-z^{-1}) + K_i}{L T_e z^{-1} + L}} \quad (III.18)$$

Ce qui nous donne :

$$K_p = 2\xi\omega_n L - R$$

$$K_i = \frac{2\xi\omega_n R L - R^2}{L} T_e$$

III.2.3. Résultats de simulation du système complet

Nous présentons maintenant les résultats de simulation de notre système complet présenté par la figure suivante :

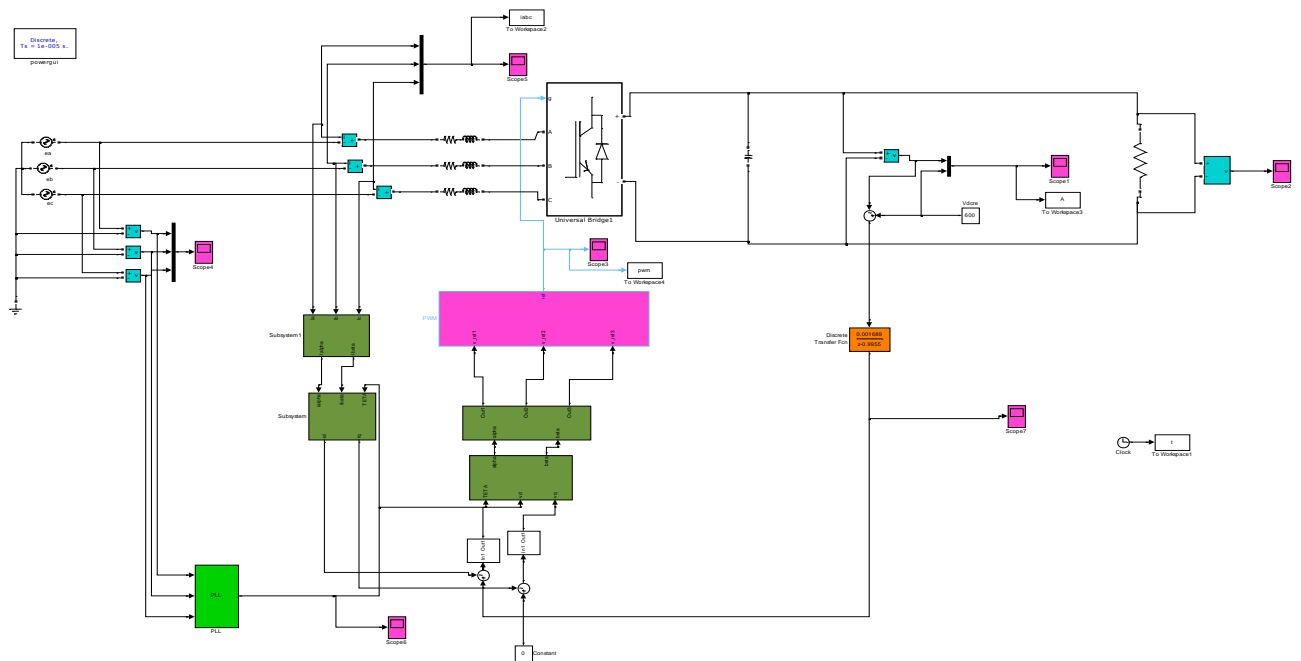


Figure (III. 13) : Schéma de commande VOC pour un pont redresseur à IGBT

Nous obtenons alors l'allure des trois courants de réseau, comme suite :

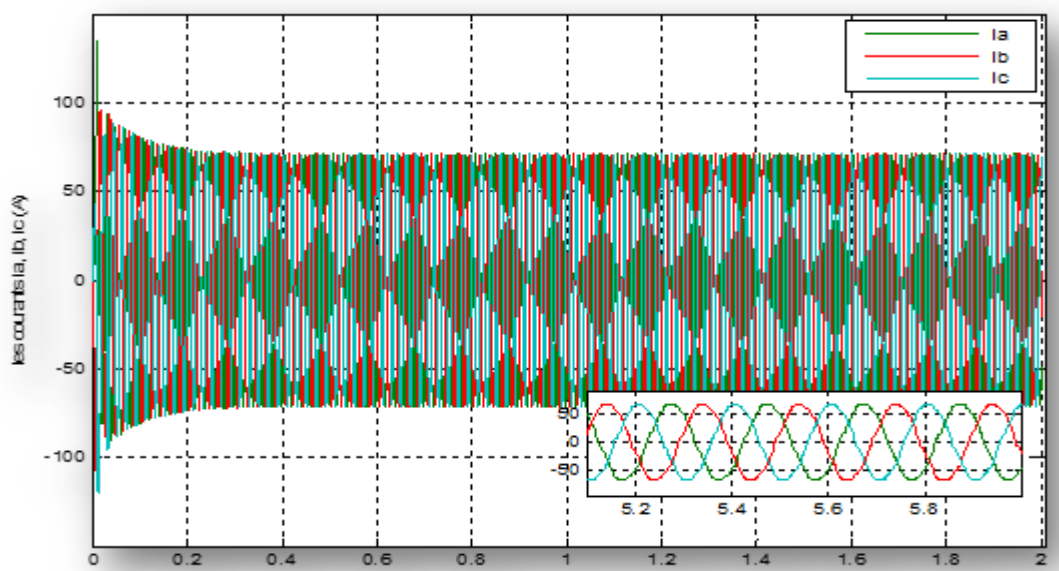


Figure (III. 14) : Représentation du courant : I_{abc}

Et l'allure de la tension aux bornes du condensateur :

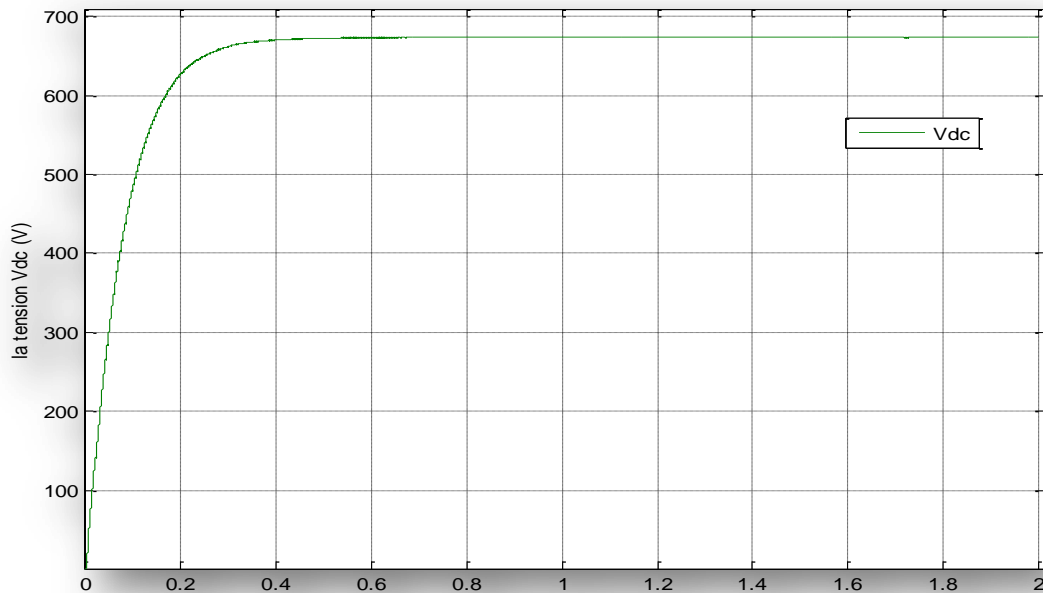


Figure (III. 15) : Allure de la tension aux bornes du condensateur

Nous remarquons des simulations que notre commande nous donne à l'entrée de notre pont redresseur des courants sinusoïdaux et que la tension est constante après $t = 0.4$ sec. Cette commande a été réalisée avec une Hystérésis.

Pour la même commande nous avons également fait une étude du régulateur RST pour la régulation de la tension aux bornes du bus continu en utilisant la méthode proposé dans [13]. Nous obtenons les résultats suivants :

Nous obtenons alors l'allure des trois courants de réseau, comme suite :

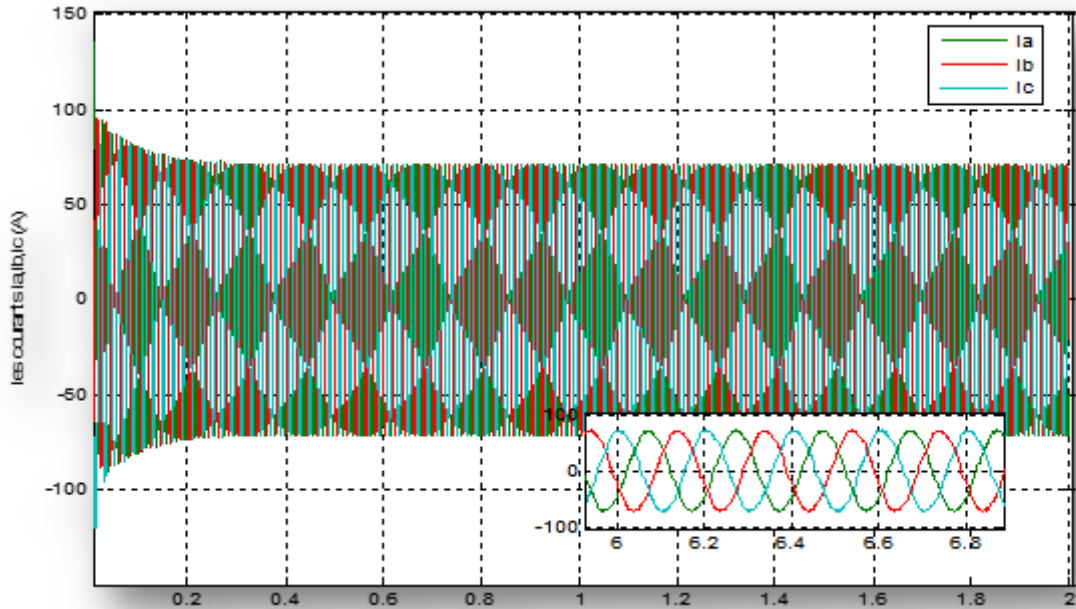


Figure (III. 16) : Représentation du courant : I_{abc}

Et l'allure de la tension aux bornes du condensateur :

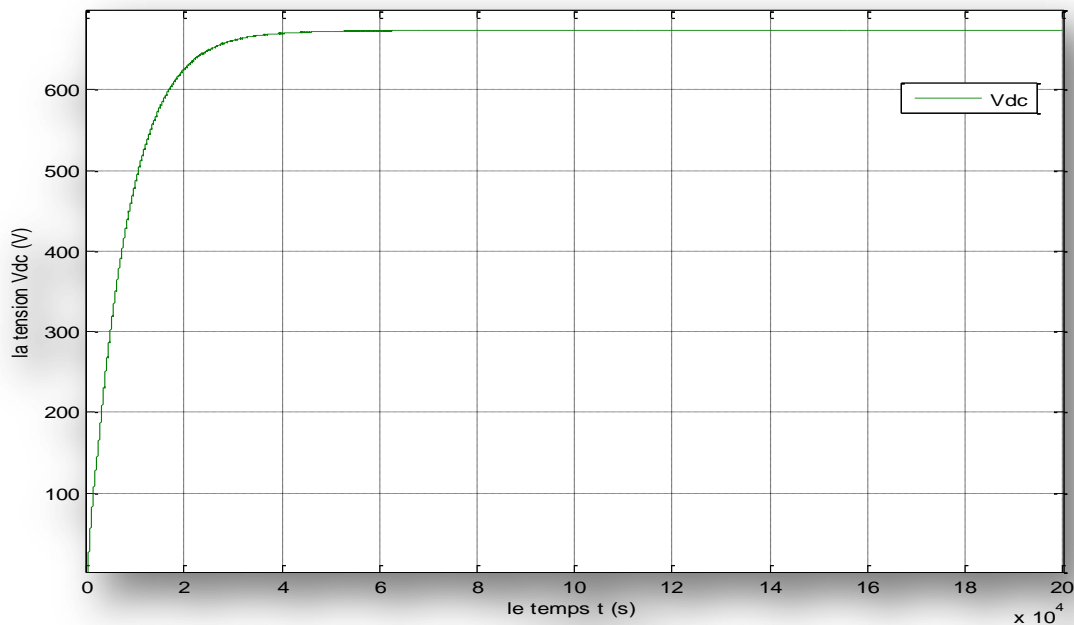


Figure (III. 17) : Allure de la tension aux bornes du condensateur

Nous remarquons que les résultats obtenus sont identiques à ceux obtenus lorsque nous utilisons un régulateur PI , L'objectif a été seulement d'essayer de réaliser un régulateur purement numérique, bien que nous savons qu'un régulateur RST est plus robuste qu'un régulateur PI lors de variation des paramètres, telle que par exemple une variation des

paramètres du condensateur qui sont en général de plus ou moins de 10% et peuvent aller parfois jusqu'à plus ou moins 20% .

Nous avons également fait les simulations de notre commande *VOC* avec d'autres paramètres pour cette fois ci non pas une hystérésis mais une *MLI*. Les résultats obtenus sont donnés par les figures suivantes :

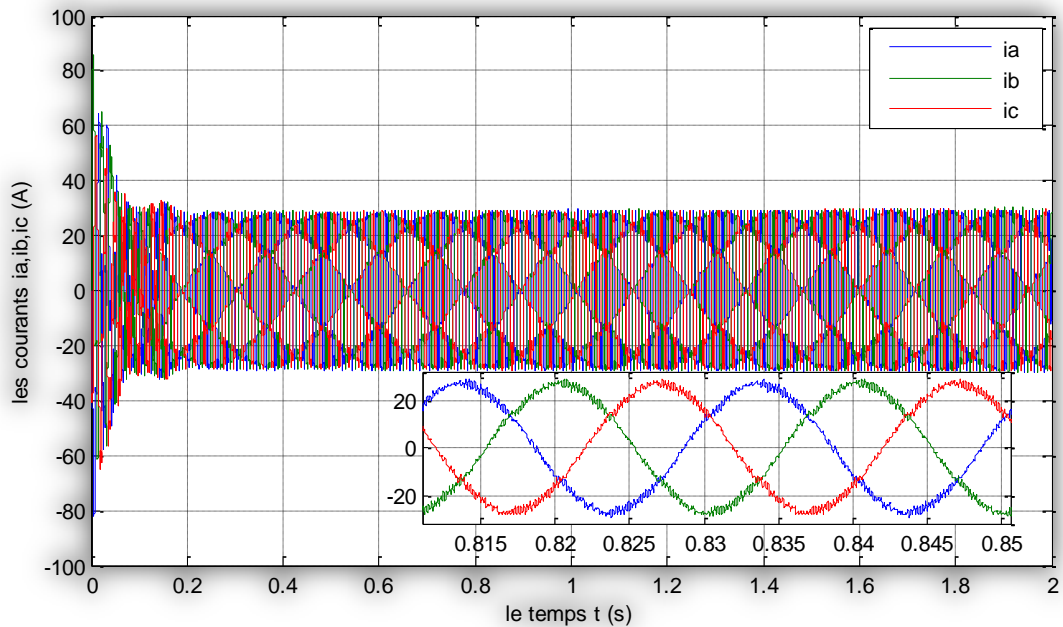


Figure (III. 18) : Représentation du courant : I_{abc}

Et l'allure de la tension aux bornes du bus continu :

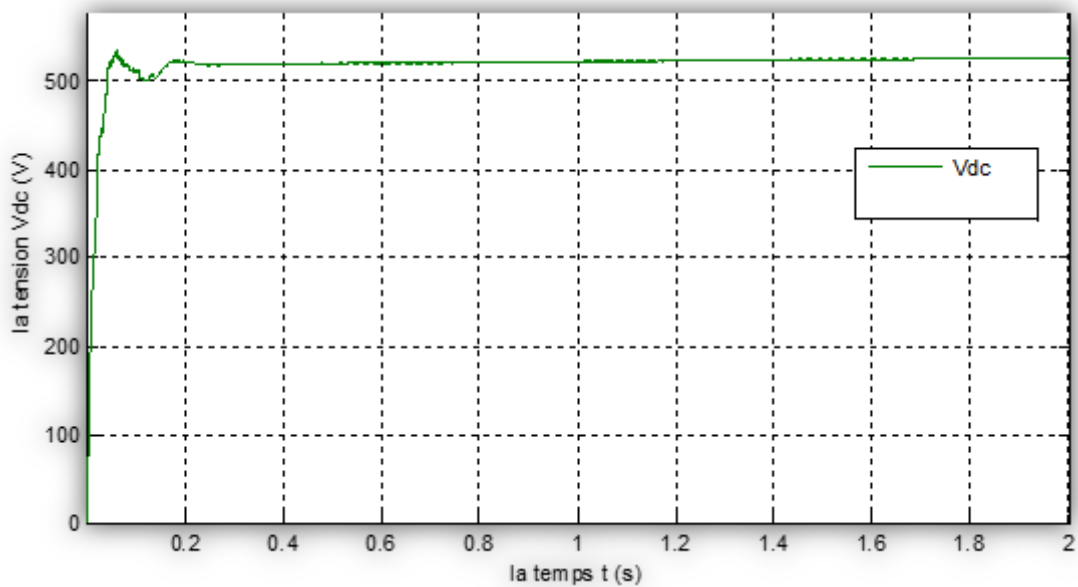


Figure (III. 19) : Allure de la tension aux bornes du bus continu

Nous remarquons que l'allure des courants nous donne des courants sinusoïdaux, et que la tension aux bornes du bus continu est constante ; cependant le niveau de tension aux bornes du condensateur a diminué. Cela est dû au fait qu'il faut améliorer notre régulation au bornes du bus continu.

III.3. Commande en courant

Nous avons également réalisé une étude de la commande d'un pont redresseur à IGBT utilisant la commande en courant, représenté par la figure suivante :

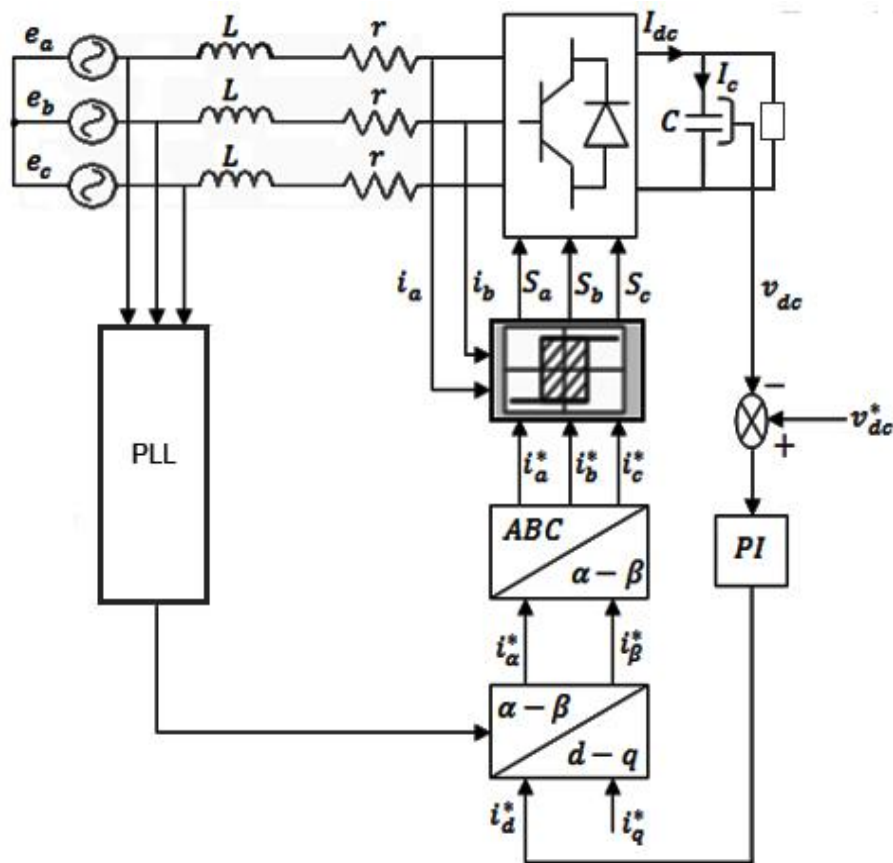


Figure (III.20) : Pont redresseur avec sa commande en courant.

L'étude des parties utilisées pour la commande en courant est identique à ceux présenté pour la commande VOC. Ainsi, nous n'allons pas refaire l'étude chaque partie constituant la commande en courant. Ainsi nous allons présenter uniquement les résultats de simulation obtenu et qui sont montré dans les figures suivants :

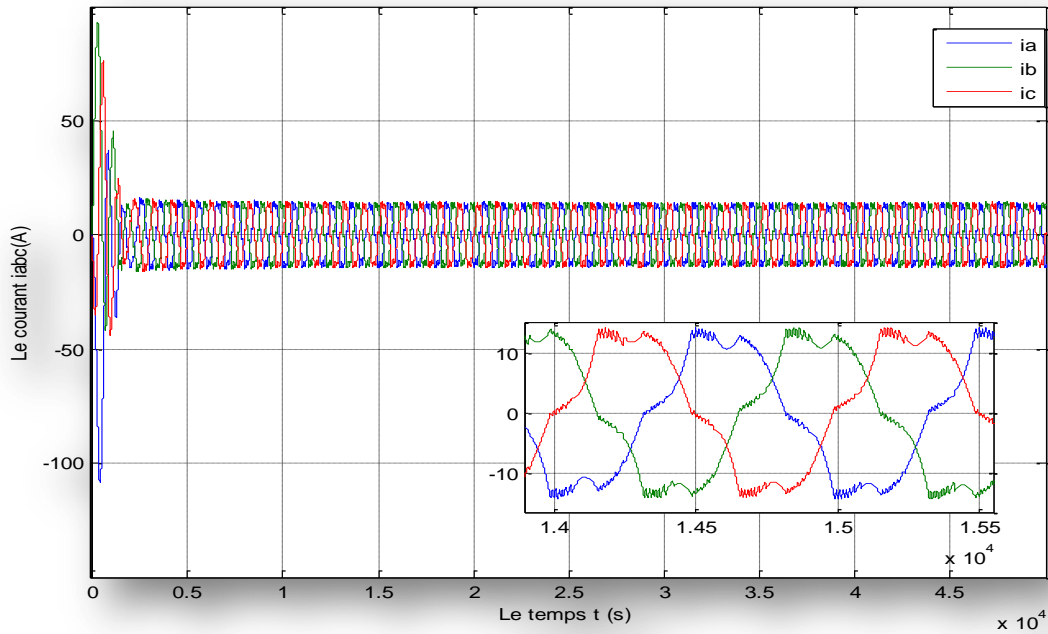


Figure (III. 21) : Représentation du courant : I_{abc}

Et l'allure de la tension aux bornes du condensateur :

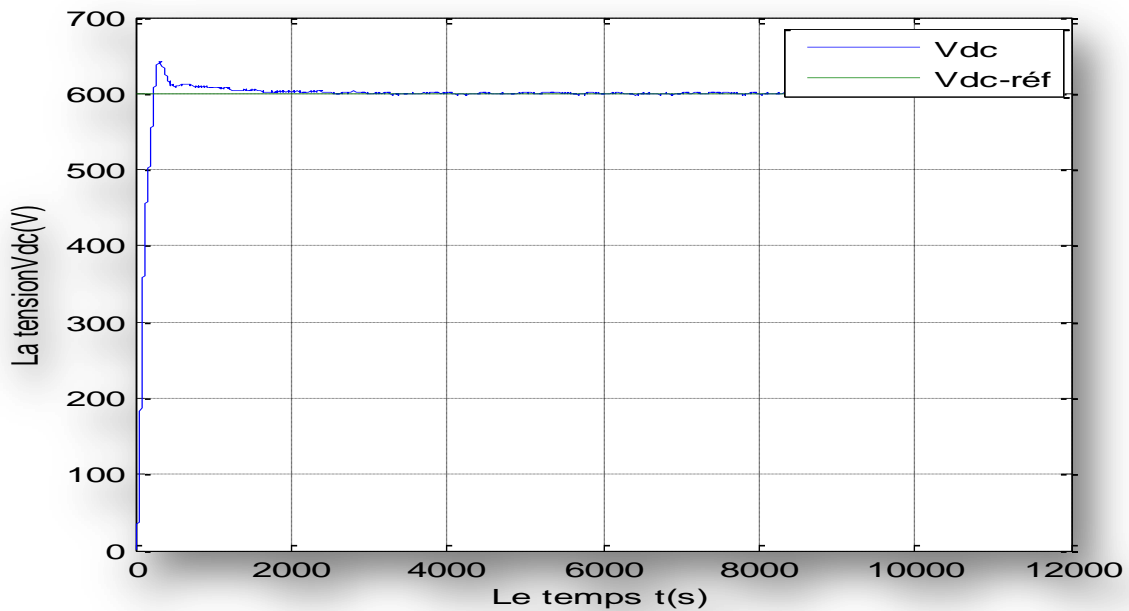


Figure (III. 22) : Allure de la tension aux bornes du bus continu

Nous remarquons des simulations que les courants à l'entrée du pont redresseur donnent de moins bon résultats que la commande *VOC* malgré une tension aux bornes du bus continu qui est constant.

III.4.Conclusion

Dans ce chapitre nous avons étudié en détail chaque partie constituant les commandes *VOC* et en courant. Nous avons montré avec les simulations que la commande *VOC* utilisant l'hystérésis données les meilleurs résultats.

Conclusion général

Dans ce mémoire, nous nous sommes intéressées à étudier les différentes topologies et les circuits de commandes des ponts redresseurs à *IGBT* et/ou *MOSFET*. La raison de ce choix est due au fait qu'il présente des avantages, à savoir une commande en tension, une réversibilité en puissance et la possibilité de minimiser les harmoniques de courants, car comme nous le savons les ponts redresseurs sont en général considéré comme des charges non linéaire. De plus, les commandes étudié été tous des commandes numériques car ces dernières années les microcontrôleurs (*PIC* ou *DSPIC*) et *DSP* ont énormément évolué et leurs puissance de calcul ont également été amélioré. Cela a permis de développer des algorithmes plus compliqué qui seront facilement implémentable.

Ainsi, dans notre premier chapitre, nous avons donné une généralité sur les différents topologies de ponts redresseurs, en donnant des explications pour chaque types de redresseur (non commandé, semi-commandé et commandé). Nous avons également présenté les avantages et les inconvénients de ces topologies. Ensuite, nous avons présenté le second chapitre, ce chapitre porté sur la description des différentes commandes existant pour la commande des ponts redresseurs à *IGBT* et/ou *MOSFET* tels que la commande *VOC*, *VFOC*, *DPC* et en courant. Dans le dernier chapitre, nous avons choisi de faire une étude détailler des commandes *VOC* et en courant, en présentant les détails de chaque partie constituant ces commandes. Nous avons également présenté le calcul des régulateurs *PI* et régulateur *RST* que nous avons utilisé. Les simulations que nous avons réalisées avec les toolbox *Simulink* et *SimPowerSystem* de *MATLAB* nous ont montré que la commande *VOC* discrète donne les meilleurs résultats par rapport aux autres commandes que nous avons étudiées.

Annexes

Transformation de coordonnées $abc-\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix}$$

Paramètres de Simulation

Paramètres de simulations pour la commande en courant

Résistance du filtre de connections	r	0.5	Ω
Inductance du filtre de connections	L	5	mH
Condensateur du bus continu	C	2.2	mF
Tension du bus continu	v_{dc}	700	V
Résistance de charge	R	50	Ω
Tension efficace du réseau	e	115	V
Fréquence de tension du réseau	f	50	$Hertz$

Bibliographie

- [1] M.ALLAMAND, LP.ALFRED DU MUSSET. Conversion alternative continu. Les redresseurs.
- [2] H.DENOUN, "contribution à L'étude et la Réalisation des convertisseurs AC/DC à MLI à Facteur de puissance unitaire".
- [3] N.BELHAOUCHET. "Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : amélioration de la qualité de l'énergie".
- [4] A.BOULAHIA. "Etude des convertisseurs statiques destinés à la qualité de l'énergie électrique".
- [5] Y.DJALALI et K.DAHOU. "Etude et simulation d'un pont redresseur IGBT alimentant un onduleur connecté à une machine asynchrone".
- [6] F.KENDOULI. Central éolienne et qualité de l'énergie électrique.
- [7] N.Chalabi. Etude et simulation avancées d'une machine asynchrone à double alimentation pour l'application éolienne.
- [8] A.BOUAFIA. Techniques de commande prédictive et floue pour système d'électronique de puissance : Application aux redresseurs à MLI.
- [9] S.L. SANJUAN. Voltage Oriented Control of Three-Phase Boost PWM Converters Design, simulation and implementation of a 3-phase boost battery charger.
- [10] B. NOURI. Fonctionnement à fréquence de commutation constante des convertisseurs de puissance en utilisant des techniques de commande avancées application : Amélioration de la qualité de l'Energie. Thèse de doctorat en sciences, Université Ferhat Abbas Sétif, Algérie, 06/07/2011.
- [11] A.KESSEL.correction d'un facteur de puissance à l'entrée d'un convertisseur AC/DC.
- [12] M. Sc. Mariusz. Cichowlas , PWM Rectifier with Active Filtering. Prostownik sterowany metoda modulacji szerokości impulsów z filtracją modulacji szerokości;Warsaw.Poland 2004.
- [13] B.BENYAHIA. Master automatique, "contrôle de processus, TP système multi variables discrets " TP N2
- [14] C.BENHABIB. Improved Phase Locked Loop for Utility Grid Applications"

Résumé

Le travail effectué dans cette mémoire présente l'étude de deux commandes numériques d'un pont redresseur à *IGBT*. Nous avons tout d'abord présenté les différentes stratégies de commandes pour le pont redresseur à *IGBT* et/ou *MOSFET* telles que la *DPC*, la *VFOC*, la commande en courant et la commande *VOC*. Puis une étude détaillée de la commande *VOC* et en courant ont été présentées. Nous avons terminé par une présentation des résultats de simulation de la commande *VOC* et la commande en courant dont la commande *VOC* donne les meilleurs résultats avec une amélioration de la qualité du courant et de la tension.

Mots clés : *IGBT*, *MOSFET*, *DPC*, *VFOC*, *VOC*.

Abstract

The work done in this thesis presents a study of two numerical controls of an *IGBT* rectifier. We have first presented different control strategies for *IGBT* and/or *MOSFET* rectifier such as *DPC*, *VFOC*, current control and *VOC*. Then a detailed study for the *VOC* control and current control was presented. In the end, we have presented the simulation results of the *VOC* and current control, which the *VOC* control gives better results and a better quality of the current and the voltage.

Keywords: *IGBT*, *MOSFET*, *DPC*, *VFOC*, *VOC*.

ملخص

العمل المنجز في هذه المذكرة يقدم دراسة عن التحكم الرقمي لمحول كهربائي بالـ *IGBT*. سنقوم أولاً بتقديم مختلف طرق التحكم بالمقوم الكهربائي بـ *IGBT* و/أو *MOSFET* مثل الـ *DPC*, *VFOC*, التحكم في التيار و التحكم *VOC*. ثم قدمت دراسة مفصلة عن التحكم *VOC* و التيار. ثم أنهينا هذا العمل بتقديم نتائج المحاكاة للتحكم *VOC* والتحكم في التيار حيث التحكم *VOC* يعطي أفضل النتائج مع تحسين جودة التيار والتوتر.

الكلمات المفتاحية: *IGBT*, *MOSFET*, *DPC*, *VFOC*, *VOC*.